



เครื่องช่วยวัดค่าทางอุตุนิยมวิทยาแสดงผลผ่านทางระบบวิทยุ  
(ปริมาณน้ำฝน ; อุณหภูมิ)

RAIN SHOW AND TEMPERATURE TELETERING



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
ภาควิชาเทคนิคอุตสาหกรรม  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2534

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

หัวข้อปริญญานิพนธ์

เครื่องช่วยวัดค่าทางอุณหภูมิมหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์  
ระบบวิทยุ (ปริมาณน้ำฝน , อุณหภูมิ)

โดย

นาย สัมพันธ์ เจริญกิจการ  
นาย สุวิทย์ กุชโร

ภาควิชา

เทคโนโลยีการเกษตร

อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร. กนก เจริญพงศ์เวช

คณะกรรมการคณาจารย์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร  
ลาดกระบัง อนุมัติให้นับปริญญานิพนธ์ ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตาม  
หลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

คณะกรรมการสอบปริญญานิพนธ์

..... อาจารย์ที่ปรึกษา

( )

..... กรรมการ

( )

..... กรรมการ

( )

..... กรรมการ

( )

ลิขสิทธิ์ของคณาจารย์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Project Report      RAIN SHOW AND TEMPERATURE TELEMETERING

By                      Mr. Samphan Rienkijakarn  
                             Mr. Suwit              Kutcharow

Department of      Industrial Technology  
Advisor              Assist. Professor Dr. Kanok Jenjirapongvet

-----  
Accepted by the Faculty of Engineering, King Mongkut's  
Institute of Technology, Ladkrabang in partial fulfillment of  
the requirements for the Bachelor's degree.

Project Report Committee

..... Chairman

( ..... )

..... Member

( ..... )

..... Member

( ..... )

..... Member

( ..... )

Copyright of the Faculty of Engineering, KMIT'L

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์

เครื่องช่วยวัดค่าทางอุตุนิยมวิทยาแสดงผลผ่านระบบวิทยุ  
(ปริมาณน้ำฝน ; อุณหภูมิ)

โดย

นาย สัมพันธ์ เจริญกิจการ  
นาย สุวิทย์ กุชโร

อาจารย์ที่ปรึกษา  
ปีการศึกษา

ผศ.ดร. กนก เจริญพงศ์เวช  
2534

### บทคัดย่อ

โครงการนี้ เป็นการใช้ระบบรับ - ส่งวิทยุ แสดงผลค่าทางอุตุนิยมวิทยา (ปริมาณน้ำฝน ; อุณหภูมิ)

ทางด้านเครื่องส่ง ใช้การส่งวิทยุแบบ AM MOD ย่านความถี่ 27 MH<sub>z</sub> ซึ่งระบบการ MOD จะอ้างอิงการทำงานของไอซี LM 1871 โดยการ MOD นั้นจะนำค่าของสัญญาณ PULSE ที่ได้จากการ SENSOR ของอุณหภูมิ และ น้ำฝน ทำการ MOD กับสัญญาณความถี่ 27 MH<sub>z</sub> เพื่อส่งออกอากาศ

ทางด้านเครื่องรับวิทยุ ได้ใช้ไอซี LM 1872 ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวรับสัญญาณทางด้านส่งและทำการ DECODER จากเครื่องส่ง แล้วนำค่าดังกล่าวผ่านภาคแสดงผลทางด้านภาครับออกมาเป็นตัวเลข

ตัว SENSOR ปริมาณน้ำฝนจะใช้หลักการของวัดค่าปริมาณตามที่กำหนดไว้ จากนั้นก็ผ่านวงจรโมโนสเตเบิล เพื่อนำไป MOD กับ CARRIER เพื่อนำออกอากาศต่อไป โดยในการวัดค่าของปริมาณน้ำฝนสามารถทำการกำหนดค่าที่จะวัดได้ โดยการปรับกลไกในตัว SENSOR

ตัว SENSOR อุณหภูมิใช้ไอซี LM 335 ซึ่งอุณหภูมิ ที่ศูนย์องศาเซลเซียส จะให้ค่าเอาท์พุท 2.73 V และจะเปลี่ยนแปลงค่า 10 mV/K. ซึ่งขึ้นอยู่กับอุณหภูมิ ในขณะนั้นจากนั้นนำเข้าสู่ภาค V - F CONV เพื่อ MOD กับ CARRIER ออกอากาศทางด้านภาคแสดงผล (MONITOR) ใช้วงจร COUNTER แสดงทางภาครับ

ซึ่งในโครงการนี้แสดงการทำงานของระบบทั้งหมดอยู่ในลักษณะตัวอย่าง หรือแนวความคิดที่เป็นไปได้ การซึ่งโครงการสามารถพัฒนาไปใช้งานจริงได้ โดยขั้นตอนการคำนวณว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Project Report      RAIN SHOW AND TEMPERATURE TELEMETERING

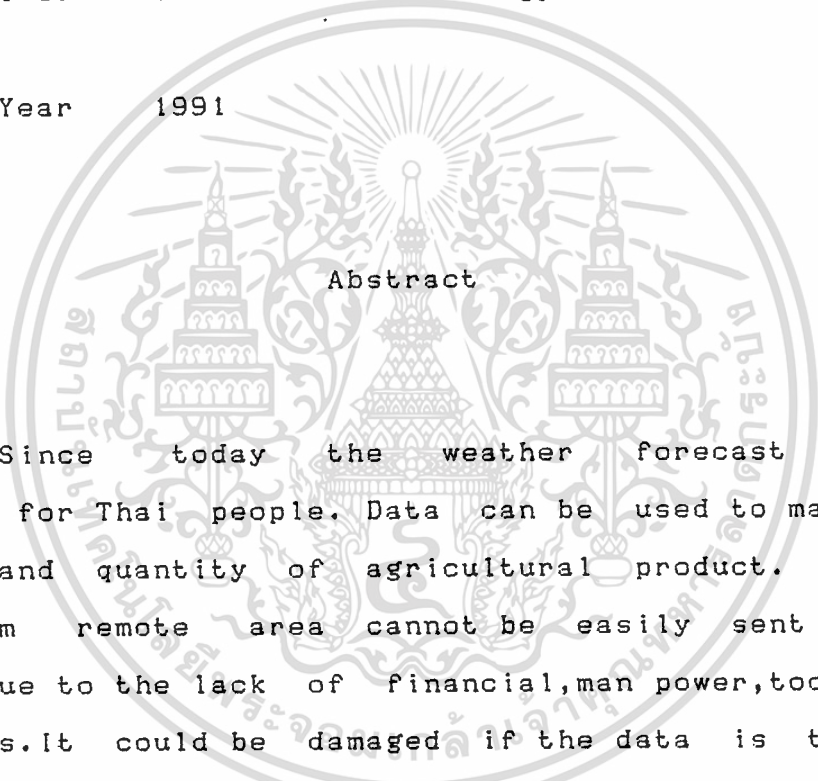
By                      Mr. Samphan    Rienkijakarn

                            Mr. Suwit        Kutcharow

Advisor               Assist.Professor Dr. Kanok    Jenjirapongvet

Department of        Industrial Technology

Academic Year        1991



Abstract

Since today the weather forecast is so important for Thai people. Data can be used to manage the process and quantity of agricultural product. But the data from remote area cannot be easily sent to the center due to the lack of financial, man power, tools and equipments. It could be damaged if the data is too late.

For this reason this project can approve the disadvantage with high speed data, low cost, and high efficiency. And can be used urban country. We expect project can exploit in the future and useful for Thai people.

## ความมุ่งหมายของปริณิษณินท์

### บทนำ

เนื่องจากในปัจจุบันการพยากรณ์ทางอุตุนิยมวิทยา ได้รับความสนใจในหมู่ประชาชนมากขึ้น แต่เนื่องจากการตรวจวัดค่าทางอุตุนิยมวิทยาในปัจจุบันมีข้อจำกัดในด้านงบประมาณ, บุคลากรหรือความล่าช้าในการรายงานผลที่วัดได้ จึงเป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดผลเสีย ที่คาดไม่ถึงที่เกิดขึ้นต่อผู้ที่ได้รับผลการรายงานที่ช้าเกินไป.

ดังนั้น เพื่อให้ผลของการพยากรณ์เป็นไปอย่างรวดเร็ว, แม่นยำ, และถูกต้อง จึงได้จัดทำเครื่องช่วยตรวจวัดค่าทางอุตุนิยมวิทยาขึ้น ซึ่งเครื่องช่วยวัดนี้จะทำการวัดค่าในสภาพพื้นที่จริงตามต้องการ โดยไม่จำเป็นต้องใช้บุคลากรที่มีความชำนาญ หรืองบประมาณที่สูงแต่อย่างใด จึงเชื่อมั่นว่าจะมีประโยชน์ต่อการนำค่าที่วัดได้ไปใช้อย่างแน่นอน.

### วัตถุประสงค์และจุดมุ่งหมาย

1. ทำให้การวัดค่าทางอุตุนิยมวิทยาเป็นไปอย่างรวดเร็ว, แม่นยำ และถูกต้อง
2. ทำให้สามารถขยายจุดวัดเพิ่มขึ้นในพื้นที่ต่าง ๆ ที่ต้องการได้สะดวก รวดเร็วและ ประหยัดงบประมาณได้
3. ใช้เป็นข้อมูลเบื้องต้นที่จะนำไปใช้เพื่อการพยากรณ์ทางอุตุนิยมวิทยา
4. ใช้ผลที่ได้จากการวัด ในการแจ้งเตือนภัยที่อาจจะเกิดขึ้นได้ทันเหตุการณ์
5. นำค่าดังกล่าวเป็นข้อมูลทางด้านสถิติ เพื่อการเกษตร หรือทางด้านอุตุนิยมวิทยาได้

### ขอบเขตงานที่ทำ

1. ตัว SENSOR ปริมาณน้ำฝน ให้ได้ OUTPUT ออกมาในรูปแบบสัญญาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ PULSE โดยผ่านวงจร MONOSTABLE ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ตัว SENSOR อุณหภูมิโดยใช่ IC เบอร์ LM 335
3. เครื่องส่งวิทยุใช้ย่านความถี่ 27 MHz ซึ่งเป็นการ MOD แบบ AM
4. เครื่องรับสัญญาณวิทยุ โดยใช่ IC เบอร์ LM1872
5. ภาคแสดงผล (DISPLAY) โดยใช่หลักการวงจร COUNTER เพื่อแสดงผลค่าปริมาณน้ำฝน และ อุณหภูมิทางด้านรับ

.....



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## กิติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงลงได้ ด้วยความร่วมมือและความตั้งใจในการทำงานของเพื่อนร่วมงานในกลุ่ม Project ทั้งได้รับคำแนะนำจากอาจารย์ที่ปรึกษาทางด้านเทคนิคและแนวความคิดต่าง ๆ นอกจากนี้ได้รับคำแนะนำจากบุคคลใน กองวิทยุโทรคมนาคม การไฟฟ้าฝ่ายผลิตแห่งประเทศไทย นนทบุรี ดังนี้  
คุณ พจน์ แสงนิล, คุณ เจียม ปริกมะเริง, คุณสิทธิชัย ทาทิพย์  
คุณ ศรีปราชญ์ อนุสรณ์นรการ คุณ จรรุญ ชำนาญศิลป์ ตลอดจนบุคคลที่ไม่ได้  
เอยนามด้วย คณะผู้จัดทำขอกล่าวขอบคุณไว้ ณ. โอกาสนี้เป็นอย่างยิ่ง

นาย สัมพันธ์ เจริญกิจการ  
นาย สุวิทย์ กุชโร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ

LM 1871 RC ENCODE/TRANSMITER	1
LM 1872 RADIO CONTROL R <sub>x</sub> /DECODE	8
LM 335 (ตัวตรวจจับอุณหภูมิ)	15
LM 331 V/F ; F/V CONVERTER	24
วงจรโมโนสเตเบิล	32
วงจรตีเบาะ	43
หลักการของ A/D	47
หลักการทํางานของเครื่องวัดปริมาณน้ำฝน	55
แสดงขนาดของกรวยที่ใช้วัดปริมาณน้ำฝน	57
หลักการทํางานของชุดทางด้านส่ง	58
หลักการทํางานของภาคเครื่องรับ	62
ปัญหาที่เกิดขึ้นในระยะเวลาที่ทําโครงการ	67
แนวทางพัฒนาและการแก้ไขโครงการ	69
สรุปและข้อเสนอแนะ	70
หนังสืออ้างอิง	71
ภาคผนวก	72

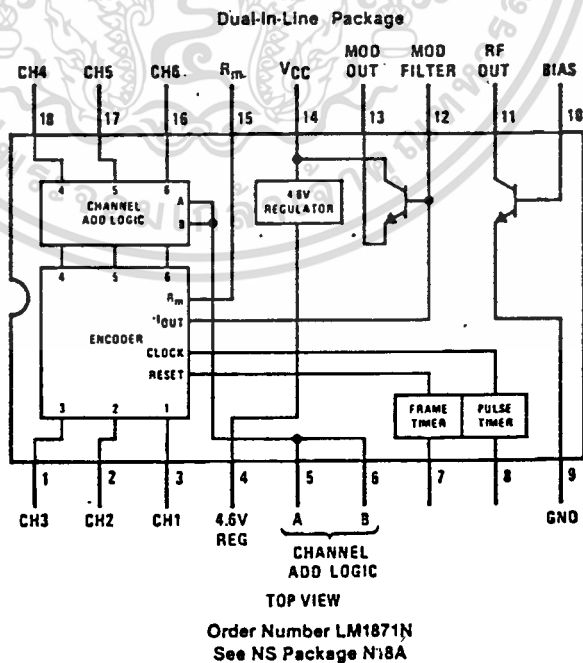
# LM1871 RC ENCODER/TRANSMITTER

## รายละเอียดทั่วไป.

IC1871 ที่ถูกสร้างขึ้นมีอยู่ด้วยกัน 6 CH โดยที่สามารถทำการป้อนสัญญาณ I/P ได้ตามขาต่างของ IC เอง ซึ่งสัญญาณที่ป้อนนี้มีทั้งสัญญาณที่อยู่ในรูปของสัญญาณ ANALOG และสัญญาณ DIGITAL โดยสามารถเป็นการจัดส่งแบบ ANALOG ได้ 2 CH และส่งแบบ DIGITAL อีก 4 CH สำหรับในกรณีที่ส่งอยู่ในรูปของสัญญาณ ANALOG สัญญาณดังกล่าว ก็จะถูกเปลี่ยนไปเป็นสัญญาณที่อยู่ในรูปของสัญญาณ DIGITAL (PLUSEWIDTH MODULATOR): PWM แล้วจึงนำสัญญาณดังกล่าวไปทำการ MOD กับสัญญาณ RF เพื่อที่จะนำออกอากาศต่อไป.

สัญญาณ RF ที่เครื่องส่งสร้างขึ้นจะมีขนาดกำลัง WATT ต่ำ โดยที่ IC เบอร์นี้จะสนองตอบที่ย่านความถี่ย่าน 27 MHz or 49 MHz ซึ่ง IC เบอร์นี้ นิยมประยุกต์ใช้งานในด้านการบังคับหุ่นยนต์ หรือของเล่น นอกจากนี้สามารถส่งสัญญาณที่ใช้งานในรูปของสัญญาณ INFRA-RED OR FIBEROPTIC หรือในรูปของความถี่ที่ส่งออกไปในอากาศ ซึ่ง IC เบอร์นี้จะใช้ควบคู่กับ IC เบอร์ LM 1872 ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัว RECEIVER/DECODER

### Block and Connection Diagram



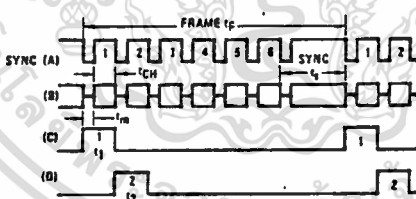
รูปที่ 1 แสดง CIRCUIT BLOCK AND CONNCTION DIAGRAM

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยสัญญาณที่ DECODE ได้จะอยู่ในรูปของสัญญาณ ANALOG 2 CH โดยจะทำการ DECODE ให้เป็นสัญญาณ PWM. อีกครั้งหนึ่งให้เหมือนกับทางด้าน I/P และอยู่ในรูปของสัญญาณ DIGITAL (ON/OFF) โดยมีตัวทำการ DECODE อีก 2 CH ซึ่งจะให้สัญญาณที่ส่งในรูปของ DIGITAL ได้ทั้งหมด 4 CH

**การต่อใช้งานและการประยุกต์ใช้.**

IC LM1871 ถูกออกแบบใช้งานทางด้านส่งโดยใช้ความถี่ 27 MHz หรือ 49 MHz สัญญาณที่ป้อนเข้าทางด้าน I/P ที่ใช้เพื่อการควบคุมในระบบวิทยุ นั้นมีอยู่ด้วยกัน 6 CH ซึ่งแต่ละ CHANNEL จะทำงานอิสระต่อกัน ทางด้าน ENCODE ซึ่งอยู่ทางด้านส่งนั้นจะทำการเปลี่ยนแปลงค่าของสัญญาณ ANALOG ที่รับเข้ามานั้น ให้อยู่ในรูปของสัญญาณ DIGITAL (PULSE WIDTH) โดยการเปลี่ยนแปลงค่าของ PULSE WIDTH ซึ่งเป็นส่วนสำคัญภายใต้ระบบ FIXED MODULATION PULSE โดยสัญญาณที่ถูก ENCODE ที่ได้มาจาก CHANNEL ต่างนั้นจะถูกจัดเรียงกันเป็นแบบ SEQUENTIAL และจะมีสัญญาณ SYNC ต่อท้ายของ PWM. CHANNEL ต่าง ๆ อีกที่หนึ่ง จากรูปที่ 2 เป็นการแสดงรูปแบบของสัญญาณ CONTROL FORMAT และ CHANNEL PULSE WIDTH, SYNC TIME, และ ค่าของสัญญาณใน 1 FRAME TIME.



รูปที่ 2 แสดงDIGITAL PROPORTIONAL CONTROL FORMAT

- (A) ENCODER OUTPUT (Pin 13)
- (B) TRANSMITTED RF CARRIER ENVELOPE
- (C) TYPICAL RECEVIER CHANNEL 1 OUTPUT
- (D) TYPICAL RECEVIER CHANNEL 2 OUTPUT

จากรูปที่ 2(A) แสดงสัญญาณที่ได้จากการ ENCODE ทางด้าน O/P ของระบบ MODULATION TIME ( $t_m$ ) ถูกกำหนดขึ้นโดยชั่วขณะหนึ่งของ CHANNEL TIME ( $t_{ch}$ ) ซึ่งเป็นการเปลี่ยนค่า PULSE WIDTH ในรูปที่ 2 (C, D) เป็นการแสดงค่าทั้งหมดของ ( $t_m$ ) ซึ่งเกิดจากค่าของ  $t_m + t_{ch}$  เพราะว่าการไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

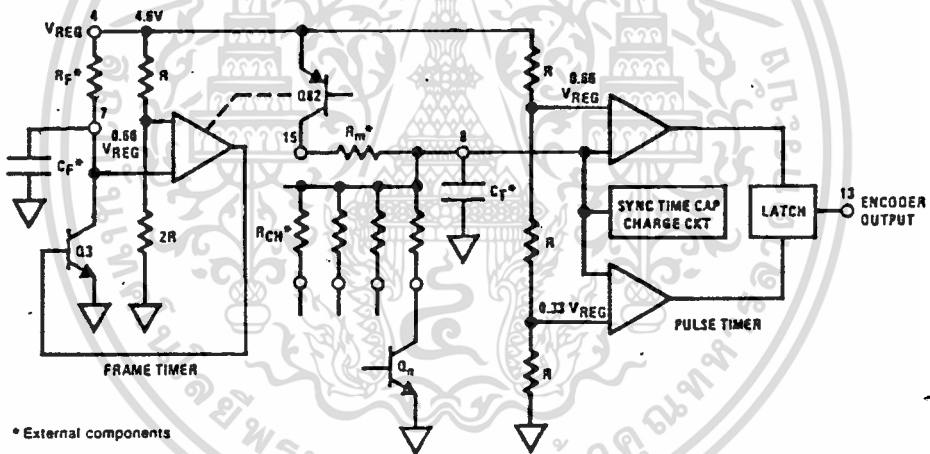
frametime ( $t_f$ ) จะเป็นตัวกำหนด ค่า SYNC TIME ( $t_s$ ) จะทำการเปลี่ยนค่า CHANNEL TIME

หลังจากการ DETECTION ทางด้านรับค่าของ CHANNEL PULSE WIDTH จะทำการแปลงเป็นสัญญาณ ANALOG อีกครั้งหนึ่ง เพื่อไปทำการบังคับหุ่นยนต์, ควบคุมความเร็วของ MOTOR หรือไปทำการ (ON/OFF) อุปกรณ์ต่าง ๆ ได้ง่าย

### ขั้นตอนการออกแบบและประยุกต์ใช้งาน.

#### LM1871 ENCODER TIMING

จากรูปที่ 3 เป็นการแสดง TIMING DIAGRAM และ WAVE FORMD ของ IC LM1871 ซึ่งทำหน้าที่เป็นภาคการทำงานทางด้านส่ง จากรูปสัญญาณ FRAMETIMER



\* External components

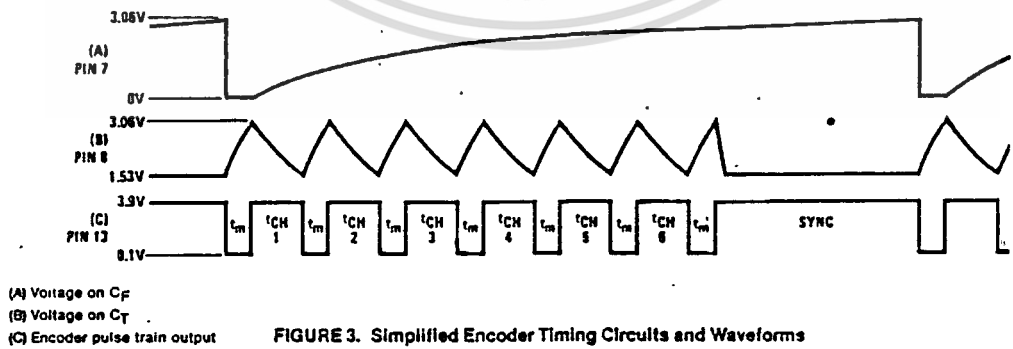


FIGURE 3. Simplified Encoder Timing Circuits and Waveforms

รูปที่ 3 แสดง Timing diagram และ Wave formd ของ LM 1871

OSCILLATOR จะประกอบด้วยวงจร COMPARATOR และ TRANSISTOR ชนิด NPN ซึ่งจะทำหน้าที่เป็นตัว SWITCHING เมื่อสภาวะการทำงานของ TRANSISTOR ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิมิต์จะทำให้ TRANSISTOR TURNED "OFF" ซึ่งค่าดังกล่าวจะเกิดจากค่า TIMING CAPACITOR ( $C_T$ ) เมื่อมีค่า VOLTAGE ตกคร่อมตัวมันประมาณ  $2/3$  ของ  $V_{REG}$  VOLTAGE และตัว TRANSISTOR จะเปลี่ยนสถานะเป็น TURNED "ON" เมื่อมีการคายประจุของ  $C_T$  ลง GROUND เป็นการสิ้นสุด 1 รอบการทำงาน ของ FRAMTIMING ( $t_F$ )

การทำงานของ PULSE TIMING ของวงจรนี้จะเหมือนการทำงานจริง แต่ค่า TIMING CAPACITOR ( $C_T$ ) มันจะ CHARGES และ DICHARGES อยู่ระหว่าง  $1/3$  หรือ  $2/3$  ของ  $V_{REG}$  VOLTAGE ของการอิมิต์ของ TRANSISTOR PNP ( $Q_{P2}$ ) ซึ่งมันจะทำให้สัญญาณ MODULATION TIMING คงสถานะไว้ได้ ค่าของ ( $R_m$ ) เมื่อ  $C_T$  เก็บประจุถึง  $2/3$  ของ  $V_{REG}$  จะเกิดการ SWITCHING ตัวเองของ NPN ( $Q_{N1}$ ) จะเกิดการคายประจุให้แก่ความต้านทาน ( $R_{EN}$ ) ของแต่ละ CH ซึ่งค่า time constant ของวงจรสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้.

$$-t/RC = \ln.V1/V2$$

$V1$ = Voltage across timing resistor at end of timing cycle.

$V2$ = Voltage across timing resistor at beginning of timing cycle.

### Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	+ 16V
DC Current Out of Pin 4	10 mA
DC Current Out of Pin 13	25 mA
Package Dissipation (Note 1)	1.0W
Pin 4 Externally Forced	6V
Operating Temperature Range	- 25 °C to + 85 °C
Storage Temperature Range	- 65 °C to + 150 °C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300 °C

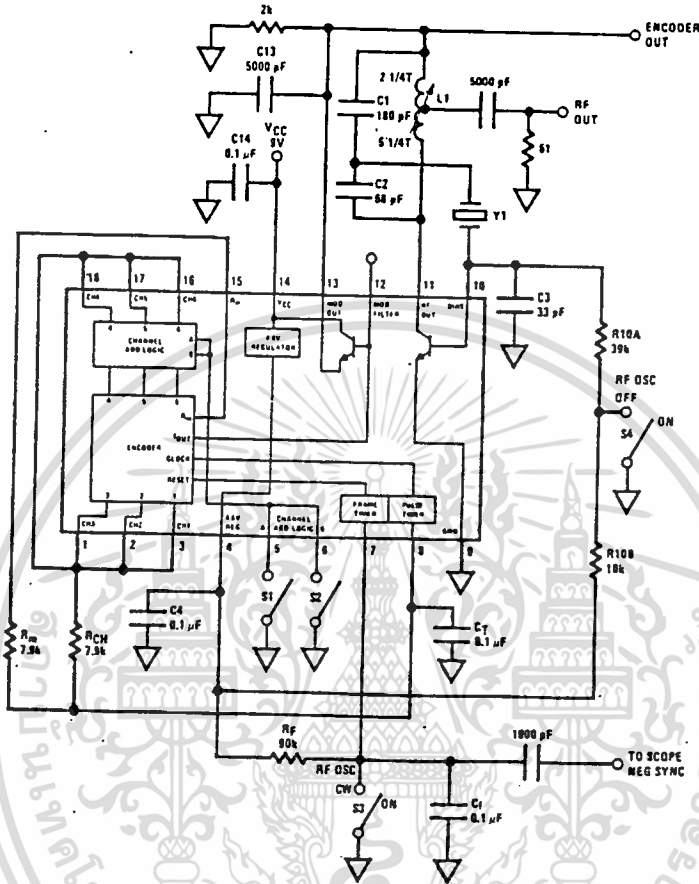
### Electrical Characteristics $T_A = 25^\circ\text{C}$ , $V_{CC} = +9\text{V}$ , see Test Circuit and Waveforms

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units	
<b>Encoder Section, Close S1, S2, S4 Open S3</b>						
V14	Supply Voltage	4.5	9	15	V	
I14	Supply Current	Encoder Only				mA
V4	Reference Voltage	4.1	4.8	5.1	V	
t <sub>f</sub>	Frame Time	$t_f = R_{FC} + 0.63R_{MOD}C_T$				ms
t <sub>m</sub>	Mod Time	$t_m = 0.63R_{MOD}C_T$				ms
t <sub>ch</sub>	Channel Time	$t_{ch} = 0.63R_{CH}C_T$				ms
t <sub>s</sub>	Sync Time, T <sub>x</sub> Channels 1-6	Close S1, Close S2				ms
t <sub>s</sub>	Sync Time, T <sub>x</sub> Channels 1-5	Open S1, Close S2				ms
t <sub>s</sub>	Sync Time, T <sub>x</sub> Channels 1-4	Close S1, Open S2				ms
t <sub>s</sub>	Sync Time, T <sub>x</sub> Channels 1-3	Open S1, Open S2				ms
Δt <sub>n</sub>	Supply Rejection, t <sub>m</sub> + t <sub>ch</sub>	ΔV <sub>CC</sub> 6V to 12V				%/V
ΔV13	Encoder Output Swing					V <sub>pp</sub>
ΔV12	Mod Filter Output Swing					V <sub>pp</sub>
I12	Mod Filter Source/Sink Current					± mA
R <sub>IN(8)</sub>	Pulse Timer Input Resistance					MΩ
I <sub>TH(7)</sub>	Frame Timer Threshold Current					μA
I <sub>LEAK(15)</sub>	Mod Timer Leakage Current	Pin 15 to 0V				μA
V <sub>SAT(15)</sub>	Mod Timer Saturation Voltage	I <sub>15</sub> = 2 mA, (V4-V15)				mV
I <sub>LEAK(CH)</sub>	Channel Timer Leakage Current	Pins 1, 2, 3, 16, 17, 18 to 4.6V				μA
V <sub>SAT(CH)</sub>	Channel Timer Saturation Voltage	I <sub>CH</sub> = 2 mA				mV
<b>RF Oscillator Section, Collector Pin 11, Base Pin 10, Emitter Pin 9 Open S4</b>						
V <sub>OUT</sub>	RF Output Level	Use RF Voltmeter Close S3				mV <sub>rms</sub>
I14	Supply Current	Open S3, S4				mA
f <sub>t</sub>	Transistor	V <sub>CE</sub> = +5V, I <sub>C</sub> = 10 mA				MHz
V <sub>SAT(11)</sub>	Transistor Saturation Voltage	f <sub>o</sub> = 49 MHz				mV
H <sub>FE</sub>	Transistor DC Beta	I <sub>C</sub> = 10 mA				
LV <sub>CEO</sub>		I <sub>C</sub> = 10 μA				V

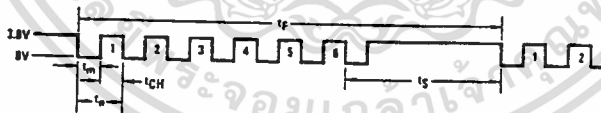
Note 1: For operation in ambient temperatures above 25 °C, the device must be derated based on a 150 °C maximum junction temperature and a package thermal resistance of 120 °C/W junction to ambient.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Test Circuit and Switching Time Waveforms

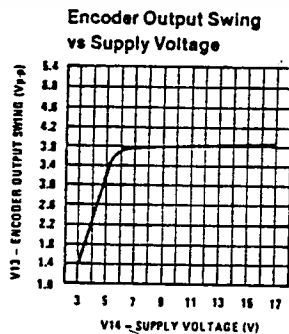
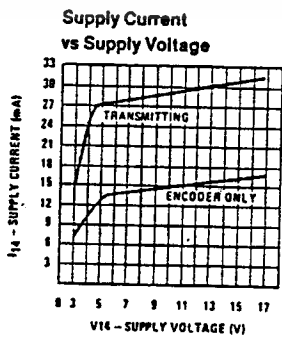


Note: Test circuit has been configured for evaluation by oscilloscope. Use 1% timing components.  $R_M$ ,  $R_{CH}$ ,  $R_F$ ,  $C_T$



L1: Toko E523LN-7210019 type MC117 7 1/2 turns with tap 2 1/4 turns from top  
 Y1: 49.85 MHz crystal 3rd overtone  
 Encoder output (pin 13) close S1, S2, S4, 0.5 ms/div sweep

### Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Schematic Diagram

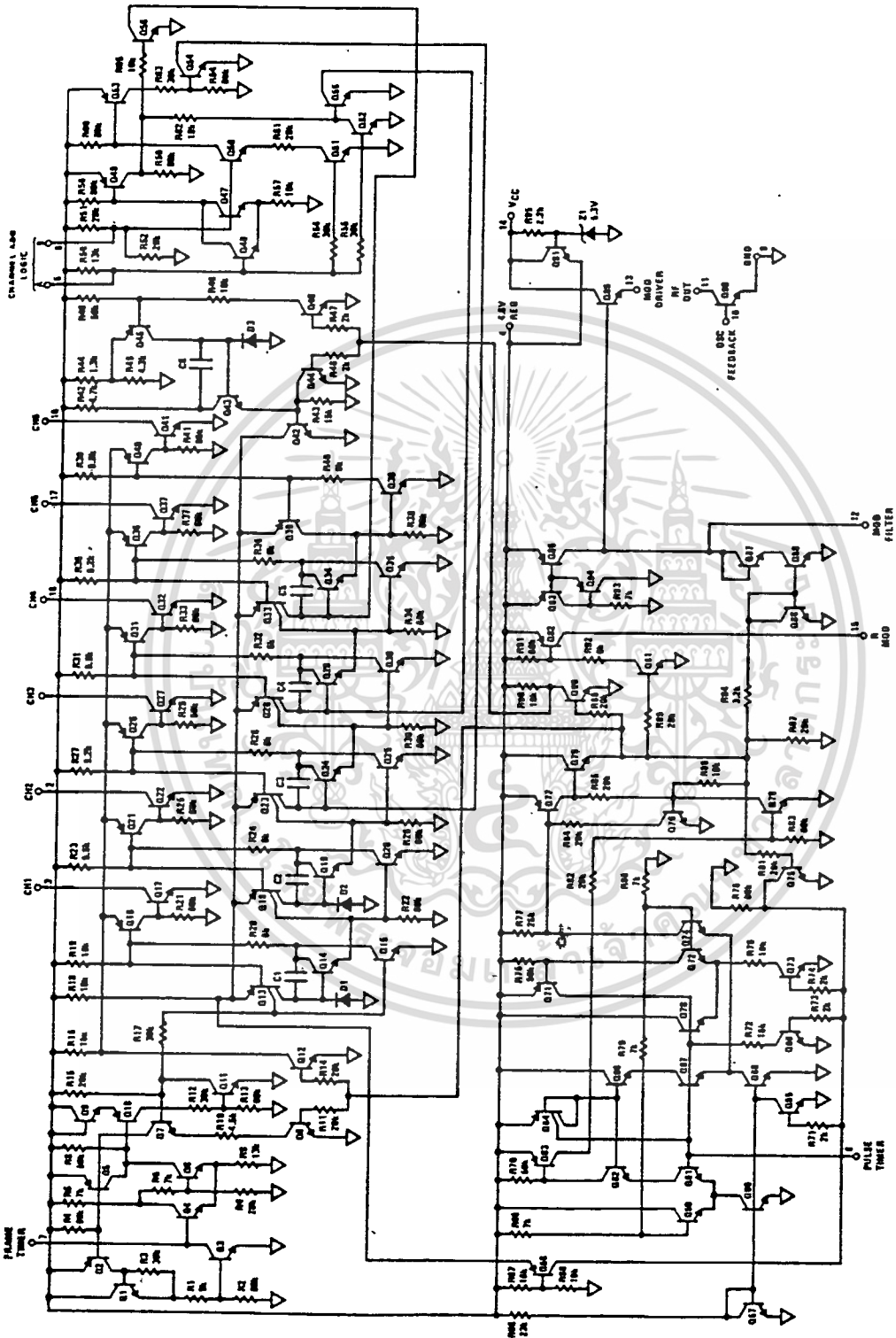


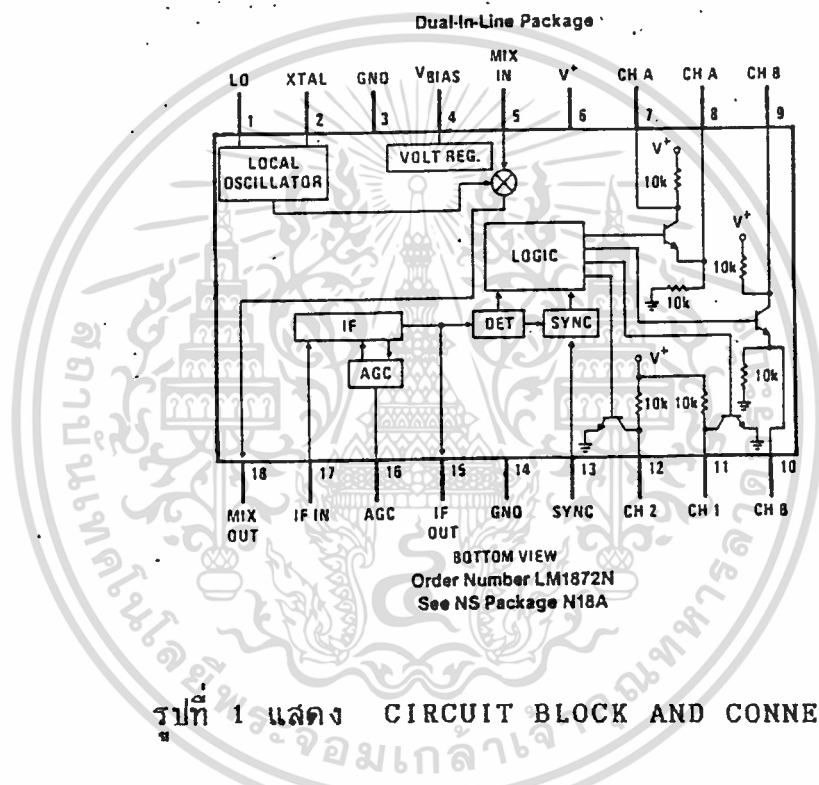
FIGURE 12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# LM1872 RADIO CONTROL Rx. / DECODE

LM1872 ถูกผลิตออกมาเพื่อใช้งานด้านวิทยุบังคับ โดยภายในตัวของมันจะประกอบด้วย ส่วนสำคัญคือภาครับ RF ทำหน้าที่รับสัญญาณ RF จากเครื่องส่ง เพื่อทำการควบคุม MOTOR เป็นต้น หรืออุปกรณ์ที่ควบคุมโดยคลื่นวิทยุ ดังรูปที่ 1

## Circuit Block and Connection Diagram



รูปที่ 1 แสดง CIRCUIT BLOCK AND CONNECTION

ภาค LOCAL OSCILLATOR ทำหน้าที่ส่งสัญญาณทาง DIGITAL ออกไปควบคุมอุปกรณ์ทางด้าน OUTPUT มีอยู่ด้วยกัน 4 CHANNEL

ภาค LOCAL OSCILLATOR, DETECTOR, AGC, SYNC โดยทั้ง 4 ภาคนี้จะทำหน้าที่ในการถอดรหัส เอาสัญญาณที่เป็นข้อมูลในการควบคุม ส่งไปยังภาค LOGIC เพื่อทำการควบคุมอุปกรณ์ทางด้าน OUTPUT ต่อไป

LM1872 สามารถทำงานได้กับช่วงความถี่ 27 MHz - 92 MHz แล้วแต่การออกแบบใช้งาน



## โครงสร้างของ LM1872

รูปที่ 2 เป็นโครงสร้างภายในของ LM1872 ซึ่งจะมีอยู่ด้วยกัน 2 ส่วนด้วยกันคือ

1. ส่วนของ ANALOG
2. ส่วนของ DIGITAL

ส่วนที่เป็น ANALOG ซึ่งอยู่ทางด้านซีกบนของวงจร โดยมีภาครับสัญญาณ RF ที่เห็นย่นำเข้ามาจากสายอากาศมายังตัว IC สัญญาณ OSCILLATOR ที่ได้จาก X-TAL ที่ต่ออยู่ภายนอกเข้าไปในตัว IC เพื่อกำเนิดความถี่ไปเข้า MIX

ในส่วนนี้ยังมีแหล่งจ่ายแรงดันและกระแสอีกหลายตัว ทั้งนี้เพื่อควบคุมการทำงานของ IC ให้มีเสถียรภาพมากขึ้น สัญญาณ RF ที่เข้ามาจะถูกทำการถอดรหัสเอาเฉพาะสัญญาณควบคุมไปใช้งานจริง ๆ เท่านั้น ไปยังภาค DIGITAL

ภาค DIGITAL จะอยู่ส่วนล่างของวงจร สัญญาณที่ผ่านการถอดรหัสแล้วจะเข้ามายังภาคนี้เพื่อนำไปทำการเปลี่ยนเป็นสัญญาณทาง DIGITAL แล้วส่งออกทางด้าน OUTPUT ที่มีอยู่ 4 CH (CH.A 2 CH. และ CH.B 2 CH.) และจะนำสัญญาณ DIGITAL นั้นไปผ่าน TRANSISTOR Q.13 - Q.16 เพื่อให้ได้สัญญาณ OUTPUT ที่เป็นสัญญาณ ANALOG อีก 2 CH (CH.1 และ CH.2)

009588

TIMING DIAGRAM LM1872

รูปที่ 3 เป็น timing diagram แสดงการทำงานของ IC เบอร์ LM1872 จะเห็นว่าการแยกช่องสัญญาณนั้น ใช้ความกว้างของ PULSE ที่แตกต่างกัน และมีสัญญาณ SYNC เป็นตัวกำหนดให้การทำงานของตัวรับสัญญาณและภาคสัญญาณส่ง มีความสัมพันธ์กัน

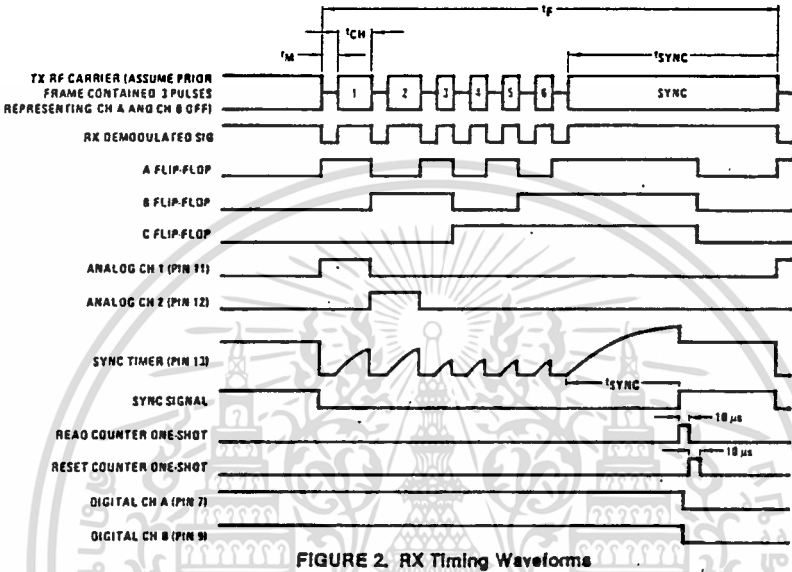


FIGURE 2. RX Timing Waveforms

LM1871 TX		LM1872 RX			
PIN CONDITIONS		TRANSMITTED WAVEFORM	BINARY PULSE COUNT	DIGITAL OUTPUTS	
PIN 5 (CH A)	PIN 6 (CH B)			CH A	CH B
OPEN	OPEN		100	OFF	OFF
GND	OPEN		101	ON	OFF
OPEN	GND		110	OFF	ON
GND	GND		111	ON	ON

FIGURE 3. Digital Channel Encoding and Decoding via Pulse Count Modulation

รูปที่ 3 DIGITAL CHANNEL AND DECODEING VIA PULSE COUNT MODULATION

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	7V
Package Dissipation (Note 2)	1000 mW
Voltage @ Pin 7, 8, 9, 10, 11 or 12	V+
Operating Temperature Range	- 25 °C to + 85 °C
Storage Temperature Range	- 65 °C to + 150 °C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300 °C

### DC Electrical Characteristics

V+ = 6V, TA = 25 °C, Test Circuit of Figure 1, fLO = 49.890 MHz, fIF = 455 kHz unless otherwise specified.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Supply Voltage	Functional for VIN = 100 μV	2.5	6	7	V
Supply Current	CH A & B Off	9	13	18	mA
	CH A & B On		27		mA
VBIAS	@ Pin 4	1.85	2.1	2.35	V
Sync Timer Threshold	@ Pin 13, Going from Low to High Voltage	V+/2 - 0.4	V+/2	V+/2 + 0.3	V
Digital Channels A and B					
Saturation Voltage	@ Pins 7 & 9, RL = 100Ω		0.4	0.7	V
Saturation Resistance	@ Pins 7 & 9		7		Ω
Source Current	@ Pins 8 & 10, VPin 8 & Pin 10 < 1V	100			mA
Collector Pull-Up Resistance	Pin 7 & Pin 9 to V+	5	10	20	kΩ
Emitter Pull-Down Resistance	Pin 8 & Pin 10 to GND	5	10	20	kΩ
Analog Channels 1 and 2					
Saturation Voltage	@ Pins 11 & 12, RL = 2 kΩ		0.45	0.7	V
Saturation Resistance	@ Pins 11 & 12		160		Ω
Collector Pull-up Resistance	Pin 11 & Pin 12 to V+	5	10	20	kΩ

### AC Electrical Characteristics

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
RF Sensitivity	For "Solid" Decoded Outputs. (Note 1)		22	39	μV
RF Sensitivity	Circuit of Figure 5 @ 49 MHz with Antenna Simulation Network of Figure 6		12		μV
Voltage Gain	Pin 5 to Pin 15		58		dB
PSRR of RF Sensitivity	3V < V+ < 6V		-1		%ΔV
BW	3 dB Down @ Pin 15		3.2		kHz
Noise	Referred to Input, Pin 5, VIN = 0		0.35		μVrms
	Referred to IF, Pin 15, VIN = 0		0.28		mVrms
AGC Threshold	Onset of AGC Relative to RF Input, VIN @ Pin 5 Relative to IF Output @ Pin 15	V+ + 0.07	V+ + 0.100	V+ + 0.13	μV V
Mixer Conversion Transconductance	From Pin 5 to Pin 18 @ 1 MHz	2.9	4.0	6.9	mmhos
	@ 27 MHz		3.7		mmhos
	@ 49 MHz		3.5		mmhos
Mixer Input Impedance	Pin 5 to Pin 4 @ 49 MHz (See Curves)		20 kΩ + 5 pF		

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

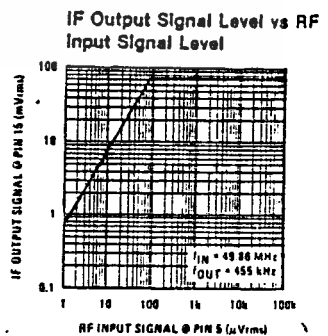
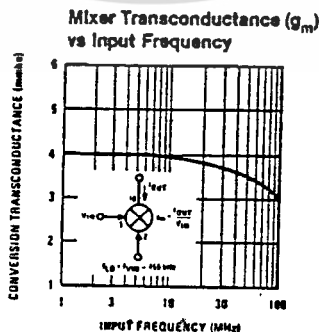
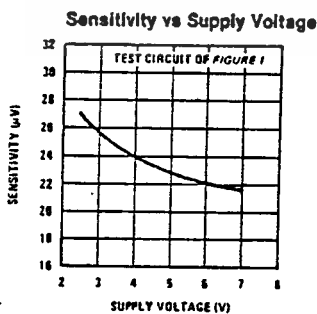
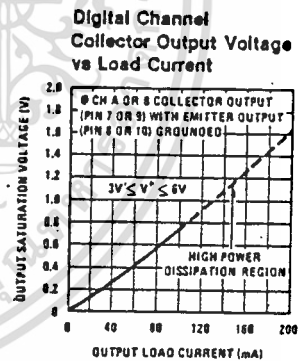
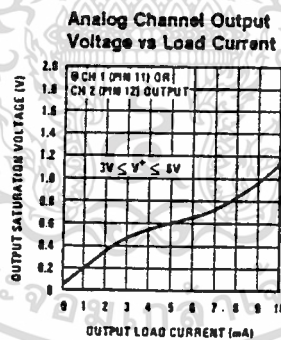
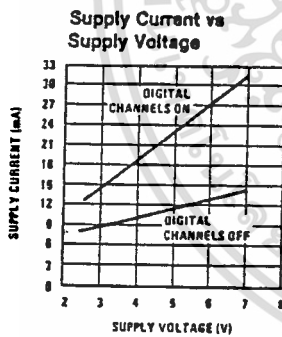
### AC Electrical Characteristics (Continued)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Mixer Output Impedance	Pin 18 to GND		250		kΩ
IF Transconductance	Pin 17 to Pin 15 (AGC Off) @ 455 kHz	2.6	4.1	5.6	mmhc;
IF Input Impedance	Pin 17 to GND		5500		Ω
IF Output Impedance	Pin 15 to GND (AGC Off) (AGC On)		800		kΩ
IF Carrier Level	@ Pin 15, $V_{IN} = 100 \mu V$ (AGC On)		2		MΩ
Detector Threshold	Relative to RF Input, $V_{IN}$ @ Pin 5		70		mVrms
Analog Pulse Width Accuracy	Relative to IF Output @ Pin 15 Ratio of Received Pulse Width @ Pins 11 & 12 to Transmitted Pulse Width @ Pin 5 for $V_{IN} = 100 \mu V$	$V^+ + 0.015$ 0.95	$V^+ + 3.025$ 1.0	$V^+ + 0.040$ 1.05	V ms/ms

**Note 1:** The criteria for the outputs to be considered "solid" are as follows:  
**DIGITAL:** In order to check the decoding section, four RF frames are inputted in sequence with the proper codes to exercise all four possible logical output combinations at pins 7 and 9. For each frame the proper output logic state must exist.  
**ANALOG:** Each analog pulse width (measured at pins 11 & 12) in any of the above four successive frames must not vary more than  $\pm 5\%$  from the pulse widths obtained for  $V_{IN} = 100 \mu V$ .

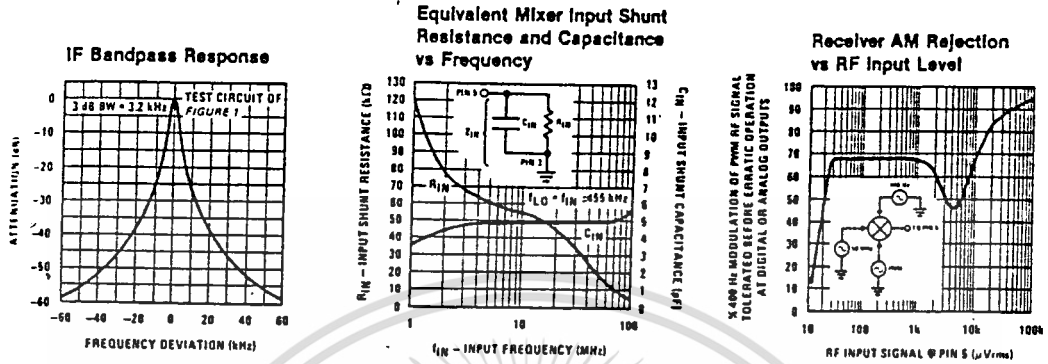
**Note 2:** For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a package thermal resistance of 120°C/W, junction to ambient.

### Typical Performance Characteristics

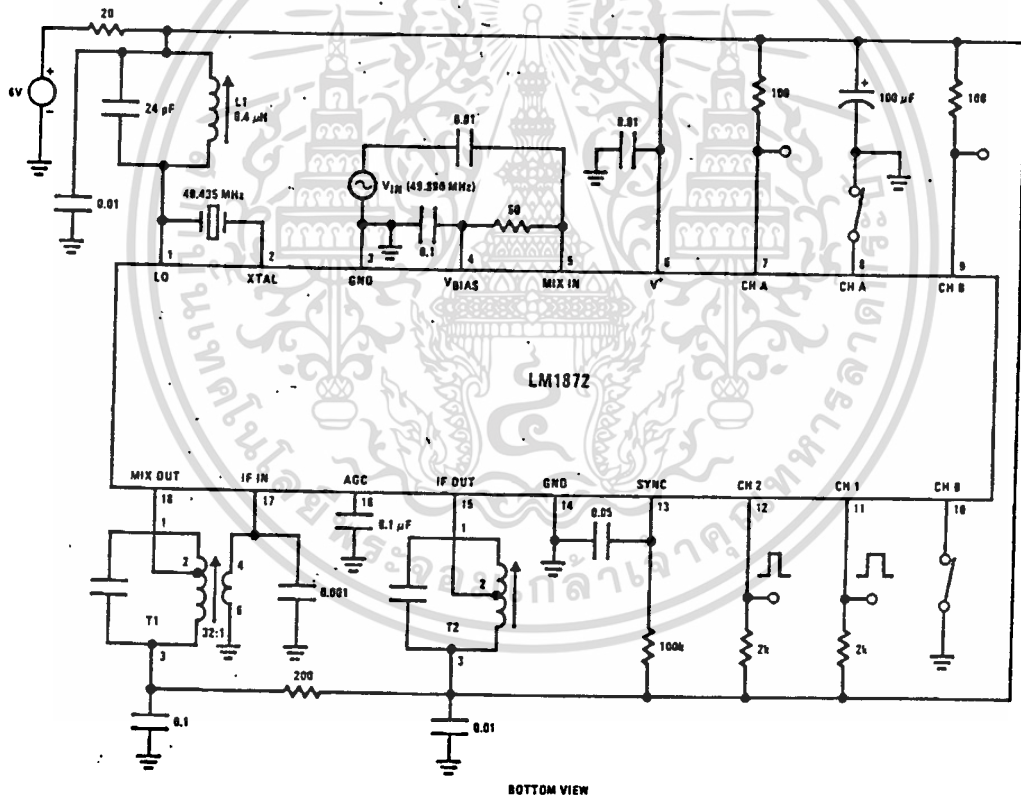


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Typical Performance Characteristics (Continued)



Test Circuit



L1 = Toko\* 10k type (KEN-4028 DZ); 6T  
 T1 = Toko\* 10 EZC type (RMC 202313 NO),  $Q_u = 110$   
 Pin 1-2, 131T; pin 2-3, 33T  
 Pin 1-3, 164T; pin 4-5, 5T

T2 = Toko\* 10 EZC type (RMC 402503 NO),  $Q_u = 110$   
 Pin 1-2, 98T; pin 2-3, 66T  
 Pin 1-3, 164T; pin 4-6, 8T

\* Toko America, Inc.  
 5520 West Touhy Ave.  
 Skokie, Ill. 60077  
 (312)677-3640 Tlx: 72-4372

FIGURE 1. Test Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Circuit Description (Continued)

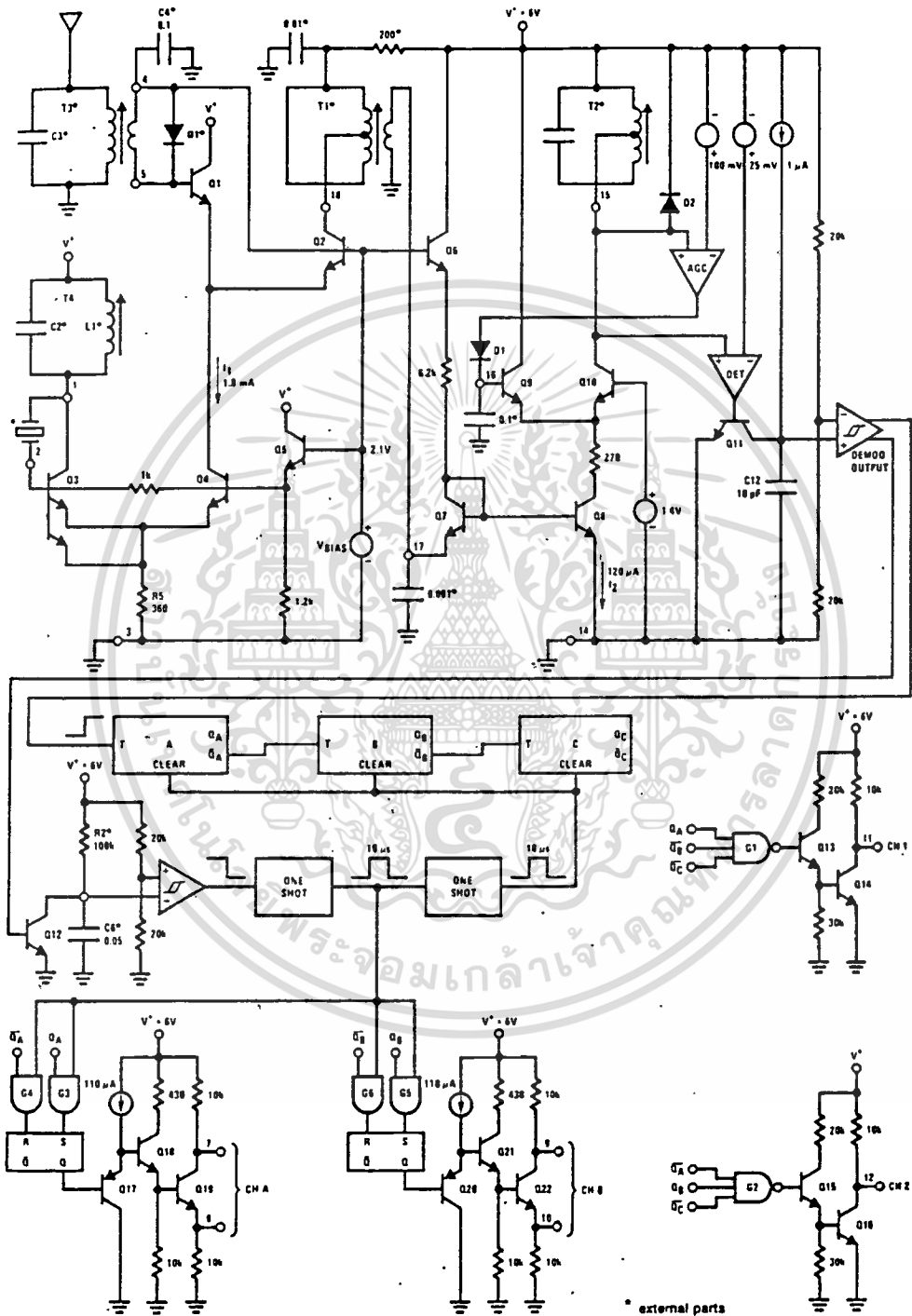


FIGURE 4. Simplified Schematic Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# LM 335

## ตัวตรวจวัดอุณหภูมิ

ในการวัดอุณหภูมิในปัจจุบันมีอยู่หลายประเภท เช่น การใช้เทอร์โมมิเตอร์แบบปรอท แต่ก็มีข้อเสียอยู่คือ อ่านอุณหภูมิได้ยาก และใช้วัดอุณหภูมิที่จุดห่างออกไปไม่ได้ หรือ เทอร์โมมิเตอร์ที่ใช้หลักการการขยายของโลหะต่างชนิดกัน โดยขดอยู่ในลักษณะแบบกันหอย ซึ่งสามารถใช้ได้สะดวกแต่มีข้อเสียคือ ขาดความเที่ยงตรง ส่วนเทอร์โมมิเตอร์แบบอิเล็กทรอนิกส์นั้น จะแสดงค่าอุณหภูมิออกมาในรูปแบบของตัวเลข



รูปที่ 1 ลักษณะรูปร่าง และการต่อขาของ LM335

LM 335 เป็นอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ ที่ออกแบบมาในการสำหรับการตรวจจับอุณหภูมิ ซึ่งใช้อยู่ในย่านอุณหภูมิตั้งแต่ 0° ถึง 100° โดยออกแบบมาอยู่ในตัวถังพลาสติกสีดำ ซึ่งมีลักษณะการต่อดังรูปที่ 1 ก และในลักษณะตัวถังโลหะแบบ TO-46 ดังในรูปที่ 1 ข.

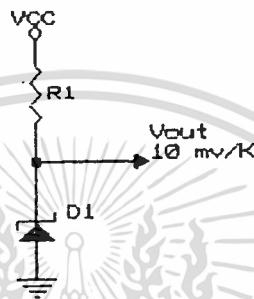
LM 335 เป็นอุปกรณ์ที่ออกแบบมาใช้ในงานวัดอุณหภูมิ โดยเฉพาะซึ่งใช้งานในย่านอุณหภูมิตั้งแต่ -25° ถึง +100° โดย IC ตัวนี้มีค่าความคลาดเคลื่อนจากรายละเอียดทางเทคนิคต่ำมาก

โดยพื้นฐานแล้ว LM 335 มีหลักการทำงานคล้ายกับ ZENER DIODE ดังแสดงในรูปที่ 2 โดยแรงดันพังทลายซึ่งหมายถึง VOLTAGE OUTPUT จากวงจรจะแปรค่าโดยตรงตามค่าอุณหภูมิสัมบูรณ์ โดยมีค่าเท่ากับ 10 mV ต่อค่าที่เพิ่มขึ้น 1°C จะทำให้ค่าของแรงดันเปลี่ยนแปลงไป 10 mV/K ในย่านอุณหภูมิที่ออกแบบมาให้ใช้งาน

ค่าของตัวต้านทาน  $R_1$  ในรูปที่ 2 จะทำหน้าที่เป็นตัวกำหนดกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์ตัวนี้ แต่เนื่องจากค่าไดนามิกอิมพีแดนซ์ที่กระแส 1 mA จะมีค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประมาณ 0.6 โอห์ม อุปกรณ์ตัวนี้จึงสามารถทำงานได้ในย่านกระแสตั้งแต่ 400  $\mu$ A ถึง 5 mA มีข้อนำสังเกตก็คือค่ากระแสฟอร์เวิร์ด หรือกระแสรีเวอร์สสูงสุด ซึ่งไหลผ่านอุปกรณ์ตัวนี้อย่างปลอดภัย ซึ่งค่าสูงสุดช่วงหนึ่งควรมิเกิน 10 mA ถ้ากระแสที่ไหลผ่านมากกว่านี้จะทำให้ตัว IC เสียหายได้

ที่อุณหภูมิที่ 25 $^{\circ}$  และที่กระแสรีเวอร์ส 1 mA แรงดันเอาต์พุตจากวงจรในรูปที่ 2 จะมีค่าความตามที่ออกแบบไว้เท่ากับ 2.98 V ซึ่งได้จาก



รูปที่ 2 วงจรพื้นฐานในการใช้งานของ LM335

$(273+25) \times 10^{-3}$  โดยมีข้อจำกัดทางด้านแรงดันต่ำสุดและสูงสุด มีค่าเท่ากับ 2.98 V และ 3.04 V ตามลำดับ ค่าของ  $R_1$  ที่ใช้สามารถคำนวณได้จากกระแสที่ไหลผ่าน IC ตัวนี้เท่ากับ 1 mA โดยใช้สมการ

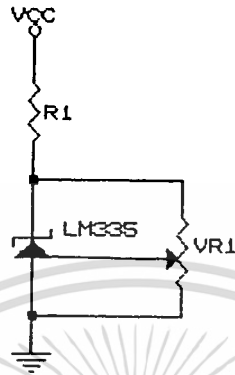
$$R_1 = \frac{V - V_{out}}{0.001}$$

โดยที่ V คือ แรงดันไฟเลี้ยงวงจรและ  $V_{out}$  คือแรงดันเอาต์พุตของ IC นี้ ซึ่ง  $R_1$  นี้ จะมีค่าประมาณ (V - 3) K

ประโยชน์ที่สำคัญของ IC LM335 นี้ก็คือ จะให้เอาต์พุตที่เป็นเชิงเส้นซึ่งไม่เหมือนกับเอาต์พุตที่ได้จากการตรวจจับอุณหภูมิ ส่วนใหญ่ซึ่งเอาต์พุตจะไม่เป็นเชิงเส้นกับอุณหภูมิ ซึ่งที่จริงแล้วถ้าเรานำเอาค่าแรงดันเอาต์พุตมาเขียนเป็นกราฟ ระหว่างค่าแรงดันกับอุณหภูมิ ตลอดย่านการทำงานของ IC ตัวนี้ เมื่อลากเส้นกราฟไปตัดแกนอุณหภูมิที่ศูนย์องศาสัมบูรณ์ ค่าแรงดันที่อ่านได้จากกราฟ จะเป็นศูนย์โวลต์

แม้ว่าเอาต์พุตของ LM 335 จากวงจรในรูปที่ 2 จะอยู่ในข้อจำกัดที่กำหนดมา เราก็ควรจะมีการต่อขาสำหรับปรับแต่งความถูกต้องซึ่งมีอยู่ด้วยไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการต่อตัวต้านทานปรับค่าเพียงตัวเดียวคร่อม LM 335 ดังแสดงในรูปที่ 3 ในการใช้งานให้ปรับค่า VR<sub>1</sub> ให้ OUTPUT เท่ากับ 2.982 V เมื่ออุณหภูมิอยู่ที่ 25° เพื่อที่จะให้เกิดความเที่ยงตรงเพิ่มขึ้น ตลอดย่านอุณหภูมิที่ใช้งาน



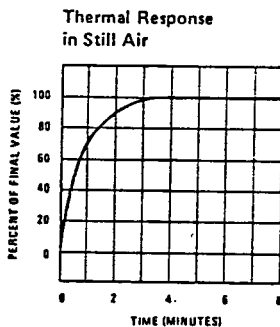
รูปที่ 3 การปรับแต่งความถูกต้องโดยใช้ความต้านทานเพียงตัวเดียว

การปรับความถูกต้องของอุณหภูมิเพียงครั้งเดียว จะให้ถูกต้องตลอดย่านอุณหภูมิที่ใช้งาน นั่นก็เนื่องมาจากเอาท์พุทจะแปรผันโดยเป็นสัดส่วนกับอุณหภูมิสัมบูรณ์โดยเอาท์พุท

จะลดลงเป็นศูนย์โวลท์ที่อุณหภูมิศูนย์องศาสัมบูรณ์ ดังนั้นการปรับค่าความลาดชันที่อุณหภูมิค่าหนึ่งให้ถูกต้องจะทำให้เกิดความถูกต้องตลอดย่านอุณหภูมิซึ่ง การปรับค่าความถูกต้องจะทำได้ง่ายกว่าพวกอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น ดังเช่น เทอร์โมคัปเปิล เป็นต้น.

### ความร้อนที่เกิดขึ้นในตัว

ไม่ว่าระบบตรวจจับอุณหภูมิใด ๆ ก็ตาม ความร้อนใด ๆ ที่เกิดขึ้นจากกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์ ที่ตรวจจับจะมีผลต่อค่าอุณหภูมิของตัวมัน ตลอดจน



รูปที่ 4 เวลาการตอบสนองของ LM335 ต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิในอากาศ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



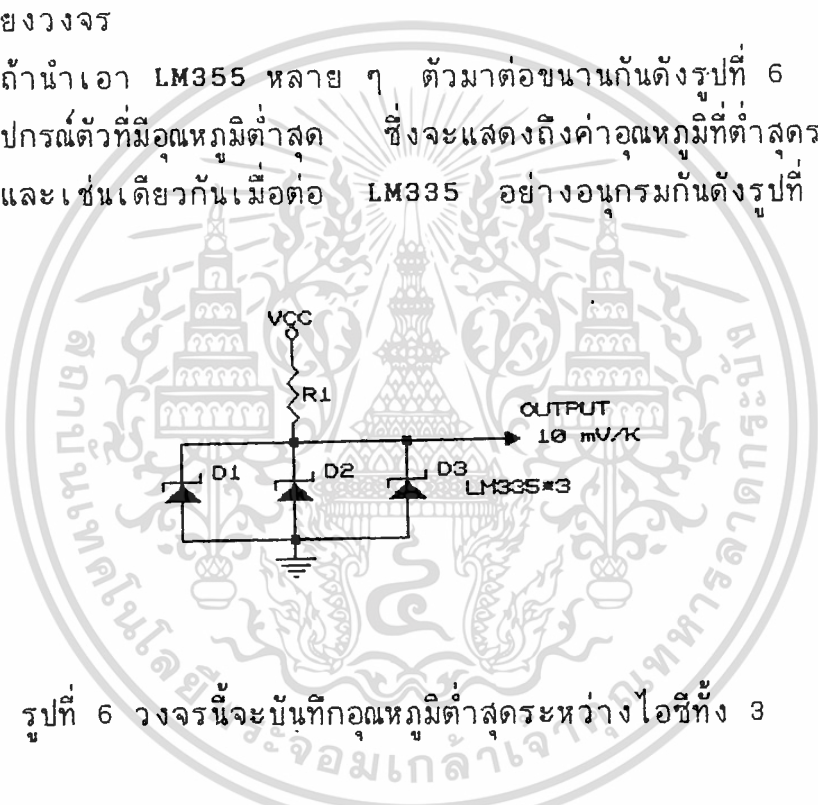
ที่อุณหภูมิ 125 °C

ค่าไดนามิกอิมพีแดนซ์จะน้อยกว่า 1 โอห์ม ที่ความถี่สูงกว่า 1 KHz. (ตามที่ออกแบบไว้) แต่จะมีค่าเพิ่มขึ้นเป็น 20 - 30 โอห์ม ที่ความถี่ 100 KHz.

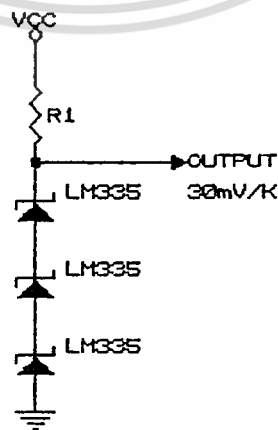
### วงจรที่ใช้งาน

วงจรในรูปที่ 2 และ 3 เหมาะสำหรับใช้เมื่อแรงดันไฟเลี้ยง วงจรมีค่าค่อนข้างคงที่ ถ้าคาดว่าแรงดันไฟเลี้ยงวงจรจะเปลี่ยนแปลงในย่านกว้าง ควรจะใช้ LM334 ซึ่งเป็นตัวจ่ายกระแสคงที่ร่วมกับตัวต้านทานภายนอกดังในรูปที่ 5 เพื่อกำหนดค่ากระแสของ LM335 ให้ค่าประมาณ 1 mA สำหรับทุก ๆ ค่าของไฟเลี้ยงวงจร

ถ้านำเอา LM355 หลาย ๆ ตัวมาต่อขนานกันดังรูปที่ 6 ค่าเอาต์พุต จะขึ้นอยู่กับอุปกรณ์ตัวที่มีอุณหภูมิต่ำสุด ซึ่งจะแสดงถึงค่าอุณหภูมิที่ต่ำสุดระหว่าง 3 ตำแหน่งได้ และเช่นเดียวกันเมื่อต่อ LM335 อย่างอนุกรมกันดังรูปที่ 7 ในกรณี



รูปที่ 6 วงจรนี้จะบันทึกอุณหภูมิต่ำสุดระหว่างไอซีทั้ง 3

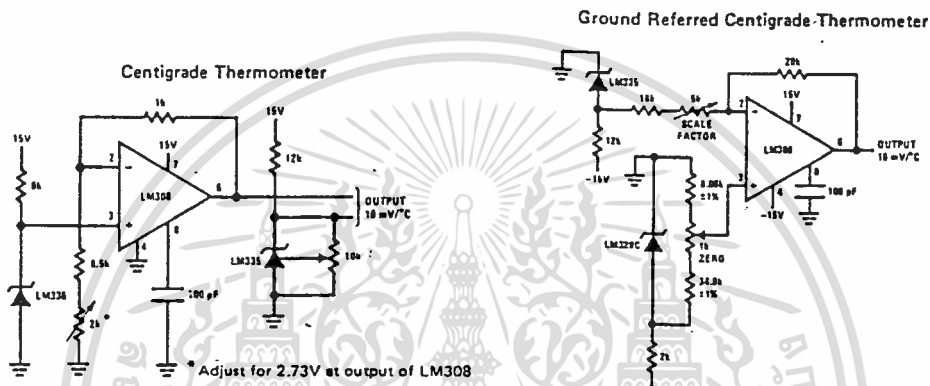


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้ใช้เฉพาะภายในหน่วยงานเท่านั้น การนำเอกสารไปใช้โดยไม่ขออนุญาต  
รูปที่ 7 วงจรนี้จะบันทึกอุณหภูมิเฉลี่ยของอุณหภูมิของ ไอซีทั้งสามตัว  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี้ค่าเอาต์พุตจะแทนค่าเฉลี่ยของอุณหภูมิของ IC ทั้งสามตัวนั้น แต่จะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยสัมประสิทธิ์เท่ากับจำนวนของ IC ที่ใช้.

### ใช้เป็นเทอร์โมมิเตอร์

วงจรต่าง ๆ ที่กล่าวมานั้นเป็นวงจรพื้นฐาน ซึ่งจะให้ค่าแรงดันเอาต์พุตแปรผันโดยตรงกับค่าอุณหภูมิสัมบูรณ์ซึ่งไม่เหมาะที่จะป้อนเข้าสู่ DIGITALMETER เพื่อที่จะอ่านค่าอุณหภูมิออกมาเป็นองศาเซลเซียส วงจรออปแอมป์ที่เพิ่มขึ้นมาดังรูปที่ 8 จะเป็นตัวแก้ปัญหานี้ได้



รูปที่ 8 (ก) วงจรเทอร์โมมิเตอร์แบบเซลเซียสซึ่งเอาต์พุตไม่ต่อลงกราวด์ ส่วนใน 8 (ข) เอาต์พุตที่ได้จะอ้างอิงกับกราวด์

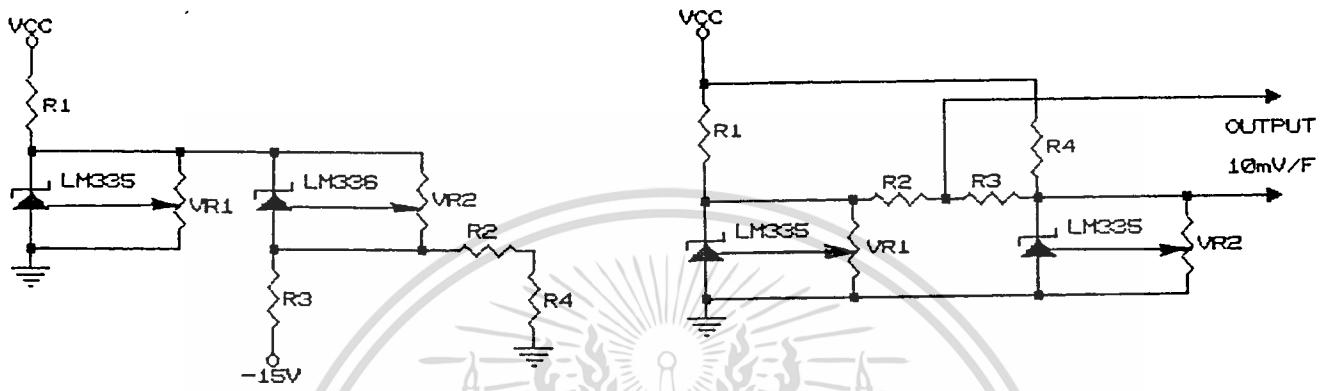
ตามวงจรในรูปที่ 8ก. IC LM335 จะเป็นตัวกำหนดแรงดันอ้างอิงขนาด 5 VOLT ที่ขา 3 ของออปแอมป์ LM308 การป้อนกลับที่ขาลบที่ขา 2 จะถูกปรับได้ตัวต้านทานปรับค่าได้ค่า 2K เพื่อให้เอาต์พุตของวงจรขยายมีค่าเท่ากับ 2.73 VOLT แรงดันที่แตกต่างระหว่างเอาต์พุตของออปแอมป์ จะแทนด้วยการลบค่า 273° จากค่าอุณหภูมิสัมบูรณ์ เพื่อที่จะให้เอาต์พุตจาก LM335 แสดงค่าออกมาเป็นองศาเซลเซียสแทนเพื่อที่จะป้อนเข้าสู่ DIGITALMETER เพื่อแสดงผลออกมาเป็นองศาเซลเซียสต่อไป (อุณหภูมิสัมบูรณ์ = 273 + อุณหภูมิเป็นองศาเซลเซียส)

วงจรในรูปที่ 8ก. นั้นไม่มีขาใดเทียบเป็น GROUND ได้เลย ขาเอาต์พุตจะต่ออยู่ลอย ๆ ถ้าเราเปลี่ยนวงจรให้ซับซ้อนขึ้นดังในรูปที่ 8ก. จะให้เอาต์พุตเท่ากับ 10 mV/°C เทียบกับ GROUND โดยใช้ IC LM329C เป็นตัวกำเนิดแรงดันอ้างอิงขนาด 6.9 V ในการกำหนดแรงดันที่ปรับค่าได้ ที่ป้อนเข้าสู่ขานอนอินเวอร์ทติ้ง (ขา +) ของออปแอมป์ต่อไป ส่วนเอาต์พุตของ LM335 ก็จะไปป้อนเข้าสู่ขานอนอินเวอร์ทติ้ง (ขา -) ของออปแอมป์ต่อไป ตัวต้านทานปรับค่าได้ 5 k

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้เพื่อการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นี้มิได้ปรับค่าสเกลแพคเตอร์หรือ ค่าความลาดชันระหว่างอุณหภูมิกับค่าแรงดันเอาต์พุตที่เกิดขึ้นเพื่อการปรับค่าให้ถูกต้อง

นอกจากนี้ LM335 นี้ยังสามารถทำการต่อวัดค่าอุณหภูมิออกมาเป็นองศาฟาเรนไฮท์ได้อีก โดยการต่อวงจรตามรูปที่ 9ก. LM336 เป็นตัวกำเนิดแรงดันอ้างอิงขนาด 5 VOLT โดยจะต่อตัวต้านทานปรับค่าได้ 10 K ขนานกับ LM336 ทำการปรับค่า VR<sub>2</sub> นี้ให้แรงดันที่ตกคร่อม LM336 เท่ากับ 2.554 V ส่วนตัว



รูปที่ 9 (ก) วงจรเทอร์โมมิเตอร์แบบฟาเรนไฮท์ ซึ่งเอาต์พุตที่ได้จะอ้างอิงกับกราด์ ส่วนในรูปที่ 9 (ข) เอาต์พุตที่ได้จะลอยและใช้แหล่งจ่ายไฟชุดเดียว

ต้านทาน VR<sub>1</sub> นั้นปรับให้เอาต์พุตที่ตกคร่อม LM335 นั้นให้เท่ากับ 2.992 V เมื่อ LM 335 อยู่ที่อุณหภูมิ 77° F วงจรนี้จะให้ค่าเอาต์พุตออกมา 1 mV/1° F วงจรในรูปที่ 9ก. นี้ เอาต์พุตที่ได้จะเทียบ GROUND แต่ต้องใช้แหล่งจ่ายไฟถึง 2 ชุด ส่วนวงจรในรูปที่ 9ข. นั้นก็คล้ายกับวงจรในรูปที่ 9ก. เพียงแต่วงจรนี้เอาต์พุตที่ได้จะไม่เทียบกับ GROUND และ ใช้แหล่งจ่ายไฟเพียงชุดเดียว การปรับค่าความต้านทานทั้งสองตัวก็เช่นเดียวกับวงจรในรูปที่ 9ก.

**ตรวจจับความแตกต่างของอุณหภูมิ**

IC LM335 สองตัววางในตำแหน่งที่ต่างกันแล้วใช้วงจรในรูปที่ 10 ก็สามารถวัดความแตกต่างของอุณหภูมิมระหว่างตำแหน่งทั้ง 2 นี้ได้ และ ใช้ตัวต้านทานปรับค่าได้ 20k ในการปรับแต่งให้เข็มของมิเตอร์อยู่ในตำแหน่งศูนย์กลางของหน้าปัดพอดีเมื่อ IC ทั้ง 2 ตัวอยู่ในตำแหน่งที่อุณหภูมิเท่ากัน

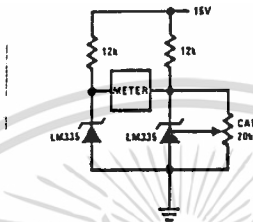
ในรูปที่ 11 ใช้โอปแอมป์ในการเปรียบเทียบแรงดันของเอาต์พุตของ IC ทั้ง 2 ตั้ง ซึ่งต่อกันเหมือนกับในรูปที่ 11 แต่โอปแอมป์ถูกจัดให้มีการป้อนกลับทางลบเพื่อให้มีอัตราขยายเท่ากับ 10 ดังนั้นเอาต์พุตของโอปแอมป์จะให้ความสัมพันธ์ของอุณหภูมิเป็นองศาเซลเซียสกับแรงดัน 100 mV/°C

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### ตรวจจับการไหลของอากาศ

ในวงจรรูปที่ 12 ใช้หลักการของความร้อนที่เกิดขึ้นในตัวเองมาตรวจจับการไหลของอากาศ โดยที่กระแสจำนวนมากจะไหลผ่าน LM335 ตัวบนทำให้อุณหภูมิตัวนี้อุ่นขึ้น ถ้ามีอากาศไหลผ่าน IC ตัวนี้อย่างรวดเร็ว IC ตัวนี้จะเย็นลงทำให้แรงดันเอาท์พุทลดลง เนื่องจากแรงดันนี้ป้อนเข้าสู่ขาอินเวอร์ทติงของ

Differential Temperature Sensor



รูปที่ 10 เป็นวงจรตรวจจับความแตกต่างของอุณหภูมิ 2 ตำแหน่ง

LM301A จึงทำให้เอาท์พุทของออปแอมป์นี้มีค่าสูง เมื่อมีอากาศไหลผ่านอย่างรวดเร็ว ส่วน LM335 ตัวล่าง (ไม่ได้มีอากาศไหลผ่าน) จะใช้เป็นตัวกำหนดแรงดันเปรียบเทียบโดยรับอุณหภูมิของสิ่งแวดล้อมโดยรอบและปรับของอุณหภูมิที่เริ่มทำงาน.

### การประยุกต์ใช้งานกับเทอร์โมคัปเปิล

เทอร์โมคัปเปิลใช้กันมาก ในการวัดอุณหภูมิในย่านที่กว้างกว่าที่ IC LM335 จะทำได้ ส่วนหนึ่งก็เนื่องมาจากมันมีราคาถูกและใช้งานได้ง่ายกว่า แม้ว่าเทอร์โมคัปเปิลจะใช้วัดอุณหภูมิในย่านที่สูงถึง 1,000 ° โดยใช้หลักการของรอยต่อระหว่างโลหะ 2 ชนิดที่ต่างกัน แต่ก็ต้องมีรอยต่ออ้างอิงที่เย็นเป็นตัวเปรียบเทียบส่วนใหญ่แล้วจะใช้อ่างน้ำแข็ง ยกเว้นเมื่อใช้วัดแบบความแตกต่างเท่านั้น

แทนที่จะใช้อ่างน้ำแข็งก็จะเป็นการสะดวกกว่าถ้าเราใช้เทคนิคที่รู้จักกันในนามของ "การชดเชยของรอยต่อที่เย็น" แรงดันที่ชดเชยจะรวมเข้ากับเอาท์พุทจากเทอร์โมคัปเปิล ดังนั้นความต่างศักย์ของรอยต่ออ้างอิงจะดูเหมือนอยู่ที่ 0° แม้ว่าจริงๆ แล้วมันจะอยู่ที่อุณหภูมิอื่น แรงดันที่เพิ่มขึ้นมานั้นสามารถทำให้การแปรโดยตรงกับอุณหภูมิด้วย ค่าคงที่ของการแปรผันเช่นเดียวกับเทอร์โมคัปเปิล ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิของบรรยากาศจึงไม่มีผลต่อแรงดันเอาท์พุท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นเพื่อวัตถุประสงค์ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ใช้เพื่อการค้า การนำเอาไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาต หรือการนำเอาไปใช้เพื่อวัตถุประสงค์อื่นใดโดยไม่ได้รับอนุญาต  
การใช้ LM335 เป็นตัวตรวจจับอุณหภูมินั้น เหมาะสมสำหรับใช้เป็น

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



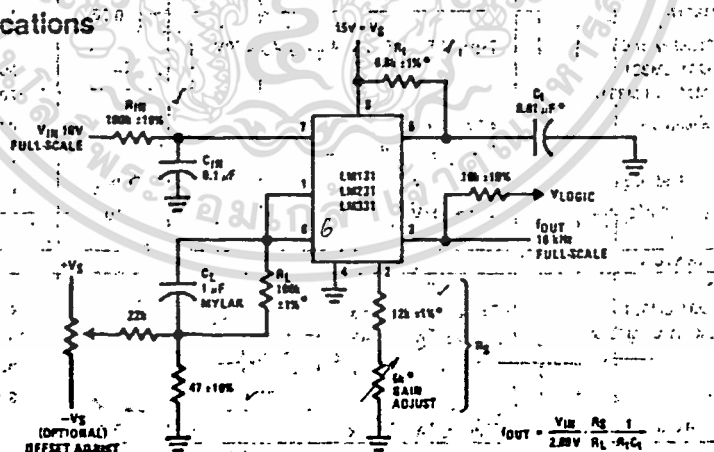
# LM 331 ( V / F , F / V )

## ลักษณะโดยทั่วไป

LM131; LM231; LM331 เป็นไอซีที่ทำหน้าที่เป็นตัวแปลงแรงดันเป็นความถี่ที่เหมาะสม ใช้งานในวงจรแปลงสัญญาณที่มีราคาต่ำอย่างง่าย ๆ ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรมอดูเลตและ ดิมอดูเลตความถี่แบบเส้นตรง

เมื่อใช้เป็นตัวแปลงแรงดันเป็นความถี่เอาท์พุทที่ได้ จะเปลี่ยนเป็นชววนพัลส์ โดยมีความถี่แปรค่าโดยตรงกับอินพุท จากลักษณะเช่นนี้เป็นข้อได้เปรียบที่สามารถนำไปใช้งานประยุกต์เข้ากับชุดวงจรต่าง ๆ นอกจากนี้ยังมีตระกูล LM131A; LM231A; LM331A ซึ่งเป็นแบบที่ใช้ความถูกต้องที่เที่ยงตรงในการแปลงสูง เหมาะสมกับการใช้งานในวงจรราคาแพงที่ต้องการความเที่ยงตรงสูง โดยทั่วไป LM331 เหมาะสมสำหรับใช้งานในระบบDIGITAL ; ระบบไมโครโปรเซสเซอร์ นอกจากนี้ยังสามารถใช้งานในช่วงอนุภูมิภาคกว้าง ต้องการไฟเลี้ยงเพียง 4.0 V เอาท์พุทสามารถนำไปใช้ขับโหลด TTL ได้ถึง 3 TTL แรงดันเอาท์พุทสูงถึง 40 V ดังแสดงวงจรใช้งานจริงในรูปที่ 1

### Typical Applications



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

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

รูปที่ 1 แสดงวงจร Voltage - to - Frequency Converter

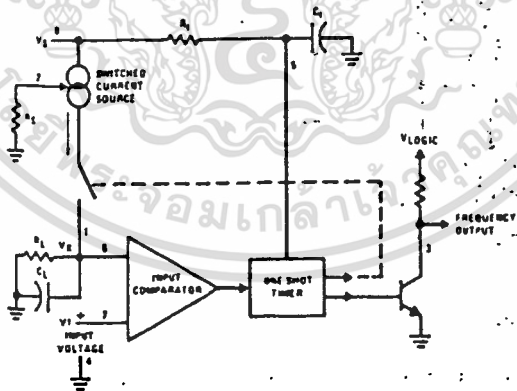
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### หลักการทํางาน V-F CONVERTER

LM 331 เป็นวงจรมอนอสเตเบิล ที่ถูกออกแบบมาเพื่อทำหน้าที่เป็นตัวแปลงแรงดันเป็นความถี่ หรือ แปลงความถี่เป็นแรงดัน บล็อกไดอะแกรมอย่างง่ายของ LM331 ดังแสดงในรูปที่ 2 ประกอบด้วย SWITCH CURRENT SOURCE อินพุตวงจรถ่ายเทียบ และ one shot time

ตัวเปรียบเทียบจะทำการเปรียบเทียบ แรงดันบวกที่ป้อนเข้าอินพุตที่ขา 7 กับ แรงดัน  $V_x$  ที่ขา 6 ถ้า  $V_1$  มีค่ามากกว่า วงจรถ่ายเทียบ จะทำการทริก 1-shot time ตัว timer ก็จะทำการสวิตช์ "ON" ทรานซิสเตอร์และ SWITCH CURRENT SOURCE เป็นเวลา  $t = 1.1R_c * C_c$  ในช่วงเวลานี้ กระแส  $i$  จะไหลจาก SCS ไปชาร์จประจุ  $Q = i * t$  ให้กับคาปาซิเตอร์  $C_c$  ซึ่งจะทำให้แรงดัน  $V_x$  มีค่าสูงกว่า  $V_1$  เมื่อไทมเมอร์หยุดทํางาน กระแส  $i$  จะถูก "off" และไทมเมอร์จะทำการรีเซ็ตตัว

เองเมื่อไม่มีกระแสไหลจาก ขา 1  $C_c$  ก็จะมีการคายประจุผ่าน  $R_c$  จนกระทั่งแรงดัน  $V_x$  มีค่าต่ำกว่า  $V_1$  ซึ่งจะทำให้วงจรถ่ายเทียบทํางานอีกครั้งเป็นรอบการทํางานต่อไป



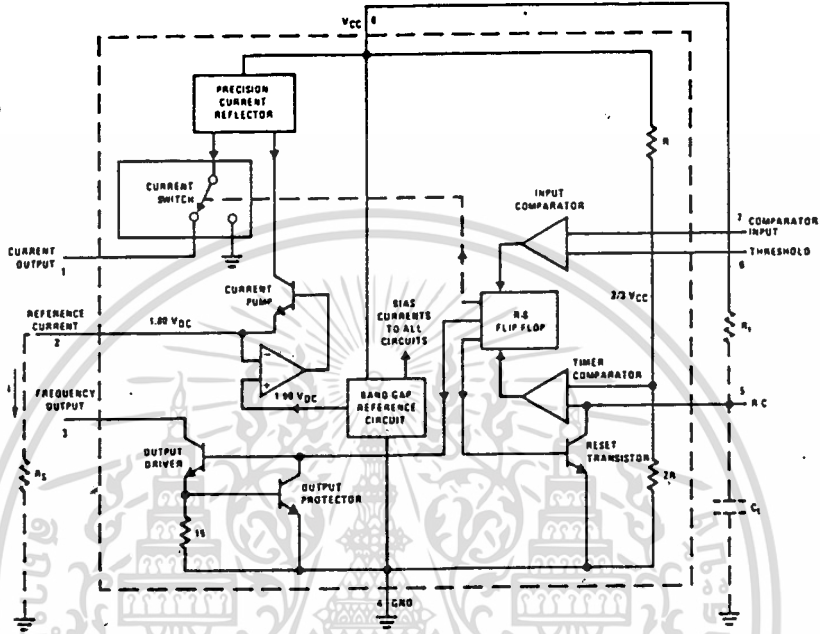
รูปที่ 2 แสดง BLOCK DIAGRAM ของ LM 331

กระแสที่ไหลผ่าน  $C_c$   $I_{avg} = I_x (1.1 * R_c * C_c) * X_f$  และ กระแสที่ไหลออกจาก  $C_c$  จะเท่ากับ  $V_x / R_c = V_{in} / R_c$  ถ้า  $V_{in}$  เป็นสองเท่า ความถี่ก็จะเป็นสองเท่า เพื่อคงสถานะสมดุลไว้ ดังนั้นความถี่เอาท์พุทก็จะแปรโดยตรงกับแรงดันอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### รายละเอียดการทำงานของฟังก์ชันบล็อกโคโอะแกรมรูปที่ 1a

บล็อกโคโอะแกรม 1a จะแสดง band grab ซึ่งจะให้ออกพุตคงที่ 1.9 Vdc ถูก regulator ในช่วง  $V_s = 3.9 - 4.0 V$  ซึ่งจะเรียบมาก และการเปลี่ยนแปลงอุณหภูมิมีผลน้อยมาก โดยน้อยกว่า 1/2 %



รูปที่ 1a แสดง BLOCK DIAGRAMS ของการทำงานภายใน IC LM 331

วงจร CURRENT PUMPE จะบังคับให้แรงดันที่ขา 2 เป็น 1.9 V ซึ่งจะทำให้กระแส  $i = 1.90/R_2$  PRECISION CURRENT REFLECTOR จะทำการสร้างกระแสที่มีค่าเท่ากับ  $i$  ส่งไปยัง current switch ตัว current switch จะทำการสวิตช์กระแสไปยังขา 1 หรือ ลงกราด์ขึ้นอยู่กับสถานะของ RS F/F

ฟังก์ชัน เวลาจะประกอบด้วย RS F/F และ timer comparator ซึ่งต่อเข้ากับวงจร  $R_5 C_5$  ภายนอกเมื่ออินพุตของตัวเปรียบเทียบกับแรงดันที่ขา 7 สูงกว่าขา 6 ก็จะทำกรเซต RS F/F ทำให้ current switch และ driver transistor "ON" เมื่อแรงดันที่ขา 5 เพิ่มขึ้นเป็น 2/3 ของ  $V_{cc}$  ไทมเมอร์ก็จะทำให้ RS F/F รีเซต TRANSISTOR "ON" และ CURRENT SW. ก็จะเป็น "OFF"

อย่างไรก็ตามถ้า อินพุตของตัวเปรียบเที่ยบยังคงพบว่า ขา 7 มีแรงดันสูงกว่าขา 6 เมื่อขา 5 มีแรงดันมากกว่า 2/3 ของ  $V_{cc}$  แล้ว F/F ยังคงไม่รีเซต และกระแสที่ขา 1 ก็ยังคงมีอยู่ ในกรณีที่มีการพยายามทำให้แรงไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดันที่ขา 6 สูงกว่า ขา 7 ซึ่งจะเกิดในกรณีตอน "START" หรือในกรณีที่สัญญาณอินพุตมีค่ามากเกินไปในกรณีนี้ความถี่เอาต์พุตก็จะเป็นศูนย์ จนกว่าสัญญาณอินพุตจะกลับเข้ามาอยู่ในช่วงที่กำหนด

สำหรับแรงดันที่ขา 2 จะถูก regulator ที่ 1.9 V<sub>reg</sub> ทุกค่าของกระแส i ในช่วง 10<sup>-6</sup> uA - 50 uA ซึ่งสามารถใช้เป็นแรงดันอ้างอิงสำหรับส่วนอื่น

### หลักการทํางานพื้นฐานของ V-F CONVERTOR

จากรูปที่ 1 และ 2 ความต้านทาน R<sub>in</sub> = 100 kΩ + 10 % ถูกต่อเข้าที่ขา 7 ดังนั้นกระแสไบแอสที่ขา 7 จะทำให้ผลจากกระแสไบแอสที่ขา 6 หดไป ซึ่งเป็นการช่วยให้ค่าความถี่มีค่าต่ำสุด

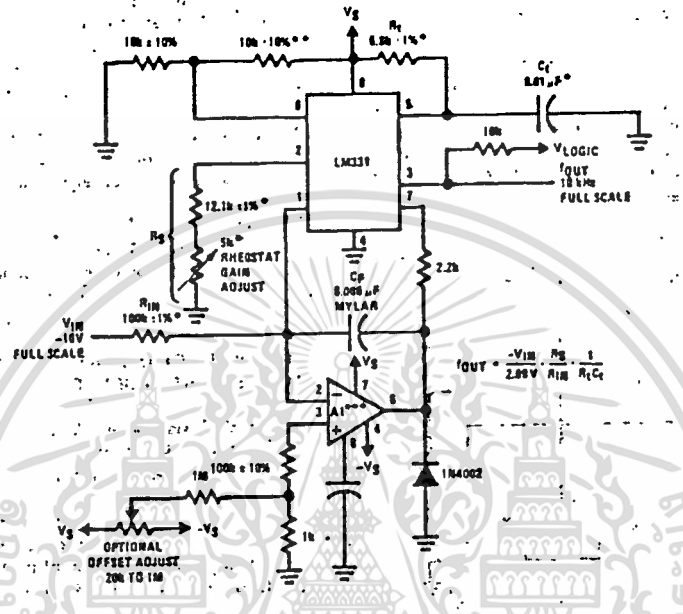
ความต้านทาน R<sub>u</sub> ที่ขา 2 ประกอบด้วย R<sub>fixed</sub> = 12 kΩ และ VR 5 KΩ สำหรับใช้ปรับอัตราขยายของ LM331 R<sub>1</sub>, R<sub>L</sub>; C<sub>u</sub> ที่ใช้ควรจะเป็นแบบที่มีค่า COEFFICIENT ของอุณหภูมิตัวอย่างเช่น metal film resistors ส่วนคาปาซิเตอร์ควรเป็นแบบ low dielectric absorption ซึ่งก็ขึ้นอยู่กับอุณหภูมิใช้งาน คาปาซิเตอร์ที่แนะนำอย่างเช่น NPO CERAMIC, POLYESTYRENE เป็นต้น

คาปาซิเตอร์ที่ต่อจากขา 7 ลงกรานด์จะทำหน้าที่เป็น ฟิลเตอร์สำหรับแรงดัน V<sub>in</sub> ค่าที่เหมาะสมควรมีค่า 0.01 uA ถึง 0.1 uA อย่างไม่ก็ตาม ถ้าต้องการให้ฟิเตอร์ที่ดี ค่า 1 uA ก็ใช้ได้เช่นกัน เมื่อช่วงเวลาคงที่ RC ที่ขา 6, 7 แมทซ์กันขึ้น แรงดันที่ V<sub>in</sub> จะทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงที่ความถี่ เอาต์พุต ถ้า C<sub>u</sub> มีค่าน้อยกว่า C<sub>L</sub> มากขึ้น การเปลี่ยนแปลงแรงดัน V<sub>in</sub> อาจจะทำให้เกิดเปลี่ยนแปลงที่ความถี่เอาต์พุตหยุดชั่วขณะ ความต้านทาน 47 ที่ต่อกับคาปาซิเตอร์ 1 uA เป็นตัวทำให้เกิดผล hysteresis เพื่อทำให้ตัวเปรียบเทียบมีความเป็นลิเนียร์มากที่สุด

### การทํางานของ PRECISION V-F CONVERTER

ในรูปวงจรนี้แสดงการใช้โอปแอมป์เป็นวงจรถยาย โดยมีการป้อนกลับผ่านคาปาซิเตอร์ C<sub>f</sub> เมื่อเอาต์พุตของวงจrintegrator ถึงระดับเทรชโฮลด์ ที่ขา 6 ของ LM331 ไทมเมอร์จะเริ่มต้นทํางาน ค่าเฉลี่ยของไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสที่ป้อนเข้าขา 2 ของออปแอมป์ จะเท่ากับ  $i \times (1.1 \times R_L \times C_U) \times f$  ซึ่งมีค่าสมมูลกับ  $-V_{in} / R_{in}$  ในวงจรนี้ค่าแรงดันออฟเซตของ LM331 ที่เอาท์พุทตัวเปรียบเทียบจะไม่มีผลต่อค่าออฟเซต , ความเที่ยงตรงของการแปลง V-F ค่าแรงดันหรือกระแสออฟเซตนี้ จะเป็นเพียงตัวกำหนดว่าสัญญาณอินพุท สามารถมีขนาดเล็กมากแค่ไหน ที่จะสามารถให้ค่าของการแปลงถูกต้อง โดยทั่วไปแรงดัน



\*Use stable components with low temperature coefficients. See Typical Applications section.  
 \*\*This resistor can be 5 kΩ or 10 kΩ for  $V_S = 8V$  to  $22V$ , but must be 10 kΩ for  $V_S = 4.5V$  to  $8V$ .  
 \*\*\*Use low offset voltage and low offset current op amps for A1: recommended types LM108, LM308A, LF351B

รูปที่ 3 แสดงการทำงานของ PRECISION VOLTAGE TO FREQ CONVERTER

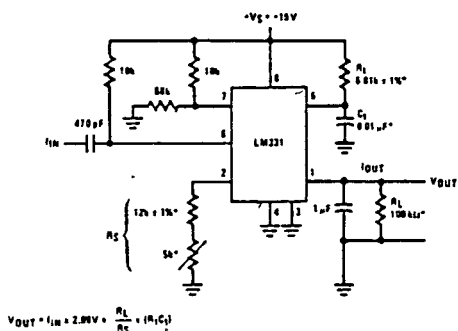
ของออฟเซตของออปแอมป์จะต่ำกว่า 1 mV และกระแสออฟเซตจะต่ำกว่า 2 mA วงจรนี้เหมาะสำหรับการแปลงสัญญาณขนาดเล็ก ตอบสนองการเปลี่ยนแปลงของ  $V_{in}$  ได้ดี

ในโหมด PRECISION จะมีความลิเนียร์มาก เพราะ CURRENT SOURCE ขา 1 จะถูกกราวด์เสมอ และแรงดันก็จะไม่ขึ้นกับแรงดัน  $V_{in}$  หรือ  $f_{out}$  (ในลักษณะการทำงานของวงจร V-F CONV ที่ทำงานแบบเดี่ยว ๆ นั้น จะพบว่า ความไม่ลิเนียร์จะเกิดขึ้นเพราะเอาท์พุทอิมพีแดนซ์ ที่ขา 1 จะทำให้  $i$  เปลี่ยนแปลงเป็นฟังก์ชันกับ  $V_{in}$ )

ในรูปที่ 4 และ 5 พัลส์อินพุทที่  $f_{in}$  จะถูกดีฟเฟอเรนทีเอทด้วย C-R และ พัลส์ที่ขา 6 จะทำให้ ไทมเมอร์ถูกทริกโดยวงจรเปรียบเทียบ ค่ากระแสเฉลี่ยที่ขา 1 คือ  $I_{avg} = i \times (1.1 \times R_L \times C_U) \times f$

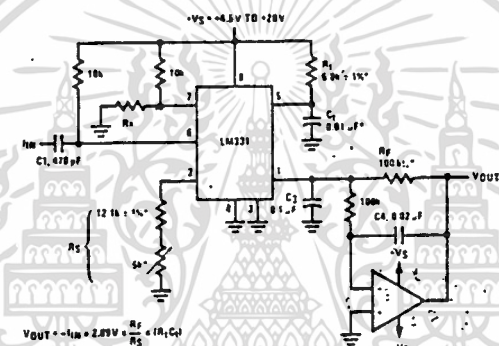
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สร้างขึ้นสำหรับ RC เพื่อ (R คือค่า = 100 KΩ ; C = 1µF) ประสิทธิภาพจะขึ้นอยู่กับค่าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ริบเบิ้ลน้อยกว่า 10 mV แต่การตอบสนองของการแปลงก็จะช้าลงด้วย



\*Use stable components with low temperature coefficients.

รูปที่ 4 แสดงวงจร FREQ TO VOLTAGE CONVERTER

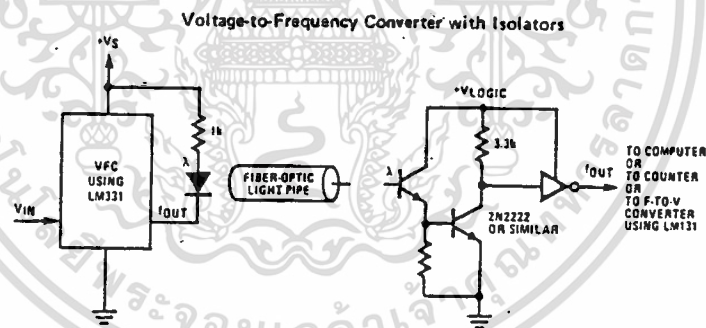
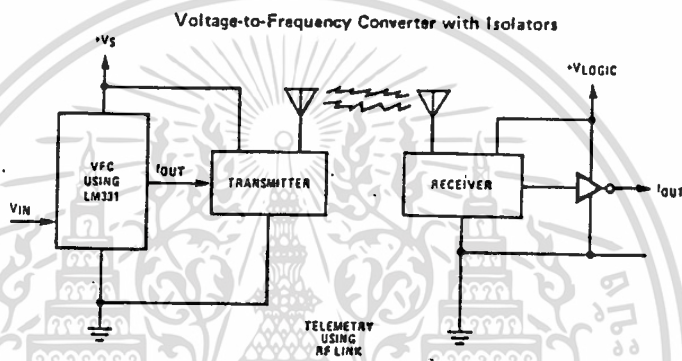
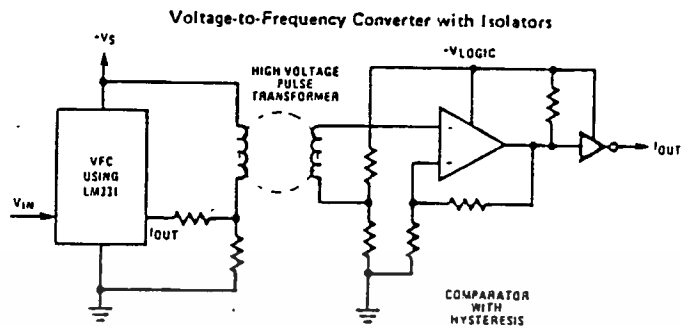


\*Use stable components with low temperature coefficients.

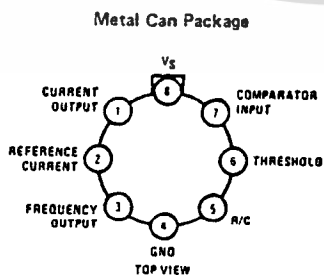
รูปที่ 5 แสดงวงจร FREQ TO VOLTAGE CONVERTER อีกแบบหนึ่ง

ในวงจรรูปที่ 5 ออฟแอมป์จะทำหน้าเป็นตัวบัฟเฟอร์เอาท์พุต ค่าริบเบิ้ลจะน้อยกว่า 5mV ทุกค่าความถี่ที่เกิน 10 KHz และมีการตอบสนองการเปลี่ยนแปลงดีกว่าวงจรในรูปที่ 4 อย่างไรก็ตามสำหรับความถี่ที่ต่ำกว่า 200 Hz วงจรจะให้ค่า ริบเบิ้ลที่สูงกว่ารูปวงจรที่ 4

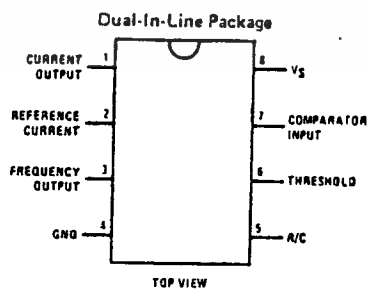
Typical Applications (Continued)



Connection Diagrams



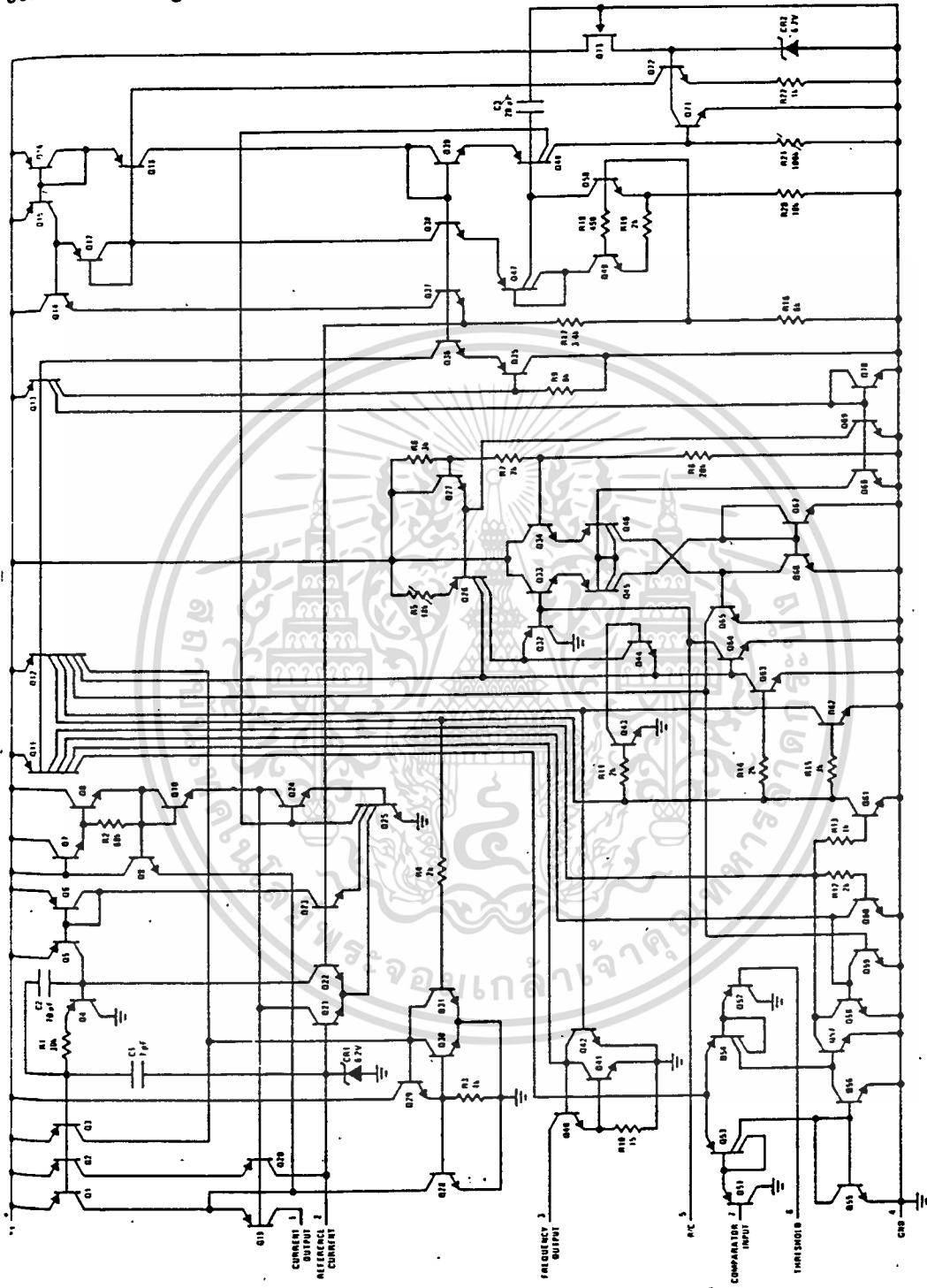
Order Number LM131AH, LM131H, LM231AH,  
LM231H, LM331AH or LM331H  
See NS Package H08C



Order Number LM231AN, LM231N, LM331AN,  
or LM331N  
See NS Package N08B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### Schematic Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## วงจรมอนอสเตเบิล

( MONOSTABLE )

วงจรมอนอสเตเบิลที่ใช้กันอยู่ทั่วไปสามารถแบ่งได้เป็น 2 ลักษณะ คือ แบบมาตรฐานที่ใช้อยู่ทั่วไป และแบบทริกใหม่ได้ ซึ่งในวงจรแบบแรกนั้นเมื่อได้รับการทริกเกิดขึ้น วงจรจะทำงานไปจนกว่าสิ้นสุดเวลาที่ได้ออกแบบไว้ และ ตัวมันเองจะไม่สนใจพัลส์ใด ๆ ที่เข้ามากระตุ้นในช่วงที่มันกำลังทำงานอยู่

ในส่วนของการทำงานใหม่ได้คือ วงจรจะตอบสนองต่อพัลส์ทุก ๆ ลูกที่ป้อนเข้ามายังอินพุต โดยการกระตุ้นแต่ละครั้งจะไปเริ่มต้นการทำงานของวงจรตั้งเวลาภายในใหม่ทุกครั้ง

วงจรมอนอสเตเบิลในปัจจุบันถูกออกแบบมาในรูปของตัวไอซี ซึ่งสามารถนำมาประยุกต์ใช้งานที่สะดวกสบายขึ้น และราคาก็ไม่แพง เช่น เบอร์ 4013B, 4027B หรือ ไอซีแบบเกต เช่นเบอร์ 4001B, 4011B หรือ 555 เป็นต้น

### แบบทำงานที่ขอบของพัลส์

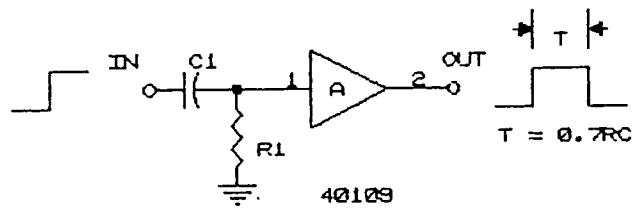
ลักษณะการกระตุ้นให้มอนอสเตเบิลทำงานนั้น ทำได้ 2 อย่างคือ ใช้ขอบขาขึ้นหรือ ลงของพัลส์ในการกระตุ้น และอีกวิธีคือใช้ระดับของสัญญาณเป็นตัวกระตุ้น โดยทั่วไปแล้วการกระตุ้นแบบใช้ขอบของพัลส์นั้น มักจะไม่ค่อยสนใจใน ส่วนระดับของสัญญาณเท่าใดนัก

หลักการพื้นฐานของการกระตุ้นด้วยขอบของพัลส์ก็คือ ป้อนสัญญาณทางอินพุตผ่านชุดเน็ตเวิร์ก RC ที่มีค่าเวลาคงที่สั้น ๆ ทำให้ได้ขอบขาขึ้นของพัลส์ที่คมและชัน และขอบขาลงของพัลส์ที่คมและชัน และขอบขาลงของพัลส์ก็จะมีลักษณะเป็นเอ็กซ์โปเนนเชียลแล้วใช้ไดโอดแยกสัญญาณที่ไม่ต้องการออกไปนี้ จากนั้นป้อนสัญญาณนี้ให้กับ ไอซีชมิททริกเกอร์ ก็จะทำให้ได้สัญญาณออกทางด้านเอาต์พุตเป็นรูปสี่เหลี่ยมที่มีคาบเวลายาวนานเท่าที่ต้องการ โดยการกระตุ้นด้วยขอบพัลส์ทางอินพุตเพียงครั้งเดียว

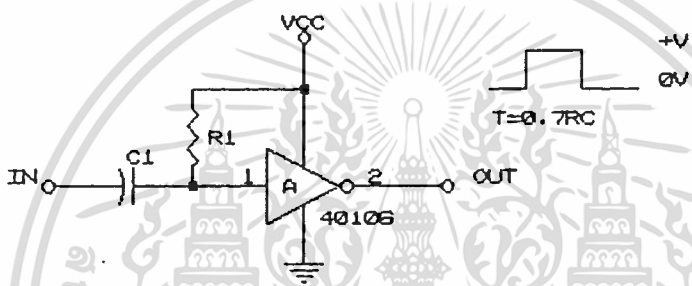
รูปที่ 1 แสดงวงจรที่ทำงานด้วยขอบขาขึ้นของพัลส์อินพุต โดยมีตัวต้านทาง  $R_1$  ต่ออินพุตลงกราวด์ ได้ค่าเวลาคงที่ RC จะเป็นสัดส่วนกับคาบของสัญญาณทางเอาต์พุต โดยสัญญาณอินพุตจะถูกเปลี่ยนเป็นคลื่นรูปสี่เหลี่ยมอีกครั้งด้วย ไอซีชมิทต์ จากรูปเป็นไอซีแบบไม่กลับขั้วสัญญาณเอาต์พุต ก็จะได้สัญญาณพัลส์เป็นบวก แต่ถ้าใช้แบบกลับขั้วสัญญาณก็จะได้อาต์พุตเป็นพัลส์ลบทั้ง 2 กรณีจะมีค่าของคาบ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เวลา  $T = 0.7(RC)$  สำหรับในรูปที่ 2 มีการทำงานเหมือนรูปที่ 1 แต่ใช้ขอบ  
ขาลงของสัญญาณอินพุตในการทำงาน

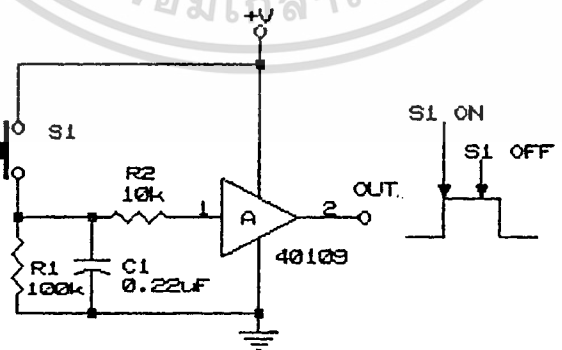


รูปที่ 1 วงจรทำงานด้วยขอบขาขึ้นของพัลส์อินพุต



รูปที่ 2 วงจรทำงานด้วยขอบขาลงของพัลส์อินพุต

วงจรที่ทำงานที่ขอบของพัลส์นี้ยังสามารถให้ไปทำเป็น " สวิตช์แบบไม่มี  
มีสัญญาณรบกวน " ได้อีกด้วย ดังแสดงในรูปที่ 3 อินพุตของไอซีต่อลงกราวด์  
โดยผ่าน  $R_1$  ซึ่งเป็นตัวกำหนดเวลา และตัวต้านทานป้องกันอินพุต  $R_2$  ดังนั้น

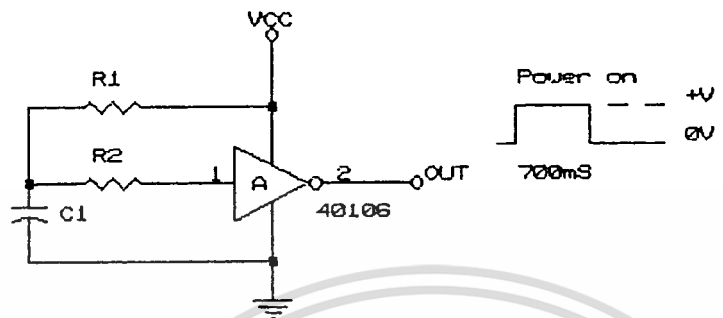


รูปที่ 3 การประยุกต์ใช้งานเป็นสวิตช์ไม่มีสัญญาณรบกวน

ปกติเอาต์พุตของวงจรก็จะเป็น "0" เมื่อสวิตช์  $S_1$  ปิดวงจร  $C_1$  ก็จะได้รับ  
ประจุจนเกือบเต็มเท่ากับไฟเลี้ยง เอาต์พุตของขมิตต์ก็จะ เป็น "1" และเมื่อปล่อยอาร์ค  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สวิตช์  $S_1$ ,  $C_1$  ก็จะคายประจุออกอย่างช้า ๆ ผ่าน  $R_1$  และเอาต์พุตของขั้วมีตต์ ก็จะไม่เป็น "0" จนกว่าเวลาจะผ่านไป 20 mSec แล้ว ดังนั้นสัญญาณ เอาต์พุตที่ได้จึงไม่ถูกรบกวนจากการกระด้างของหน้าสัมผัสของสวิตช์

วงจรกำเนิดพัลส์รีเซต ในรูปที่ 4 จะผลิตพัลส์ขนาดความกว้าง 700 mSec ออกมา เมื่อป้อนไฟเลี้ยงเข้าวงจรในขณะที่เริ่มต้น  $C_1$  ไม่มีประจุ ทำให้



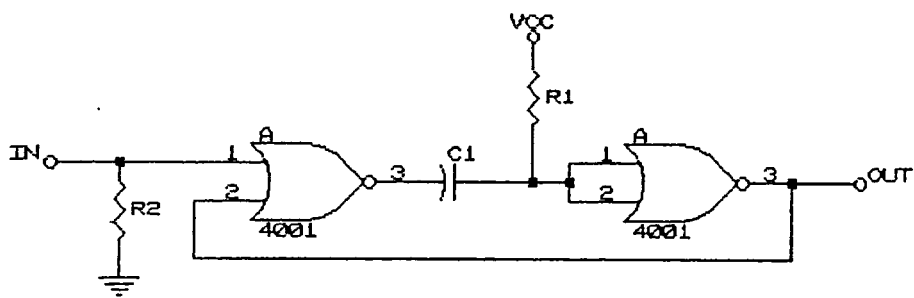
รูปที่ 4 วงจรกำเนิดพัลส์รีเซตเมื่อป้อนไฟเข้าวงจร

อินพุตของไอซีเป็น "0" ให้เอาต์พุตเป็น "1" ต่อเมื่อ  $C_1$  ได้รับการประจุไฟเลี้ยงผ่าน  $R_1$  นานประมาณ 700 mSec  $C_1$  ก็จะได้รับประจุจนเต็มเอาต์พุตของไอซีจึงกลับเป็น "0"

### ไอซีโมโนสเตเบิล

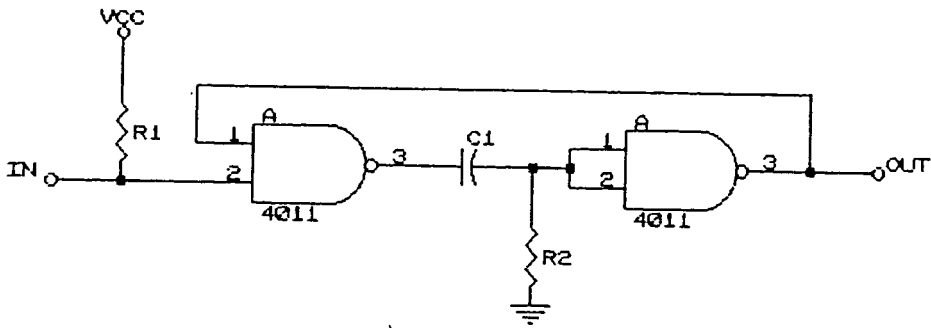
การสร้างวงจรโมโนสเตเบิลวิธีนี้ราคาถูก คือ ใช้ไอซีเบอร์ 4001B มี NOR เกต 2 I/P 4 ตัว หรือ 4011B มี NAND เกต 2 อินพุต 4 ตัว ดังแสดงวงจรที่ใช้ไอซีไว้ในรูปที่ 5-8 แต่การทำงานไม่ค่อยจะดีนัก เพราะค่าเวลาของวงจรเหล่านี้ จะเปลี่ยนไปในไอซีแต่ละตัว หรือเมื่อระดับไฟเลี้ยงเปลี่ยนแปลงไป ดังนั้นจึงไม่เหมาะที่จะใช้ในวงจรที่ต้องการความเที่ยงตรงสูง ๆ

รูปที่ 5 และ 6 เป็นแบบมาตรฐานใช้เกต 2 ตัว ช่วงเวลาทางเอาต์พุต กำหนดได้โดยค่าของ  $R_1$  และ  $C_1$  ตามสมการ  $T = 0.7 * R_1 * C_1$



รูปที่ 5 การใช้ NOR เกต 2 อินพุต 2 ตัว ต่อเป็นวงจรกำเนิด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่พัลส์บวกรที่ทำงานด้วยพัลส์บวกรทางอินพุตญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 6 การใช้ NAND เกต 2 อินพุต 2 ตัว ต่อเป็นวงจรกำเนิดพัลส์ลบ ที่ทำงานด้วยพัลส์ลบทางอินพุต

เมื่อ  $R_1$  มีค่าประมาณ 1.5 เมกกะโอห์ม ค่าของตัวเก็บประจุก็จะมีค่าเทียบกับเวลาเอาต์พุตเป็น 1 วินาที / ไมโครฟารัด แต่ในการใช้งานจริงจะสามารถใช้  $C_1$  ที่มีค่าประมาณ 100 พิโคฟารัด ไปจนถึง 2-3 พันไมโครฟารัด และ  $R_2$  มีค่าจาก 4.7 กิโลโอห์ม ถึง 10 เมกกะโอห์ม

วงจรในรูปที่ 5 แบบใช้ NOR เกต ปกติจะให้เอาต์พุตเป็น "0" และทำงานได้ด้วยการกระตุ้นที่ขอบขาบวกของพัลส์อินพุต ส่วนวงจรในรูปที่ 6 ที่ใช้ NAND เกต จะให้เอาต์พุตเป็น "0" ถูกกระตุ้นด้วยขอบขาลบของสัญญาณอินพุต

ข้อดีอย่างหนึ่งของวงจรมีคือความกว้างของพัลส์อินพุต ไม่ค่อยมีผลต่อความกว้างของพัลส์ทางเอาต์พุต และรูปคลื่นที่จุด A จะมีความกว้างเท่ากันทั้งที่เอาต์พุตหรืออินพุต แล้วแต่กรณีคือจะเท่ากับความกว้างของพัลส์ที่กว้างกว่า ถ้าพัลส์ทางอินพุตแคบกว่าเอาต์พุต คุณสมบัตินี้สามารถนำไปใช้ได้ไม่วางจรเปรียบเทียบความกว้างของพัลส์หรือวางจรเตือนความเร็ว

หลักการทำงานของวงจรมีคือรูปที่ 5 IC<sub>1,1</sub> ต่อใช้งานแบบ NOR เกตธรรมดา ส่วน IC<sub>1,2</sub> ต่อเป็น วงจรอินเวอร์เตอร์ ในขณะที่วงจรมีอยู่ในสถานะสงบ ขั้วอินพุตของวงจรมีจะถูกดึงเป็น "0" โดยผ่าน  $R_2$  และเอาต์พุตของ IC<sub>1,2</sub> ก็จะเป็น "0" ด้วย เมื่ออินพุตทั้ง 2 ของ IC<sub>1,1</sub> จึงเป็น "1" ทำให้  $C_1$  คายประจุออก เมื่อสัญญาณกระตุ้นที่ขอบขาลบของพัลส์ป้อนเข้ามายังวงจรมี เอาต์พุตของ IC<sub>1,1</sub> ก็จะเป็น "0" ในทันที และเพราะว่าในขณะนี้  $C_1$  ไม่มีประจุอยู่ มันจึงดึงอินพุตของ IC<sub>1,1</sub> เป็น "0" ด้วยเอาต์พุตของวงจรมีจึงเป็น "1"

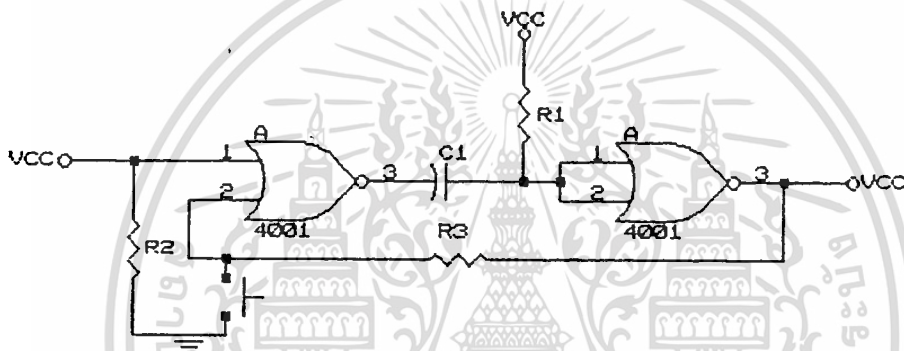
เอาต์พุตของ IC<sub>1,2</sub> ต่อบ้อนกลับไปยังอินพุตของ IC<sub>1,1</sub> ด้วย ดังนั้นจึงทำให้อินพุตของ IC<sub>1,1</sub> ยังคงเป็น "0" อยู่นั้น  $C_1$  ก็เริ่มประจุผ่าน  $R_1$  และ หลังจากเวลาหนึ่งวินาทีผ่านไป (ขึ้นอยู่กับค่าของ  $C_1$  และ  $R_1$ )  $C_1$  ก็จะ

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

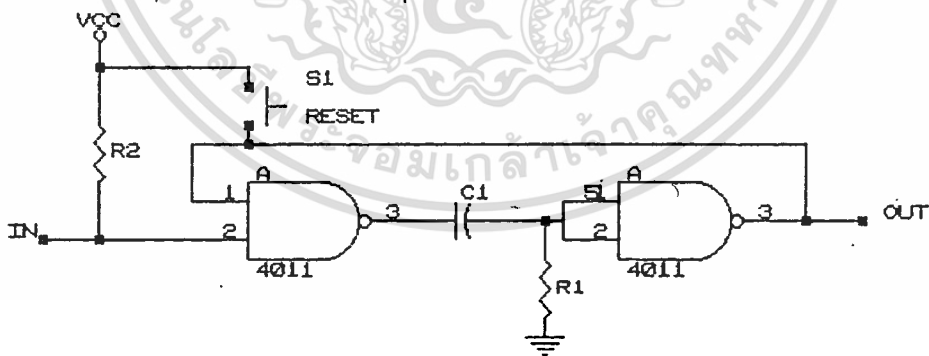
ได้รับประจวบถึงระดับที่ทำให้เอาต์พุตของวงจรถือเป็น "0" และหยุดการนับของวงจรถือเป็น "0" และหยุดการนับของวงจรถือเป็น "0" แต่วงจรถือเป็น "0" ไม่สามารถกลับไปอยู่ยังสภาวะสงบได้ ถ้าหากที่อินพุตของวงจรถือเป็น "0" ได้รับการกระตุ้นด้วยพัลส์บวกอยู่ตลอดเวลาในขณะที่เอาต์พุตครบเวลาแล้ว

วงจรถือเป็นรูปที่ 6 มีการทำงานเหมือนกับในรูปที่ 5 ต่างกันตรงที่ใช้ IC NAND เกต และรับการกระตุ้นด้วยพัลส์ลบ แต่ทั้ง 2 วงจรถือเป็น ก็มีการต่อเอาต์พุตกลับไปยังอินพุตขาหนึ่ง เพื่อรักษาสัญญาณการกระตุ้นของจริงจะหมดไปแล้วก็ตามการทำงานในลักษณะนี้เราเรียกว่า " แบบกึ่งแลสต์ช " "

วงจรถือเป็นรูปที่ 5 และ 6 ยังสามารถหยุดคาบเวลาไว้ ก่อนจะครบกำหนดได้ด้วยการหยุดการป้อนกลับ ดังแสดงในรูปที่ 7 และ 8 วิธีการก็คือดึงอินพุตหนึ่งของ IC<sub>1,2</sub> ไปยังลอคิก "0" หรือ "1" เท่านั้น แต่การทำอย่างนั้นก็



รูปที่ 7 การประยุกต์วงจรถือเป็นรูปที่ 5 ให้สามารถรีเซ็ตได้ คือให้สิ้นสุดคาบเวลาเอาต์พุตก่อนกำหนดโดยการกดสวิทช์ S<sub>1</sub>



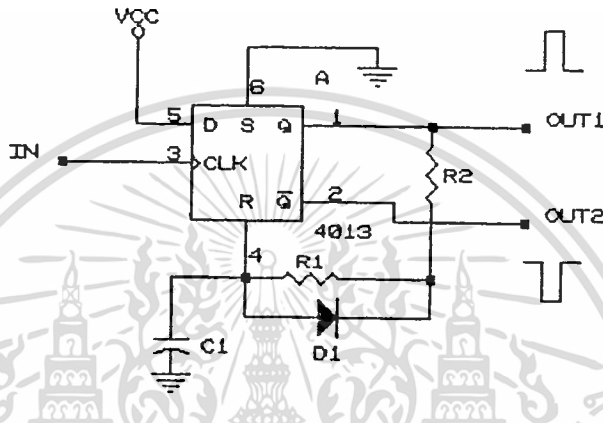
รูปที่ 8 เป็นการประยุกต์วงจรถือเป็นรูปที่ 6 มีลักษณะการทำงานเหมือนในรูปที่ 7

จะลัดวงจรถือเป็นเอาต์พุตของ IC<sub>1,2</sub> ด้วย จึงต้องใส่ R<sub>u</sub> ไว้ เพื่อป้องกันการไหลเกิน ในการประยุกต์ใช้งาน สามารถแทนสวิทช์ S<sub>1</sub> ได้ด้วยทรานซิสเตอร์ หรืออิเล็กทรอนิกส์ก็ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### การใช้ฟลิปฟล็อปทำเป็นวงจรมอนอสเตเบิล

เรายังสามารถใช้ไอซี CMOS ที่เป็นฟลิปฟล็อปมาทำวงจรมอนอสเตเบิลแบบมาตรฐานได้อีกด้วย ทั้งยังให้ความเที่ยงตรงสูงกว่า เช่น IC #4013B มีฟลิปฟล็อปชนิด D F/F 2 ตัว หรือ #4027B มีฟลิปฟล็อปชนิด JK F/F 2 ตัว ดังแสดงโครงสร้างของไอซีทั้ง 2 เบอร์นี้ ในรูปที่ 9 และ 10 วงจรในรูปทั้ง 2 ชนิดนี้ มีการทำงานเหมือนกันโดยต่อในลักษณะของวงจรถ่าย คือ ต่อใช้งานขา DATA



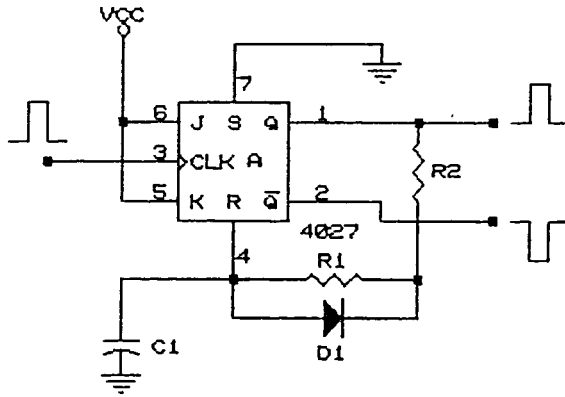
รูปที่ 9 ใช้ F/F ชนิด D F/F มาทำเป็น โมโนสเตเบิล โดยสามารถกำเนิดทั้งพัลส์บวกและลบได้ในเวลาเดียวกัน

กับ SET ใน #4013B และ JK F/F และ SET ใน 4027B แต่เอาต์พุต Q ต่อไปยังขา RESET โดยผ่านเน็ตเวิร์กหน่วงเวลา RC

เมื่ วงจรอยู่ในวงรอบของการทำงาน เอาต์พุต Q จะเป็น "0" ทำให้ตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่กำหนดเวลา ( $C_1$ ) คายประจุผ่าน  $R_2$  และ  $R_1$  ที่ต่อขนานอยู่กับ  $D_1$  เอาต์พุต จะเป็น "1" ได้ก็ต่อเมื่อมีขอบขาขึ้น ของพัลส์ป้อนเข้ามายังอินพุต CLK ทำให้  $C_1$  เริ่มได้รับการประจุ โดยผ่านตัวต้านทาน  $R_1$  และ  $R_2$  ที่ต่ออนุกรมกันอยู่ และหลังจากผ่านช่วงเวลาหน่วง ซึ่งกำหนดด้วยค่า  $R_1$  และ  $C_1$  แรงดันที่ตกคร่อม  $C_1$  ก็จะเพิ่มขึ้นจนถึงค่าที่ทำให้ F/F เกิดการรีเซตเอาต์พุต Q จึงเป็น "0" อีกครั้ง จากนั้น  $C_1$  ก็จะได้รับประจุขึ้นใหม่อย่างรวดเร็วผ่าน  $R_2$  และเน็ตเวิร์ก  $D_1/R_1$  ทำให้วงจรพร้อมจะทำงานอีกครั้งหนึ่งทันที ที่มีสัญญาณมากระตุ้นที่อินพุต

ช่วงเวลาการทำงานของวงจรรูปที่ 9 และ 10 มีค่าเท่ากันคือ ประมาณ  $0.7 * R_1 * C_1$  และช่วงเวลารีเซต (ช่วงเอาต์พุตแต่ละครั้ง) มีค่าประมาณ  $C_1 * R_2$  เนื่องจาก  $R_2$  ใช้เพื่อป้องกันขอบขาลงของพัลส์ที่อาจจะไม่ชัน

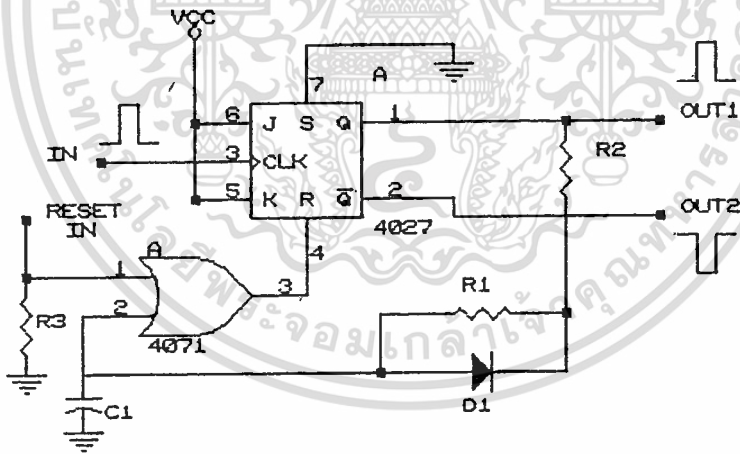
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 10 ใช้ JK F/F มาทำเป็น โมโนสเตเบิล มีการทำงานเหมือนในรูปที่ 9

เนื่องจากการคายประจุของ  $C_1$  ดังนั้นจึงอาจใช้ลวดต่อตรงแทน  $R_2$  ก็ได้ เพื่อให้เวลาเป็นศูนย์และทั้ง 2 วงจรนี้ที่เอาต์พุต Q จะให้เอาต์พุตเป็นพัลส์ลบ

วงจรในรูปที่ 10 สามารถเพิ่มการรีเซ็ตเข้าไปได้ ดังแสดงการต่อในรูปที่ 11 โดยการต่อ  $C_1$  ไปยังขา RESET ของวงจร โดยผ่าน OR เกตตัวหนึ่ง

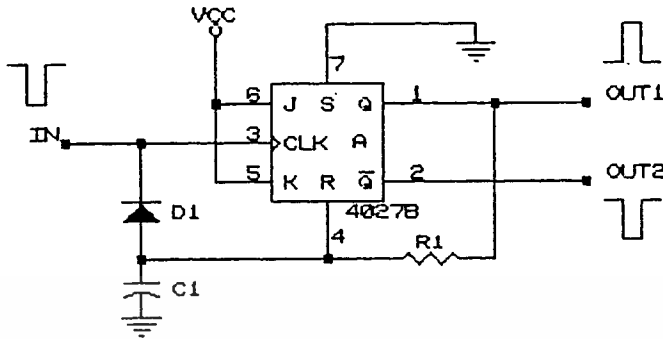


รูปที่ 11 โมโนสเตเบิลใช้ JK F/F แบบรีเซ็ตได้ด้วย วงจรอิเล็กทรอนิกส์

แล้วใช้ขาอินพุตที่เหลืออีกขาหนึ่งของ OR เกต เป็นตัวรับสัญญาณอินพุตรีเซ็ตแทนสำหรับในรูปที่ 12 เป็นวงจรแบบกระตุ้นซ้ำได้ โดยใช้ฟลิปฟล็อปเบอร์ 4027B ซึ่งจะทำให้การเริ่มต้นของคาบเวลาพัลส์เอาต์พุตใหม่ ทุกครั้งที่มีการกระตุ้นมาจากอินพุต มีข้อนำสั่งเกตอย่างหนึ่งของวงจรนี้คือ ทางอินพุตของวงจรปกติจะเป็นลอจิก

"1" แต่วงจรจะทำงานด้วยขอบขาขึ้นของสัญญาณอินพุต ดังนั้นการทำงานจึงเกิดไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขั้นที่ขอบขาลงของสัญญาณอินพุต ซึ่งจะเป็นพัลส์ลบ (ดูจากในรูปที่ 12)



รูปที่ 12 โมโนสเตเบิลใช้ JK F/F แบบกระตุ้นเข้าได้ให้อาต์พุตที่ยาวนานกว่าที่กำหนดโดยการกระตุ้นเข้าก่อนครบคาบเวลาทางเอาต์พุต

เมื่อเริ่มต้นการทำงานในแต่ละวงรอบการทำงาน อินพุตจะถูกดึงเป็น "0" ทันทีที่มีพัลส์เข้ามา  $C_1$  จะถูกคายประจุออกอย่างรวดเร็วผ่านทาง  $D_1$  และเมื่อพัลส์อินพุตเป็น "1" ก็หลุดจากสภาพการถูกคายประจุ และ พัลส์ทางอินพุตนี้ก็จะทำให้อาต์พุต Q เป็น "1" และคาบเวลาทางเอาต์พุตก็ได้เริ่มต้นขึ้นโดยผ่าน  $C_1$  จะได้การประจุอย่างช้า ๆ ผ่านทาง  $R_1$  จนกระทั่งแรงดันตกคร่อม  $C_1$  สูงขึ้นจนทำให้ฟลิปฟล็อปถูกรีเซ็ต เอาต์พุต Q จึงเป็น "0" และ  $C_1$  ก็จะคายประจุออกช้า ๆ ผ่าน  $R_1$

ถ้าเกิดมีการกระตุ้นเข้าเข้ามายังอินพุต ในระหว่างคาบเวลาของเอาต์พุต (ในขณะที่ Q เป็น "1" และ  $C_1$  กำลังถูกประจุผ่านทาง  $R_1$ )  $C_1$  ก็จะประจุอย่างรวดเร็วผ่านทาง  $D_1$  ไปยังอินพุตในช่องที่สัญญาณกระตุ้นเป็น "0" และคาบเวลาก็จะเริ่มต้นใหม่อีกครั้ง เมื่อขอบขาขึ้นของสัญญาณกระตุ้นของวงจร ทำให้  $C_1$  ไม่ถูกคายประจุ แต่จะเริ่มรับการประจุจากเอาต์พุต Q เป็นการเริ่มต้นคาบเวลาทางเอาต์พุต สำหรับพัลส์ที่ใช้กระตุ้นทางอินพุตนั้นควรมีความกว้างมากพอที่จะทำให้  $C_1$  คายประจุได้หมด แต่ก็ควรแคบกว่าช่วงคาบเวลาทางเอาต์พุต ช่วงคาบเวลาทางเอาต์พุตคำนวณได้จาก  $0.7 * R_1 * C_1$  สำหรับค่า  $R_1$  ควรให้มีค่ามากที่สุดเท่าที่จะทำได้

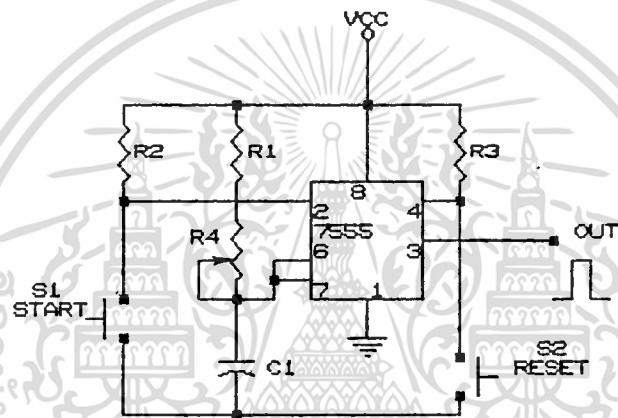
### วงจรโมโนสเตเบิลที่มีความเที่ยงตรงสูง

จากวงจรที่ผ่านมานั้นคาบเวลาทางเอาต์พุตขึ้นอยู่กับระดับ เทนสโวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรรณิชากรเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าทางอินพุตของไอซีแต่ละตัวซึ่งมีค่าไม่เท่ากัน อีกทั้งยังขึ้นกับแรงดันไฟเลี้ยงที่ใช้และไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อณูกรม็รอบข้างด้วย ดังนั้นหากต้องการวงจรมผลิตพัลส์ที่มีความเที่ยงตรงสูงก็ต้งใช้ ไอซีเบอร์ 555 แต่ที่จะนำมาอธิบายเป็นเบอร์ 7555 ซึ่งเป็นไอซีที่มีโครงสร้าง เป็น CMOS ซึ่งกินไฟต่ำ ภายในเวลาประกอบด้วยวงจรเปรียบเทียบกับแรงดันที่ใช้ทำ งานร่วมกับ F/F ภายใน และภาคควบคุมความกว้างของพัลส์ทางเอาต์พุตอย่าง แม่นยำ แม้จะเกิดการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟเลี้ยงหรืออณูกรม็ก็ตาม แรงดัน ไฟเลี้ยงที่สามารถทำงานได้อยู่ในช่วงกว้างมากคือ 2 - 8 v.

รูปที่ 13 แสดงวงจรพื้นฐานในการนำไอซี 7555 ไปใช้งาน โดย เป็นแบบกระตุ้นด้วยมือ แล้วให้เอาต์พุตพัลส์ที่เปลี่ยนแปลงได้ การกระตุ้นก็โดยการ ดึงขา 2 ให้เป็น "0" (แรงดันต่ำกว่า 1/3 ของไฟเลี้ยง) โดยผ่านทาง S<sub>1</sub>



รูปที่ 13 วงจรโมโนสแตเบิ้ลที่ใช้การกระตุ้นทางกล และสามารถ ผลิตพัลส์ที่มีความกว้างเปลี่ยนแปลงได้จาก 1.1- 100 วินาที

ในช่วงเวลานี้ที่เอาต์พุต (ขา 3) ก็จะเป็น "1" และไอซีก็จะเริ่มเข้าสู่วงรอบ การทำงาน เมื่อ C<sub>1</sub> เริ่มได้รับการประจุผ่านตัวต้านทาน R<sub>1</sub> และ R<sub>4</sub> ที่ต่อ อณูกรม็กันอยู่ เป็นเวลาเท่ากับ  $1.1 * C_1 * (R_1 + R_4)$  แรงดันตกคร่อม C<sub>1</sub> ก็จะพ้น ช่วงเทรลไฮลด์ทางอินพุตของไอซี (2/3 ของแรงดันไฟเลี้ยง) แล้วเอาต์พุตก็ จะสวิทช์กลับเป็น "0" อีก เป็นการจบหนึ่งวงรอบการทำงาน

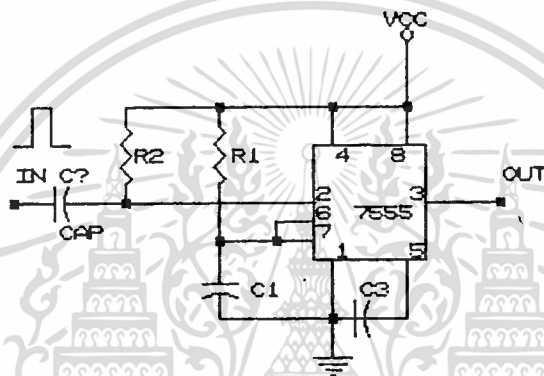
การหยุดการทำงานก่อนครบวงรอบทำได้ โดยการกดปุ่ม RESET (S<sub>2</sub>) เพื่อให้อินพุตขา 4 (RESET) เป็น "0" วงจรม็สามารถผลิตพัลส์ที่มีความกว้าง จาก 1.1 ถึง 100 วินาทีได้ โดยกำหนดจากค่าของ R<sub>4</sub>

ในการประยุกต์ใช้งานไอซีเบอร์นี้อาจจะต้องการ การกระตุ้นด้วย วงจรอิเล็กทรอนิกส์ หรือด้วยระบบกลไก ซึ่งไม่ว่าจะด้วยวิธีไหนก็ตามต้องเป็นไป ตามเงื่อนไข คือ พัลส์อินพุตของสวิทช์จากระดับ "0" เป็น "1" ที่แรงดันไม่ต่ำ กว่า 1/3 ของแรงดันไฟเลี้ยง วงจรม็จึงจะถือว่าถูกกระตุ้นแล้ว และ ความกว้าง

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

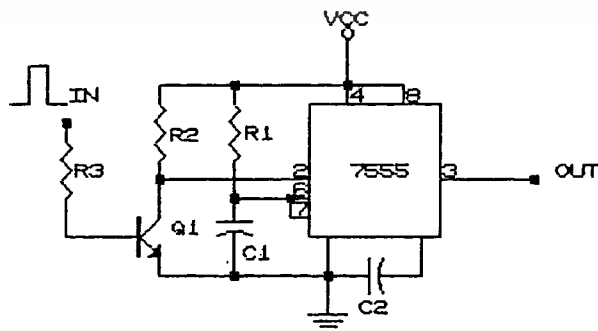
ของพัลส์ต้องไม่น้อยกว่า 100 นาโนวินาที แต่ต้องสั้นกว่าความกว้างของพัลส์ที่ต้องการทางเอาต์พุต ดังนั้นจึงควรให้พัลส์ทางอินพุตสั้นสุดการกระตุ้นก่อนจบคาบเวลาทางเอาต์พุต

มีวิธีการง่าย ๆ ที่จะสร้างพัลส์สำหรับการกระตุ้นอินพุตในขนาดที่เหมาะสมจากพัลส์รูปสี่เหลี่ยมผืนผ้าขนาดความกว้างมาก โดยการต่อสัญญาณอินพุตเข้ายังขา 2 ของ 7555 โดยผ่านทางเน็ตเวิร์ก RC ดิฟเฟอเรนเชียลที่มียค่าเวลาคงที่สั้น ๆ และถ้าต้องการเปลี่ยนขอบขาขึ้นหรือขาลงของพัลส์ทางอินพุต ให้เป็นพัลส์สำหรับกระตุ้นที่เหมาะสมก็ทำได้จากในรูปที่ 14



รูปที่ 14 เหมือนวงจรในรูปที่ 13 ต่างกันตรงที่ใช้การกระตุ้นทางอิเล็กทรอนิกส์

วิธีที่ดีที่สุดในการกระตุ้น 7555 ก็คือใช้วงจรโมดูลสเตเบิลที่ทำจาก F/F ที่ได้อธิบายมาแล้ว มาผลิตพัลส์บวขนาดแคบ ๆ (ประมาณ 100 nSEC) แล้วส่งให้วงจร 7555 ที่ขา 2 โดยผ่านทางทรานซิสเตอร์ตัวหนึ่ง ดังแสดงในรูปที่ 15  $C_2$  ที่ใส่ไว้ในวงจรใช้เพื่อป้องกันวงจรจากพัลส์แฉกที่อาจหลุดรอดมากับไฟเลี้ยง



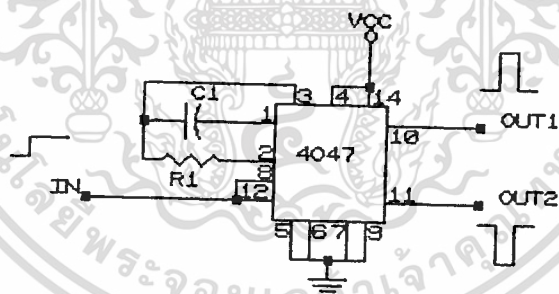
รูปที่ 15 สร้างพัลส์ที่มีความเที่ยงตรงสูงจากการกระตุ้นด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้โดยผู้จัดทำเอกสารฉบับนี้ ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นอกจากนี้ ไอซีตระกูล CMOS ที่ถูกออกแบบมาให้เป็นไอซีผลิตพัลส์แบบนี้โดยเฉพาะ เช่น เบอร์ 4047B เป็นไอซีโมโนสเตเบิล และวงจระอสเตเบิล และเบอร์ 4098B เป็นโมโนสเตเบิล 2 ตัว ในตัวถึงเดียวกัน ไอซีชนิดนี้อาจจะมีเสถียรภาพและความแม่นยำไม่ค่อนข้างดี แต่ก็ให้ความสะดวกในการใช้งานพอสมควร คือสามารถกระตุ้นได้ด้วยพัลส์บวกหรือลบ และทำงานได้มาตรฐานหรือแบบกระตุ้นซ้ำได้

เมื่อใช้งาน 4047B ใน MODE MONOSTABLE สัญญาณกระตุ้นทางอินพุตจะไปทำให้วงจระอสเตเบิลภายในเริ่มทำงานและ RESET วงจระนับ ทำให้เอาต์พุต Q เป็น "1" เมื่อผ่านพ้นช่วงเวลาที่กำหนดโดย จำนวนพัลส์จากอะอสเตเบิลเอาต์พุต Q จะเป็น "0" คาบเวลาทางเอาต์พุตจะมีค่าประมาณ  $2.5 * R_1 * C_1$   $R_1$  ใช้ค่าเท่าใดก็ได้จากค่า 10 k ถึง 1 M  $C_1$  ใช้แบบไม่มีขั้วค่ามากกว่า 1000 pF ขึ้นไป รูปที่ 16 เป็นการต่อ 4047 แบบกระตุ้นซ้ำได้ วงจระสามารถรีเซตเมื่อใดก็ได้เพียงแต่ดึงขา 9 ให้เป็น "1" เท่านั้น

4098B เป็นโมโนสเตเบิลคู่ ที่สามารถทำงานต่างกันได้ 2 อย่างในตัวถึงเดียวกันแต่ยังคงมีไฟเลี้ยงที่ใช้ไฟร่วมกัน คาบเวลาทางเอาต์พุตของทั้ง 2



รูปที่ 16 ใช้ IC 4047 เป็นโมโนสเตเบิลแบบกระตุ้นซ้ำได้ด้วยขอบพัลส์บวก

ถูกกำหนดโดยตัวต้านทาน  $R_1$  และ  $C_1$  โดยมีคาบเวลาประมาณ  $0.5 * R_1 * C_1$  ตัวต้านทาน  $R_1$  มีค่าได้จาก 5 k ถึง 10 M และ  $C_1$  มีค่าได้จาก 20 pF ถึง 100 up

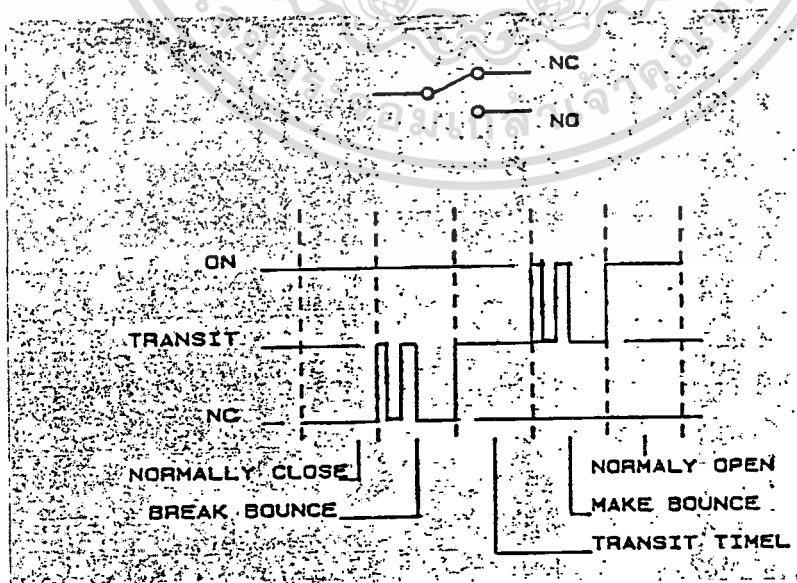
## วงจรถิเบอช

ปัญหาในการใช้งานที่เกี่ยวกับสวิตช์ที่เกิดขึ้น ประจำอย่างหนึ่งคือ การเกิดสัญญาณรบกวนอันเนื่องมาจากนอยส์ ซึ่งในการแก้ปัญหาอาจจะแก้ปัญหา ด้วยวิธีการทางซอฟต์แวร์ก็ได้ ดังนั้นในการใช้งานที่เกี่ยวกับสวิตช์ จะต้องคำนึง ถึงคุณสมบัติ 2 ประการของสวิตช์ คือ นอยส์ ตอนเปลี่ยนแปลงตำแหน่งของสวิตช์ แมคคานิกส์สวิตช์ทั้งหมดไม่ว่าแบบไหนก็ตามปกติจะ ทำให้เกิดนอยส์ได้เสมอเมื่อหน้า สัมผัสของมันเปลี่ยนจากตำแหน่งหนึ่งไปยังอีกตำแหน่งหนึ่ง เพราะก่อนที่มันจำหยุด หนึ่งที่ตำแหน่งใหม่ มันจะติดแล้วตัดเป็นช่วง ๆ หลายมิลิวินาที ช่วงนี้ เรียกว่าเกิด การเบอชนั่นเอง ช่วงเวลาของการเบอชจะเรียกว่า "SETTING TIME"

อุปกรณ์พวงจรถิเบอชจะมีการทำงานที่ไวกว่า แมคคานิกส์สวิตช์ มาก ดังนั้นเมื่อนำอุปกรณ์ทั้งสองอย่างนี้มาต่อกันโดยตรง ช่วงเบอชของสวิตช์จะ ส่งผลไปยังวงจรถิเบอชโดยตลอด ทำให้วงจรถิเบอชผิดพลาด ไม่สมกับที่ตั้งใจไว้ ดังนั้นด้วยเหตุผลนี้เราจึงต้องติเบอชแมคคานิกส์เมื่อใช้งานกับวงจรถิเบอช

เบอชของหน้าสัมผัสของสวิตช์แบบ SPDT= Single pole double throw

ในรูปที่ 1 จะแสดงถึงสวิตช์แบบ SPDT และไดอะแกรมเวลา เมื่อ สวิตช์ทำงานจากตำแหน่งปกติไปยังตำแหน่ง "ปกติตัด"



รูปที่ 1 แสดงการเกิดเบอชทำให้เกิดการทำงานผิดพลาดของวงจรถิเบอช

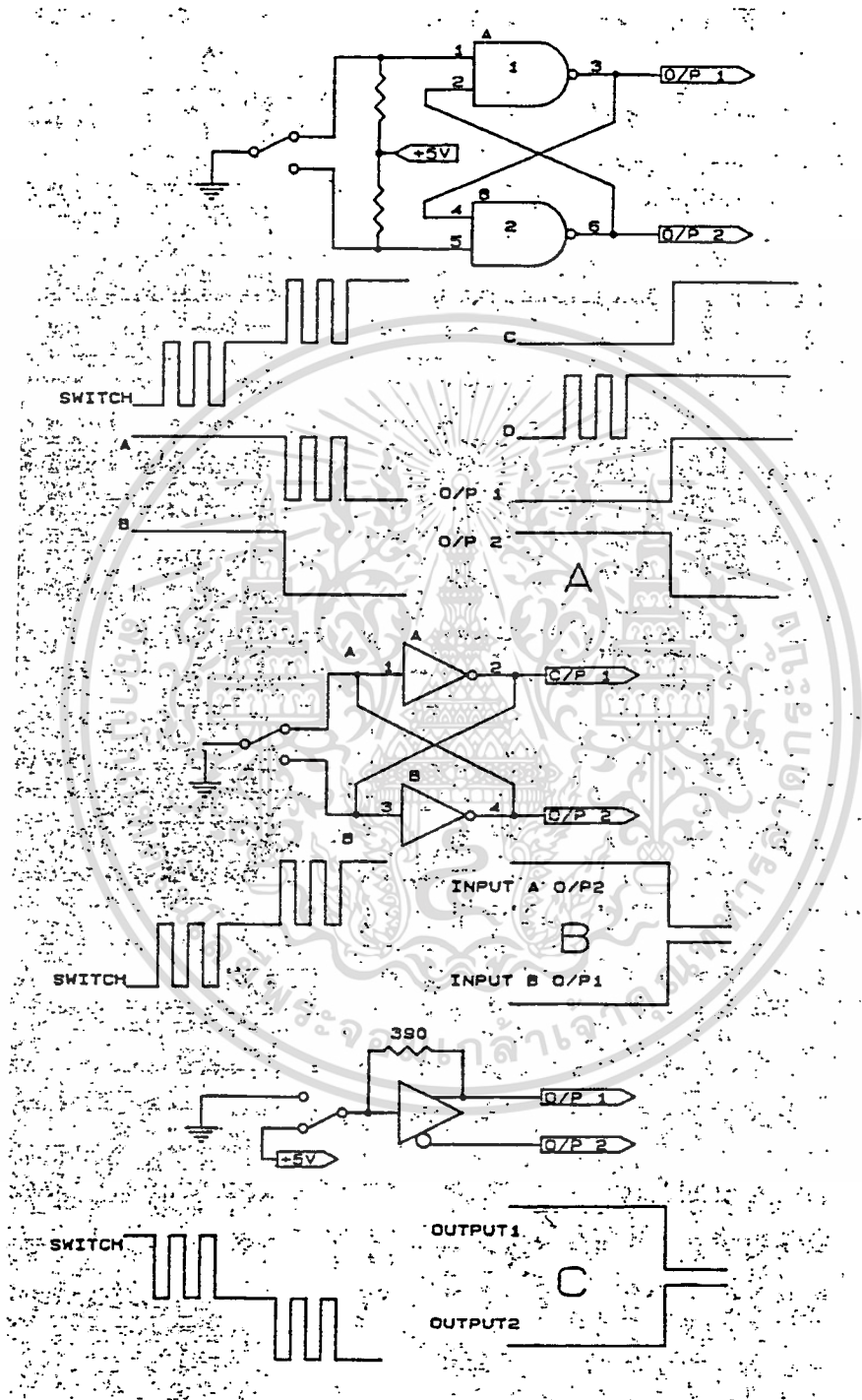
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เริ่มจากตำแหน่งปกติต่อ NC) เมื่อเราเปิดหน้าสัมผัสออก ก่อนที่หน้าสัมผัสจะเปิดออก จะมีลักษณะคล้ายสปริงจึงทำให้เกิดเบาซ์ขึ้น จะเรียกว่า เบรคเบาซ์ เมื่อสวิทช์ห่างออกไปแนวกลาง จะไม่สัมผัสขาไหนของสวิทช์ทั้งสองขา ช่วงเวลานี้เรียกว่าทรานซิสโทม์ TRANCIT TIME" จนแนวกลางเข้ามาถึงขาของปกติเปิด NO) จะมีลักษณะของสปริงเกิดขึ้นคือ จะมีการตึงและติดเป็นจังหวะจึงเกิดเบาซ์ขึ้น ตอนนี้เรียก "เมคเบาซ์" ปกติแล้วช่วงเวลาการเกิดเมคเบาซ์นี้จะนานกว่าช่วงเวลาการเกิดเมคเบาซ์นี้ เมื่อเบรคเบาซ์เกิดได้สักระยะหนึ่งสวิทช์จึงหยุดนิ่งที่ตำแหน่ง NO



### การเกิดเขาสวิตช์แบบ SPDT

เพื่อให้ใช้ได้กับวงจรลอจิก การตีเขาสวิตช์จะต้องทำทั้งตอนแมค



รูปที่ 2 แสดงวงจรตีเขาสวิตช์แบบต่าง ๆ

และตอนเบรค จะต้องทำให้เกิดการเปลี่ยนแปลงระดับที่ไม่มีสัญญาณรบกวน ไม่ว่าจะ  
 ในตอนต่อหรือตอนตัด 3 วงจรที่แสดงในรูปที่ 2 จะใช้พวกเกทในการตีเขาสวิตช์  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดเปลี่ยนเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

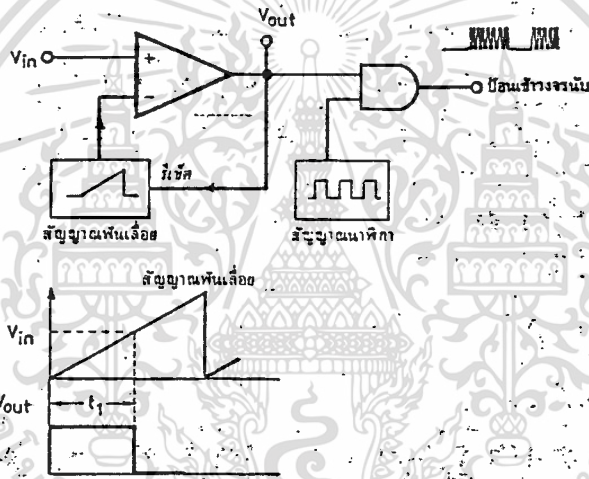
(จะเป็น TTL OR CMOS) ก็ได้และคัทดาระดับสูงเรียกว่าลอจิก "1" และคัทดาระดับต่ำเรียกว่าลอจิก "0" ในรูปที่ 2 NAND GATE 2 ตัว จะต่อกันแบบครอสคัปเปิ้ลซึ่งจะทำให้เกิดเป็นวงจร LATCH เมื่อสวิตช์ยังไม่ทำงานที่จุด D จะเป็นระดับ GROUND (0) เกท 2 จะทำให้เอาท์พุท 2 เป็น ลอจิก "1" ซึ่งที่ B ก็จะเป็นลอจิก "1" อยู่แล้ว ดังนั้น OUTPUT 1 = A.B ซึ่งจะป้อนมายัง C ของ GATE 2 ทำให้ OUTPUT 2 ยังคงเป็น "1" เหมือนเดิม ดังนั้น "เบรคเบอส์" จะไม่มีผลต่อทางเอาท์พุทเลย

ต่อไปเมื่อแขนของสวิตช์ไปติดทางปกติทางปกติเปิด (NO) ครั้งแรกสุดที่แตะจะดึงให้ A เป็นลอจิก "0" ทำให้ OUTPUT "1" เป็นลอจิก "1" จุด C ก็เป็นลอจิก "1" OUTPUT 2 จึงเป็นลอจิก "0" (เพราะ D อยู่ก่อนแล้ว) ทำให้ B เป็น "0" ด้วย A เป็นลอจิก "1" , B เป็นลอจิก "0" ดังนั้น OUTPUT 1 เหมือนเดิมลักษณะสปริงตอนเมคจึง ไม่มีผลต่อเอาท์พุทเลยช่วงเวลาในการเปลี่ยนสถานะของ OUTPUT 1 และ OUTPUT 2 จะกินเวลายาวนานอย่างมากที่สุดก็ 52 นาโนวินาที ถ้าหากใช้ 7400 NAND GATE เมื่อนำลัมผัสหลุดจาก NO (จุด A) เหตุการณ์ต่าง ๆ ก็จะได้กลับกันกับที่กล่าวมาแล้วคือ OUTPUT 1 จะกลับเป็นลอจิก "0" และ OUTPUT 2 ก็จะกลับเป็นลอจิก "1" ดังแสดงในรูปที่ 2B จะใช้ 7404 อินเวอร์เตอร์เกท แทน 7400 ตัว ด้านทคนในการดึงระดับไม่จำเป็นจะต้องใช้ในวงจรนี้ ลักษณะสวิตช์ซึ่งทำงานแบบเดียวกับรูปที่ 2A ที่แตกต่างกันคือเอาท์พุทของเกทตัวใดตัวหนึ่งจะถูกลัดวงจรประมาณ 35 นาโนวินาที ในช่วงสวิตช์แต่ละครั้ง ซึ่งจะไม่มีผลต่ออุปกรณ์แต่อย่างใด อินพุท A และ D ในรูปที่ 2A แต่จะสังเกตเห็นไม่ได้ทางอินพุท ของรูปที่ 2B ทั้งนี้ก็เพราะว่าการต่อแบบตรง (DRIEDT COUPLING) ระหว่างอินพุทและเอาท์พุท

ในรูปที่ 2C เป็นการใช้อิซีเบอร์ 74265 ซึ่งเป็นคอมพลิเม็นตารีค่าของเอาท์พุทจะป้อนกลับไปยังอินพุทเพื่อให้เสถียรภาพในการทำงาน ซึ่งการทำงานของวงจรเหมือนกับรูปที่ 2B

## หลักการของ A/D

หลักการของวงจรในรูปที่ 1 เป็นหลักการของ ANALOG TO DIGITAL CONVERTER ซึ่งประกอบด้วยวงจรกำเนิดสัญญาณ RAM ซึ่งป้อนเข้าสู่วงจรเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันที่ขา (-) ส่วนแรงดันอินพุต  $V_{in}$  ซึ่งต้องการเปลี่ยนให้เป็นสัญญาณดิจิทัลนั้นป้อนเข้าที่ขา (+) สัญญาณฟันเลื่อยที่ป้อนเข้า (-) นั้น จะเปรียบเทียบระดับของแรงดัน  $V_{in}$  ที่เข้ามา เมื่อใดที่  $V_{in}$  มีค่าแรงดันสูงกว่าสัญญาณฟันเลื่อย ที่เอาต์พุตของตัวเปรียบเทียบแรงดันก็จะให้พัลส์บวกออกมา ที่มีช่วงความกว้างของพัลส์ตามค่า  $t$  ซึ่งแปรผันไปตามค่า  $V_{in}$  ที่เข้ามานั้นคือ ถ้า  $V_{in}$  มีค่ามากขึ้นเท่าใด ช่วงเวลา  $t$  ก็จะมากขึ้นเท่านั้น

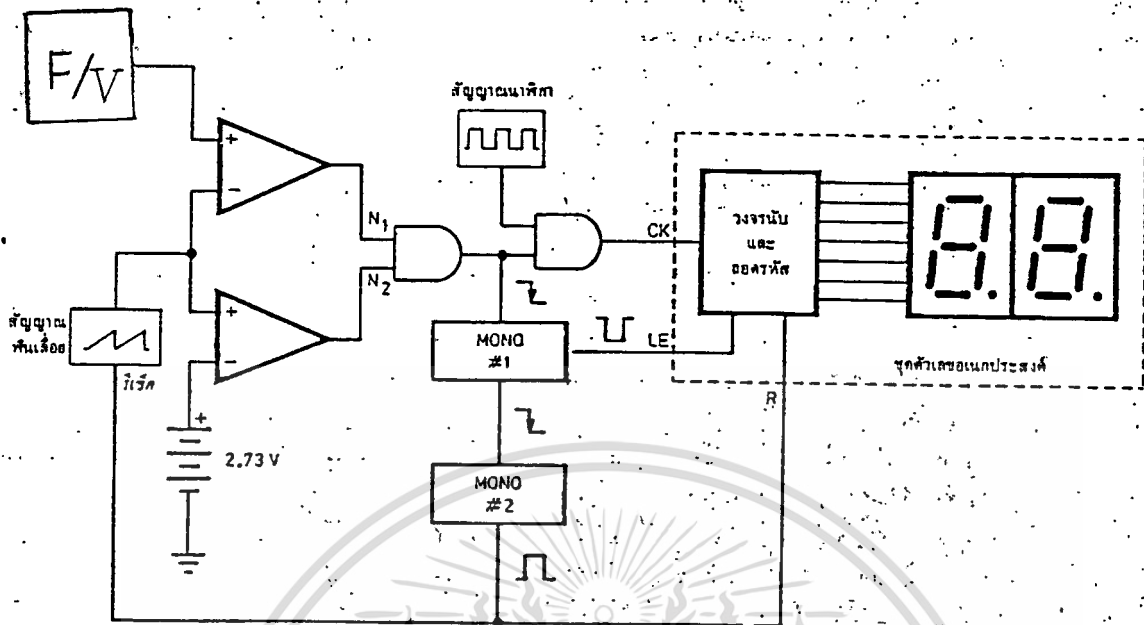


รูปที่ 1 แสดงหลักการพื้นฐานในการเปลี่ยนค่าแรงดันเป็นสัญญาณดิจิทัล

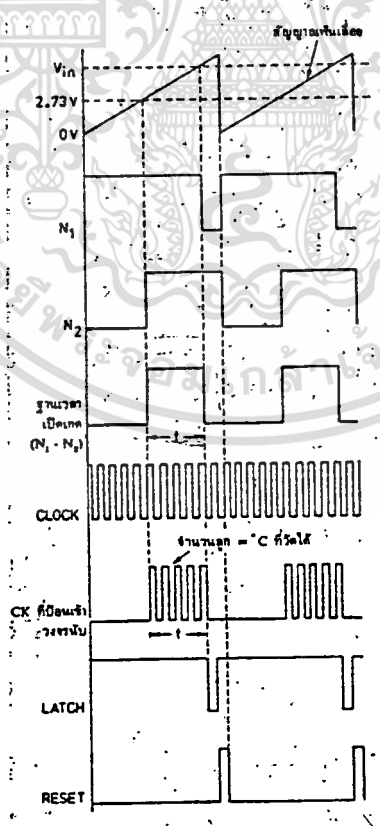
สัญญาณพัลส์ที่เราได้มานี้ จะนำไปทำการรีเซ็ตวงจรกำหนดสัญญาณฟันเลื่อย และป้อนเข้าเกตเพื่อ ปิด-เปิด ให้สัญญาณนาฬิกาเข้าสู่วงจรมัน ซึ่งช่วงเวลา  $t$  นี้จะเป็นตัวกำหนดจำนวนสัญญาณนาฬิกาที่จะป้อนเข้าสู่วงจรมัน ซึ่งถ้าสัญญาณพัลส์กว้างมากขึ้น ช่วงเวลา  $t$  ก็จะมากขึ้นตาม ค่าที่นับได้ก็จะมากขึ้นตามไปด้วย สำหรับความถูกต้องและแม่นยำจะขึ้นอยู่กับความเป็นเชิงเส้นของสัญญาณฟันเลื่อยและความคงที่ของสัญญาณนาฬิกาที่สร้างขึ้น

### หลักการทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ ซึ่งงานวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ไปจนตลอดทั้งเล่ม ใช้ประโยชน์เพื่อการค้า  
 จากรูปที่ 2 แสดงแผนผังการทำงานของวงจร เครื่องวัด  
 ไม่ว่าจะชนิดใดทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2 แสดงแผนผังการทำงานของดิจิตอลเทอร์โมมิเตอร์



รูปที่ 3 แสดงแผนผังเวลาของการทำงานในรูปที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุณหภูมิซึ่งจากรูปดังกล่าวให้ดูรูปที่ 3 ประกอบการอธิบาย โดยเริ่มจากขา  $N_1$  สัญญาณที่เกิดขึ้นที่จุดนี้เกิดจากการเปรียบเทียบสัญญาณระหว่าง  $V_{in}$  กับ สัญญาณพื้นเลื้อย เมื่อค่าของ  $V_{in}$  มากกว่าสัญญาณพื้นเลื้อย ที่ขา  $N_1$  ก็จะเป็น "1" เมื่อ  $V_{in}$  น้อยกว่าสัญญาณพื้นเลื้อย ที่ขา  $N_2$  ก็จะกลายเป็น "1" เมื่อค่าของแรงดันมีค่าสูงกว่า แรงดันเปรียบเทียบซึ่งถูกตั้งค่าโดยการปรับได้

ซึ่งที่อุณหภูมิ  $0^\circ C$ . เราจะทำการ SET ไว้ที่  $2.73 V$  ซึ่งมีค่าเท่ากับ VOLTAGE ที่ตกร่วมไอซี LM335 นั้นเอง ดังนั้นเราจึงต้อง SET ให้สัญญาณทำการเปิด GATE ได้ที่ แรงดันมีค่า  $2.73 V$  (เท่ากับ  $0^\circ C$ ) จึงได้ช่วงเวลาในการเปิดเกต โดยมีค่าเท่ากับค่าของ  $N_1$  AND  $N_2$

สัญญาณเปิดเกตจะเป็นตัวกำหนดจำนวนสัญญาณนาฬิกาที่ผ่านเข้าไป วงจรนับ ซึ่งสัญญาณนาฬิกาที่นับได้ก็คือค่าของอุณหภูมิเป็น  $^\circ C$ . เมื่อวงจรถับได้ทำการนับจนหมดช่วงเวลา  $t$  หรือเมื่อสัญญาณเปิดเกตตกลงเป็นศูนย์ วงจรโมโนสเตเบิลตัวที่หนึ่งก็จะทำงาน โดยกำเนิดสัญญาณ LATCH ป้อนให้ชุดแสดงผลทันที ขณะเดียวกันสัญญาณ LATCH จากโมโนสเตเบิลตัวที่หนึ่งก็จะไปกระตุ้นให้โมโนสเตเบิลตัวที่ 2 กำหนดสัญญาณ RESET ป้อนให้วงจรถับเริ่มต้นทำการนับครั้งใหม่พร้อมกันนี้ก็จะรีเซ็ตวงจรถับกำเนิดสัญญาณพื้นเลื้อยให้เริ่มต้นผลิตสัญญาณพื้นเลื้อยลูกใหม่สำหรับการนับครั้งใหม่ต่อไป

ในการกำเนิดสัญญาณพื้นเลื้อยเราใช้หลักการของแหล่งจ่ายกระแสคงที่ประจุ โดยคุณสมบัติของตัวเก็บประจุ

$$i = C \frac{dv}{dt}$$

เมื่อ  $i = I$  (ค่าคงที่)

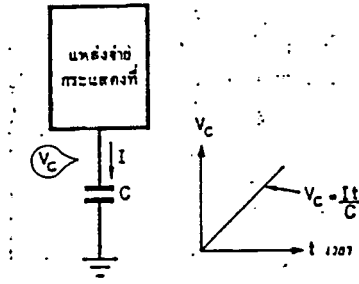
$$\int dv = \int i/c dt$$

$$V_c = i/c \cdot t$$

เนื่องจาก  $I$  คงที่และค่า  $C$  คงที่ดังนั้นจึงได้แรงดันที่  $C$  แปรผันตามเวลาในลักษณะเชิงเส้น และความชันของเส้นกราฟจะขึ้นอยู่กับ  $I, C$  นั่นคือถ้า  $I$  ค่ามาก ๆ หรือ  $C$  มีค่าน้อย ๆ จะได้ความชันหรืออัตราการเปลี่ยนแปลงที่มากกว่านั่นเอง

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปลงของ  $V_c$  มีค่าสูง



รูปที่ 4 แสดงหลักการกำเนิดสัญญาณฟันเลื่อย

จากกราฟนี้ แรงดัน  $V_c$  จะมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ จึงต้องมีวงจรมาลัดวงจรตัวเก็บประจุชั่วเวลาหนึ่ง เพื่อให้ตัวเก็บประจุคายประจุจนหมด แรงดันจะตกลงเป็นศูนย์ และเริ่มประจุใหม่ ซึ่งจะได้รูปคลื่นในลักษณะฟันเลื่อยต่อเนื่องกันไปเรื่อย ๆ



จากพื้นฐานการทำงานข้างต้นจะได้เป็นวงจรที่สมบูรณ์ของวงจร โดย  $Q, LED, R_5, V_{R2}, C_1$  ต่อกันเป็นตัวกำหนดกระแสคงที่ โดยมี  $V_{R2}$  เป็นตัวกำเนิดกระแสให้มาประจุที่  $C_1$  ซึ่งปรับค่าได้ตั้งแต่ 10-300  $\mu A$  ซึ่งค่าความชันของสัญญาณฟันเลื่อยให้ตกลงเป็นศูนย์ แล้ว  $C_1$  ก็จะเริ่มทำการประจุใหม่ให้ได้สัญญาณฟันเลื่อยลูกใหม่ สำหรับการนับครั้งต่อไป

สัญญาณฟันเลื่อยนี้ จะป้อนมาที่ ขา 3 และขา 13 ของ  $IC_{2,1}$  และ  $IC_{2,1}$  ซึ่งต่อเป็นวงจรเปรียบเทียบแรงดัน (Comparator) ทำหน้าที่เปรียบเทียบระดับแรงดันจาก  $IC_1$  (LM335) และแรงดันอ้างอิง 2.73 V ซึ่งได้จากการปรับ  $VR_1$  เอาต์พุตของ  $IC_{2,1}$  และ  $IC_{2,2}$  นี้จะนำเข้ามาทำการ AND กันด้วย  $IC_{3,1}$  ซึ่งจะได้เป็นสัญญาณเปิดเกตป้อนเข้าขา 5 ของ  $IC_{3,2}$  เพื่อเป็นตัวกำหนดให้สัญญาณนาฬิกาที่มาจากวงจรออสซิลเลเตอร์ความถี่ประมาณ 1 kHz อันประกอบด้วย  $IC_{2,3}, R_6, R_7, R_8, R_9$  และ  $IC_2$  ป้อนเข้าสู่ภาควงจรมับและแสดงผลต่อไป ขณะเดียวกันสัญญาณเปิดเกตจาก  $IC_{3,1}$  จะป้อนเข้า  $IC_{4,1}$  เพื่อกระตุ้นให้โมโนสเตเบิลทำงานกำเนิดสัญญาณแลทซ์ (LE) เพื่อการแสดงผลค้างเอาไว้และจาก  $IC_{4,1}$  จะป้อนเข้า  $IC_{4,2}$  กำเนิดสัญญาณรีเซ็ต (R) เพื่อให้เริ่มนับครั้งต่อไป

โดยทั่ว ๆ ไปนั้นค่าของอุณหภูมิที่ทำการวัดมีตั้งแต่  $0^\circ C$ . ขึ้นไป ในกรณีที่นำเครื่องนี้ไปวัดอุณหภูมิ ณ จุดที่มีค่าต่ำกว่า  $0^\circ C$ . จะทำให้ค่าแรงดันเอาต์พุตจาก  $IC_1$  มีค่าต่ำกว่า 2.73 V ทำให้ไม่มีสัญญาณเปิดเกตป้อนมาที่ขา 5 ของ  $IC_{4,1}$  เพื่อไปกระตุ้นให้วงจรโมโนสเตเบิลทำงานจึงทำให้ไม่มีสัญญาณไปรีเซ็ต  $C_1$  เมื่อจะเริ่มวัดครั้งต่อไป  $Q_1$  ก็จะไม่ผลิตสัญญาณฟันเลื่อยออกมา เนื่องจาก  $C_1$  ได้ประจุกระแสไว้เต็มที่แล้ว ฉะนั้นจึงไม่สามารถวัดอุณหภูมิในครั้งใหม่ได้ ในวงจรจึงใช้  $IC_{2,4}$  และ  $D_2$  ไปรีเซ็ต  $C_1$  ขณะที่แรงดันจาก  $IC_1$  มีค่าต่ำกว่า 2.73 V เพื่อให้วงจรสามารถวัดอุณหภูมิได้ตลอดเวลา

เพื่อให้เห็นภาพพจน์ได้ชัดเจนยิ่งขึ้น จะขอยกตัวเลขของค่าต่าง ๆ แสดงการคำนวณง่าย ๆ โดยสมมติให้ปรับ  $VR_2$  ได้กระแสที่ประจุ  $C_1$  มีค่า 68  $\mu A$  จะได้เวลาที่แรงดันที่  $C_1$  เริ่มจากค่า 0 V ถึง 2.73 V ดังนี้

$$t_1 = V_e * C / I$$

$$= 2.73 * 6.8 * 10^{-6} / 68 * 10^{-6}$$

สมมติว่าอุณหภูมิที่ตัว IC<sub>1</sub> มีค่า 25° C จะได้ V<sub>1n</sub> = 2.98V  
คำนวณจากเวลาที่ C<sub>1</sub> ประจุจาก 0 V - 2.98 V ดังนี้

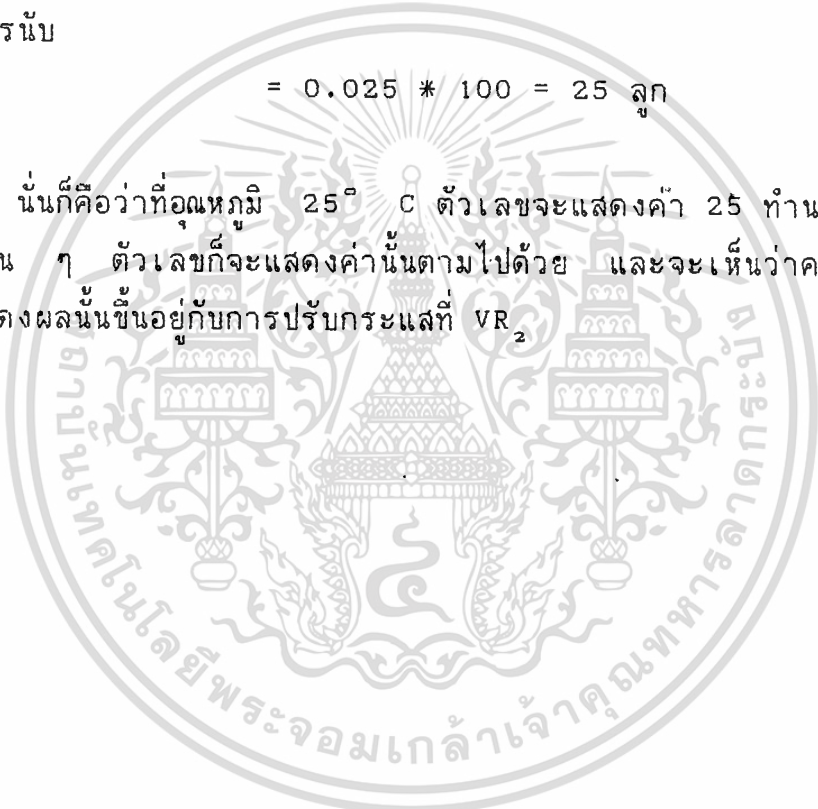
$$t_2 = 2.98 * 6.8 * 10^{-6} / 68 * 10^{-6} \\ = 0.298 \text{ วินาที}$$

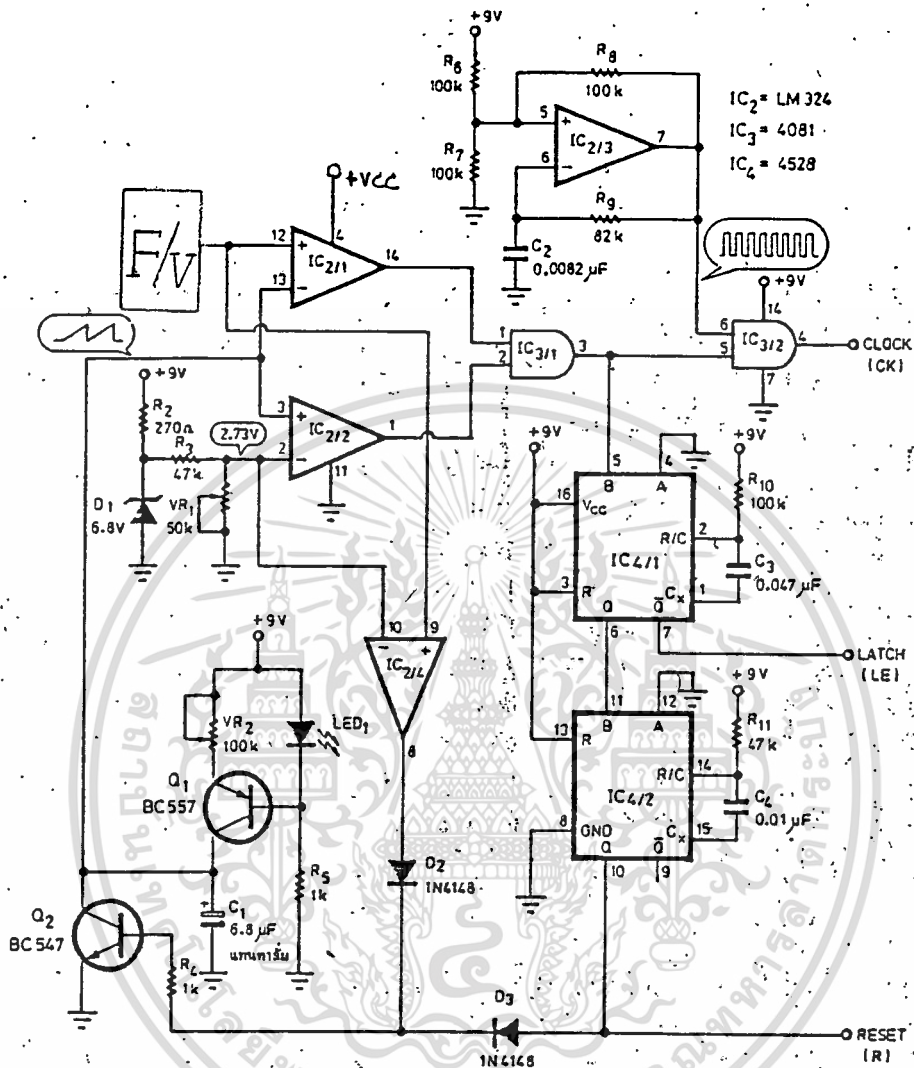
$$\text{จะได้ช่วงเวลาเปิดเกตเท่ากับ } t_2 - t_1 = 0.298 - 0.273 \\ = 0.025 \text{ วินาที}$$

และมีนำค่าเวลานี้ไปเปิดเกตกับสัญญาณนาฬิกาความถี่ 1 kHz จะได้จำนวนพัลส์ที่  
ป้อนเข้าวงจรนับ

$$= 0.025 * 100 = 25 \text{ ลูก}$$

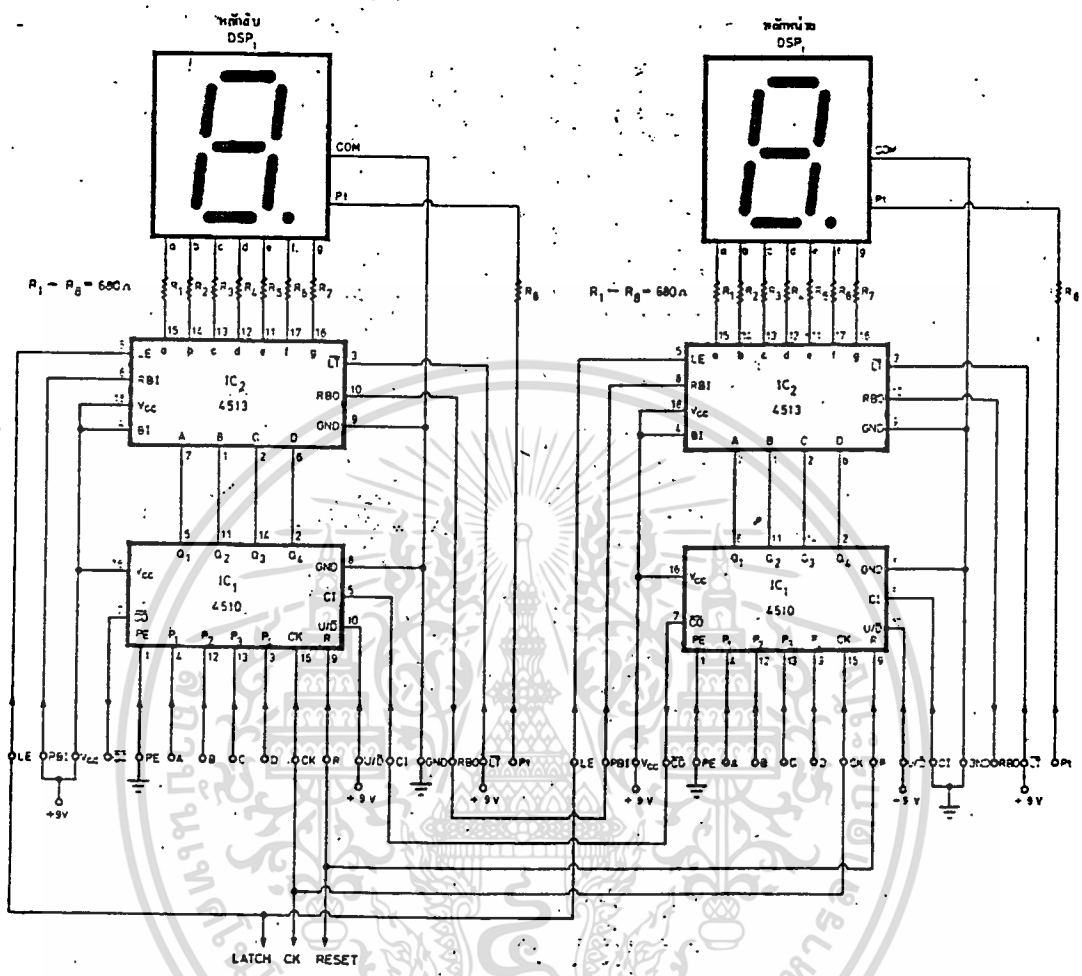
นั่นก็คือว่าที่อุณหภูมิ 25° C ตัวเลขจะแสดงค่า 25 ทำนองเดียวกัน  
ที่อุณหภูมิต่ำอื่น ๆ ตัวเลขก็จะแสดงค่านั้นตามไปด้วย และจะเห็นว่าความถูกต้อง  
ของการ แสดงผลนั้นขึ้นอยู่กับ การปรับกระแสที่ VR<sub>2</sub>





รูปที่ 1 แสดงวงจรส่วนของดิจิทัลเทอร์โมมิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



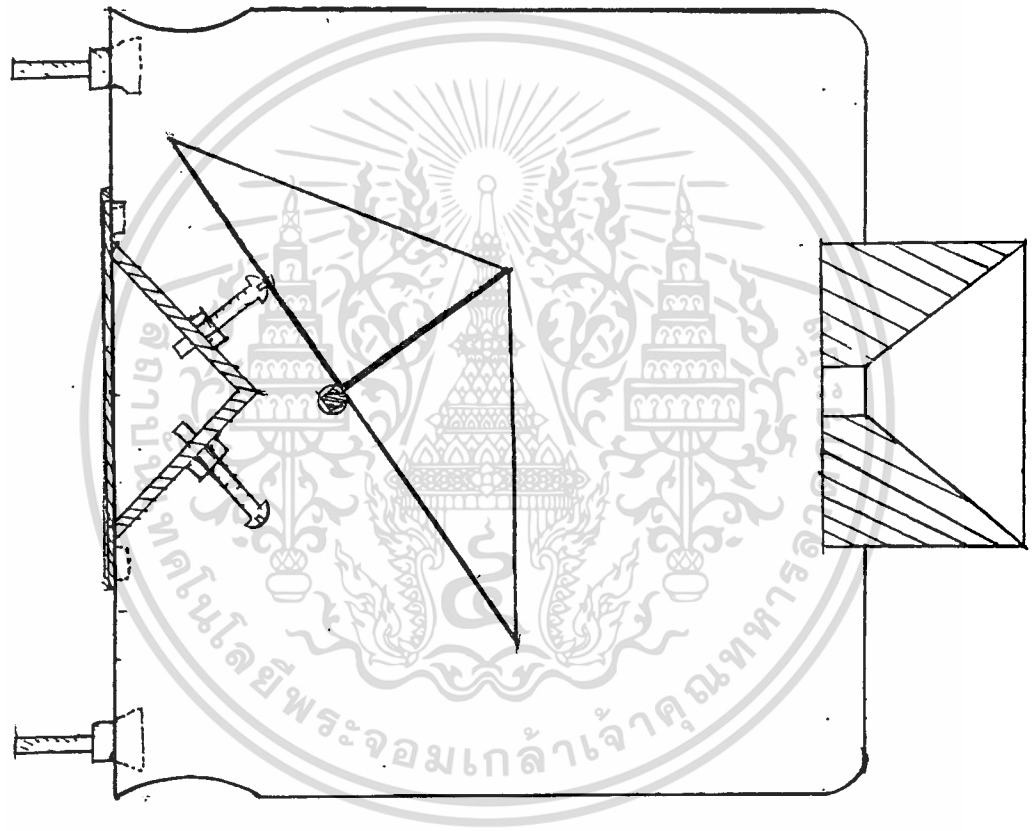
รูปที่ 2 วงจรแสดงผลและการต่อสัญญาณต่าง ๆ เข้ากับวงจรในรูปที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## หลักการทํางานของ เครื่องวัดปริมาณน้ำฝน

เครื่องวัดปริมาณน้ำฝน ที่สร้างขึ้นนี้เป็นแบบจำลองที่สามารถนำไปใช้งานได้จริง โดยกรวยรับน้ำฝนที่ใช้ในโครงการนี้ ใช้ขนาด 8" ตามมาตรฐานของการวัดปริมาณน้ำฝนทางอุตุนิยมวิทยา โดยฝนที่ตกลงมาจะตกลงมายังกรวยรับน้ำ เมื่อปริมาณน้ำฝนที่ตกลงมา ถึงปริมาณที่กำหนดไว้ตัวกลไกรับน้ำก็จะตกลงมาพร้อมกลับหน้าทิ้ง ซึ่งในช่วงที่ตกลงมานั้นตัวกลไกรับน้ำ ก็จะไปกระทบสวิทช์ ซึ่งตัวสวิทช์นี้จะต่อเข้าสู่วงจร MONOSTABLE เพื่อทำการผลิตสัญญาณ PULSE 1 ลูก เพื่อส่งไปทำการ MOD ออกอากาศต่อไป

ในการ SET ค่าของปริมาณน้ำฝนนั้นสามารถทำการ SET ได้ที่ น๊อต 2 ตัว ที่อยู่ใต้กลไกรับน้ำฝน ซึ่งในการ SET ค่านั้น ถ้าเราได้น๊อตสูงขึ้น ตัวกลไกรับน้ำก็จะรับน้ำได้น้อยลง ซึ่งทำให้เทน้ำออกได้เร็วขึ้น และถ้า SET ให้น๊อตให้ต่ำลงก็ทำให้กลไกรับน้ำ รับน้ำได้มากขึ้นการกระดกของกลไกรับน้ำก็จะช้าลง



### แสดงขนาดของกรวยที่ใช้วัดปริมาณน้ำฝน

ปริมาณน้ำ	กรวยขนาด 8 "	กรวยขนาด 12"
1.0 mm	32.43 mL	72.96 mL
0.5 mm	16.215 mL	36.48 mL
0.2 mm	6.48 mL	14.6 mL

ตารางแสดงความสัมพันธ์ระหว่างปริมาณของน้ำและขนาดของกรวย

# หลักการทํางานของชุดทางด้านส่ง

ทางชุดด้านส่งประกอบด้วย

1. ชุด SENSOR น้ำฝน
2. ชุด SENSOR อุณหภูมิ
3. ชุดเครื่องส่ง

ชุด SENSOR น้ำฝน ซึ่งหลักการทํางานของกลไก SENSOR น้ำฝนได้อธิบายไปแล้วในหัวข้อเรื่อง หลักการทํางานของเครื่องวัดปริมาณน้ำฝน เมื่อได้สถานะ จาก  $SW_1$  แล  $SW_2$  ของตัว SENSOR น้ำฝนแล้ว ก็ต่อผ่านวงจรตีเบาะซึ่งเป็นวงจรแก้ปัญหาการเกิดการสัมผัสของสวิตซ์ที่ไม่สนิท ซึ่งจะอยู่ในชุดของ IC  $1A, 1B, 1C$  และ IC  $1D$  ตามลำดับ จาก O/P ของวงจรตีเบาะจะต่อเข้าสู่วงจร MONOSTABLE ซึ่งคือ IC 4013

ซึ่งความกว้างของสัญญาณ PULSE จะได้จากสูตร

$$t = 0.7R_1 * C_1$$

ซึ่งหลังจากที่วงจร MONOSTABLE ผลิตสัญญาณมาแล้วจะส่งผ่าน  $S_{wa}$  เพื่อทำการเลือกสัญญาณการส่งข้อมูลจากการวัด

ชุด SENSOR อุณหภูมิ ใช้หลักการของตัว SENSOR IC LM335 ซึ่งเป็นตัวตรวจจذبอุณหภูมิ ซึ่งหลักการทํางานของวงจรมันได้อธิบายในหัวข้อเรื่อง LM 335 ตัวตรวจจذبอุณหภูมิ ซึ่งในรูปที่ 8 (ข) ไว้แล้ว หลังจากนั้นสัญญาณอุณหภูมิที่อยู่ในรูป VOLTAGE ก็จะเข้าสู่วงจร V/F AND F/V ซึ่งได้อธิบายไว้แล้วเช่นกันในหัวข้อเรื่อง LM 331 (V/F ; F/V) ในหน้าที่ 24 รูปที่ 1 ซึ่งเป็นวงจรที่ใช้งานจริง ในการแปลงค่าของ VOLTAGE ไปเป็นความถี่ สามารถจะคำนวณได้ตามดังต่อไปนี้สูตรดังนี้

$$F_{out} = V_{in} / 2.09v * R_5 / R_L * 1 / R_L * C_L \quad (freq \ max)$$

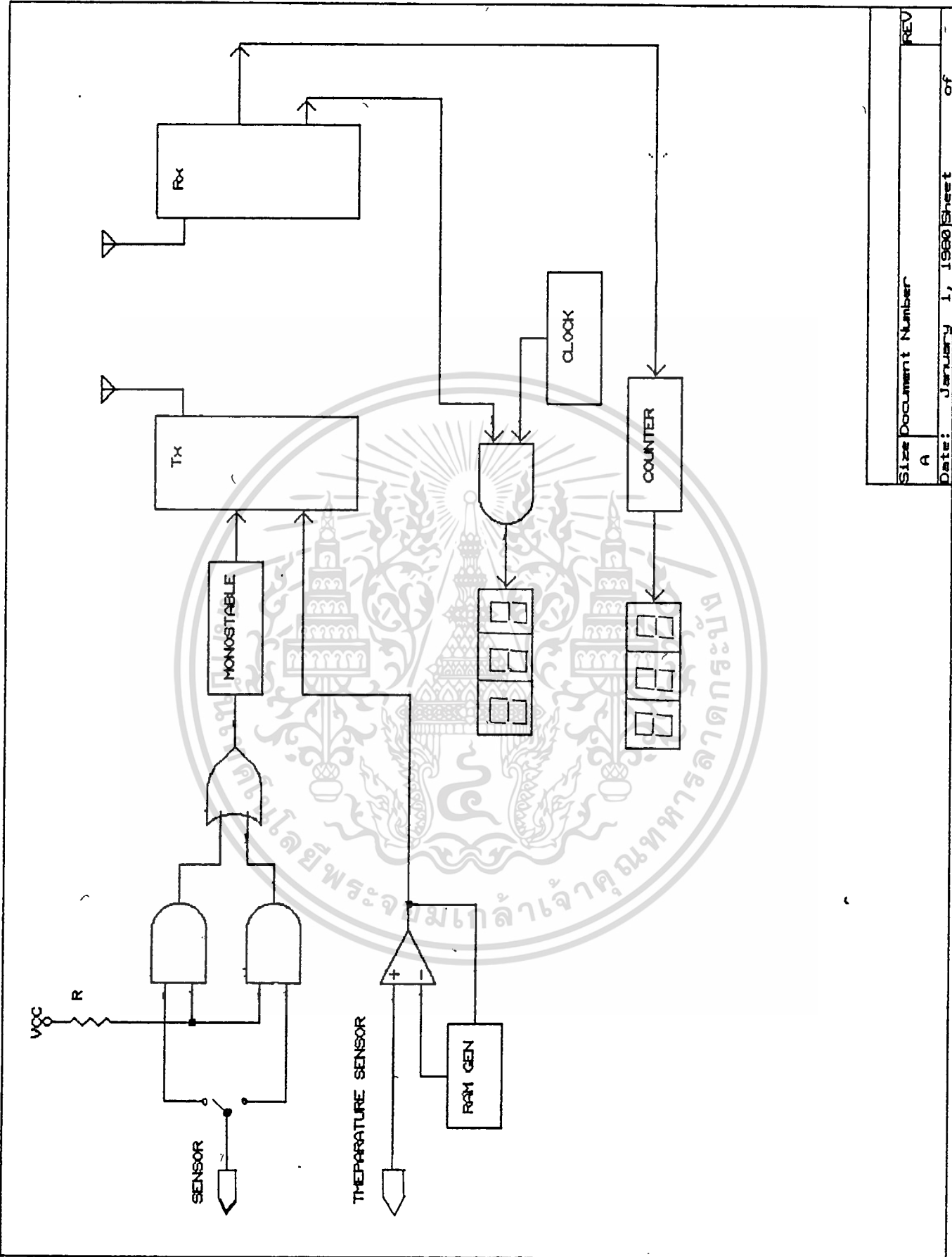
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สาเหตุที่ใช้ความถี่ในการแปลงสัญญาณที่ความถี่ต่ำ ทั้งนี้เนื่องจากทางด้านเครื่องรับ ซึ่งใช้ IC 1872 จะตอบสนองความถี่ได้สูงสุดประมาณ  $500 \text{ Hz}$  ซึ่งถ้าทำการส่งที่ ความถี่ที่สูงกว่านี้ สัญญาณ O/P ของเครื่องรับจะออกมาเป็นสัญญาณไฟ DC ซึ่งเป็นสิ่งที่เราไม่ต้องการ

หลังจากที่สัญญาณออกจากขา 3 ของ LM 331 แล้วจะผ่าน  $S_{w_3}$  เพื่อทำการเลือกว่าจะทำการส่งค่าของอะไร

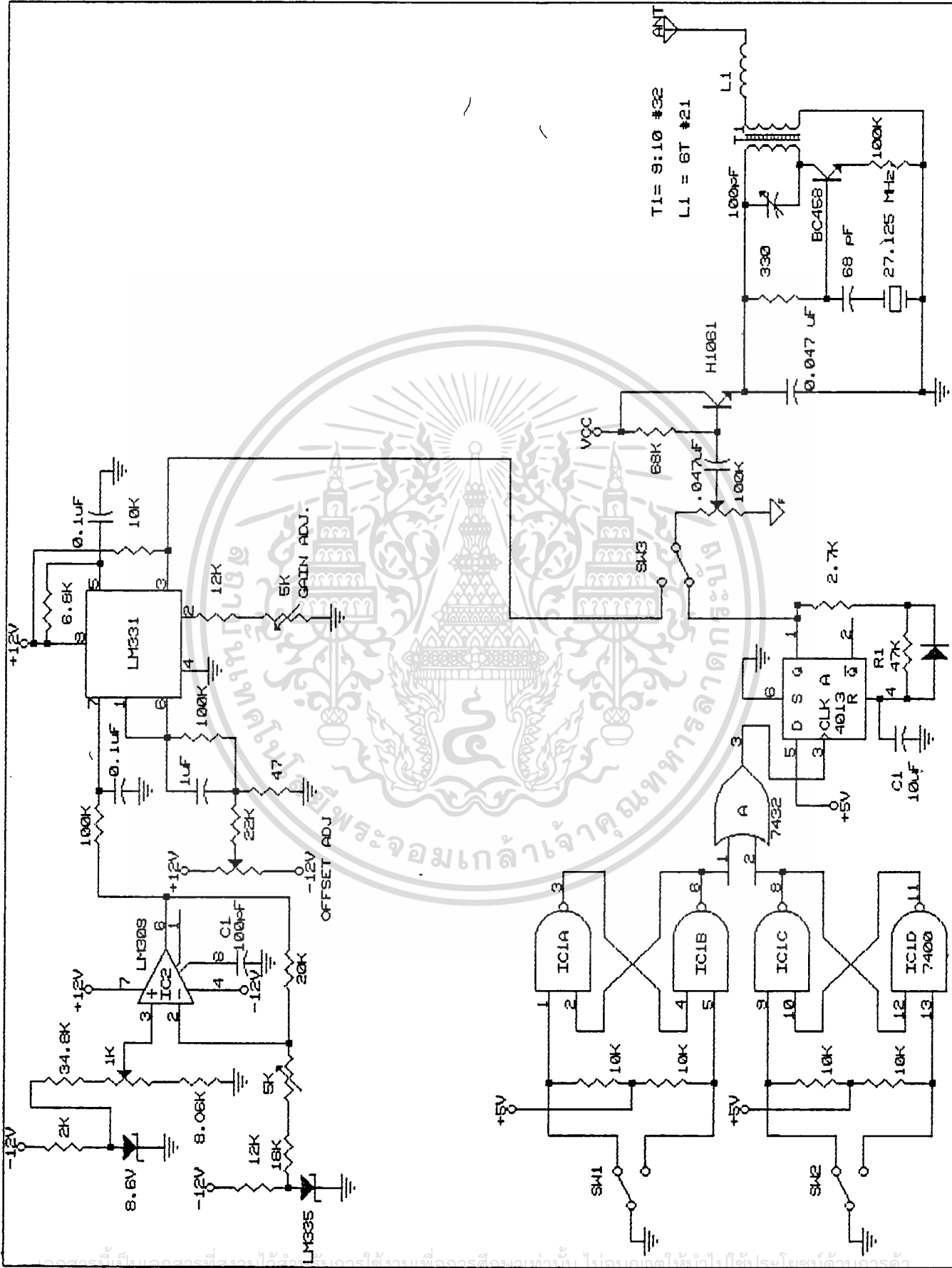
ชุดเครื่องส่ง ใช้ความถี่ในย่าน  $27 \text{ MHz}$  วงจรที่ถูกสร้างขึ้นประกอบด้วย  $L, R, C, T_r, X\text{-TAL}$  ซึ่งประกอบเป็นวงจร Local Oscillator ซึ่งให้กำลังส่งประมาณ  $10 \text{ dB}$  ส่วนภาค MOD จะประกอบด้วย  $V_r, C,$  และ  $T_r$  โดย  $V_r$  เป็นตัวทำการปรับเปอร์เซ็นต์ MOD ของเครื่องส่ง





Size Document Number	REV
A	
Date:	January 1, 1980 Sheet of

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# หลักการทํางานของภาคเครื่องรับ

ทางด้านภาครับประกอบด้วย

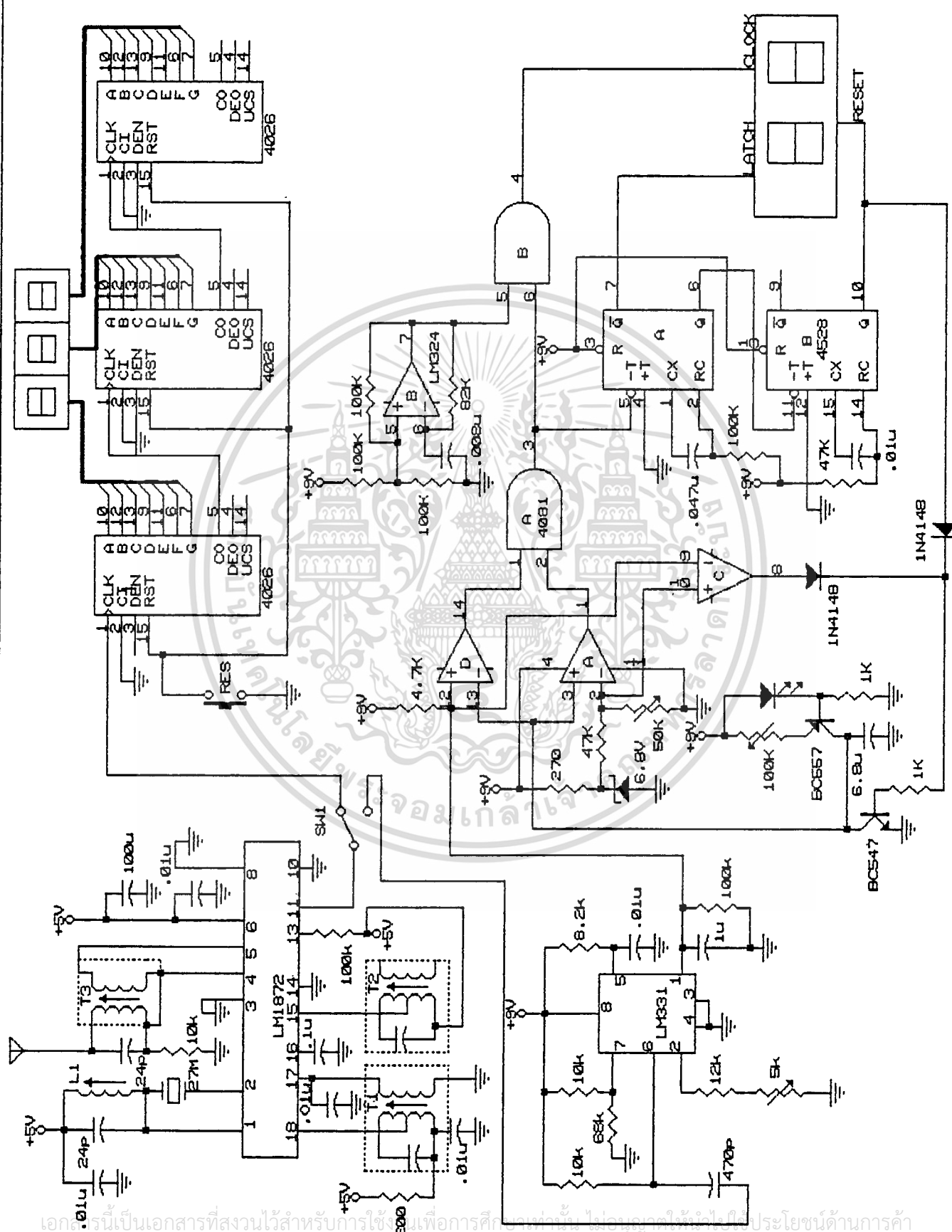
1. ชุด F/V
2. ชุด COUNTER
3. ชุด เครื่องรับสัญญาณวิทยุ

ในตัวเครื่องรับ นั้นใช้ IC 1872 ซึ่งปกติจะใช้คู่กับ IC 1871 ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวเครื่องส่ง แต่ในโครงงานนี้ทางภาคส่งไม่ได้ใช้ IC ดังกล่าว ดังนั้นคุณสมบัติในการ MOD หรือการจํักการ MOD สัญญาณต้องกระทำตามคุณสมบัติของ LM 1871 ทุกประการ

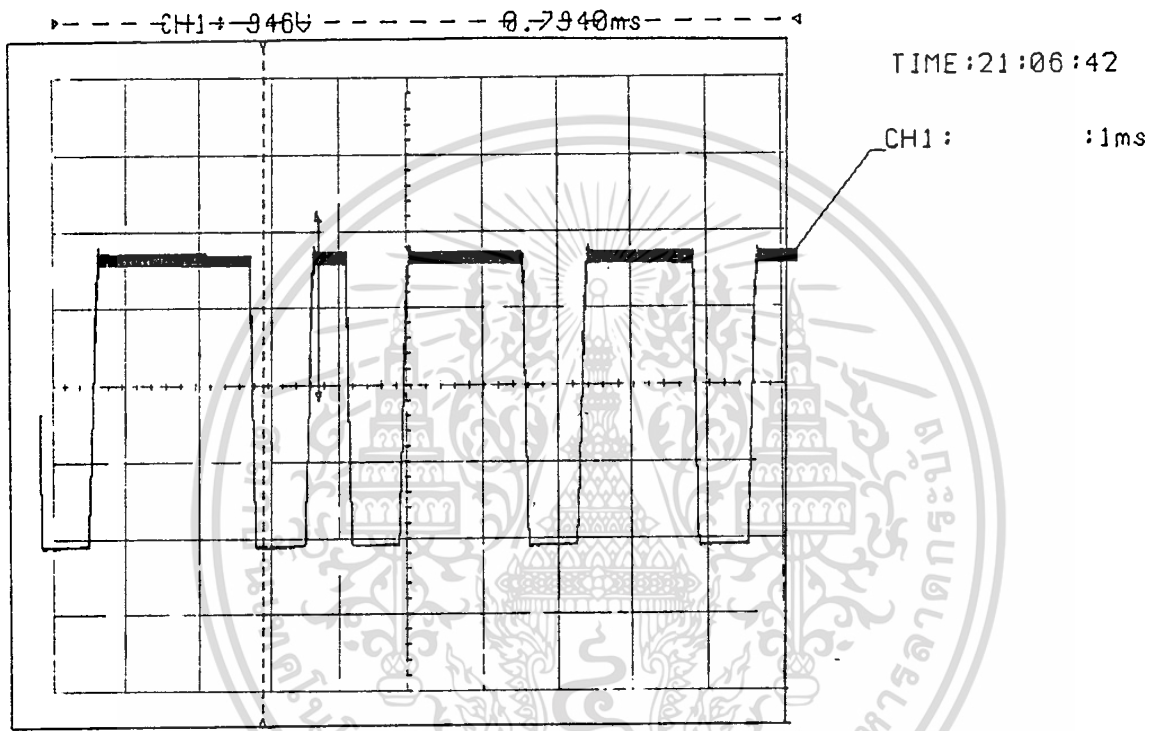
ซึ่งเมื่อเครื่องรับ ได้รับสัญญาณเข้ามาที่ ANTENENE จะเข้าสู่  $L_z$  ซึ่งทำหน้าที่จัดวงจรให้รีโซแนนซ์ กับความถี่ของเครื่องส่ง โดยที่ X-TAL ของเครื่องรับนั้นจะใช้ความถี่ที่ต่ำกว่าความถี่ทางด้านส่งอยู่ 455 KH<sub>z</sub> ทั้งนี้เนื่องมาจาก IF ของเครื่องรับมีค่าเท่ากับ 455 KH<sub>z</sub> นั้นเอง ซึ่งสัญญาณที่ทำการ Detect ได้ จะมีลักษณะเป็นสัญญาณ Square Wave ที่เหมือนกับทางด้านส่ง โดยลักษณะสัญญาณที่ได้จากการวัดจริงหน้าที่ ซึ่งเป็นสัญญาณตามขาต่าง ๆ ทั้งที่วัดทางด้านเครื่องส่งและเครื่องรับ โดยใช้ Scop Plotter เป็นตัว Plot ออกมา

ถ้าสัญญาณที่ส่งมาเป็นของการวัดปริมาณน้ำฝน ซึ่งจะให้สัญญาณ Pulse 1 ลูก เข้าสู่วงจร Decade Counter ซึ่งใช้ IC 4026 เป็นวงจร Counter ของปริมาณน้ำฝน

ส่วนสัญญาณที่รับเข้ามาเป็นของการวัดค่าอุณหภูมิ จะเข้าสู่วงจร A/D ซึ่งหลักการทํางานของวงจรนี้ได้แสดงในหัวข้อเรื่อง หลักการของ A/D แล้ว

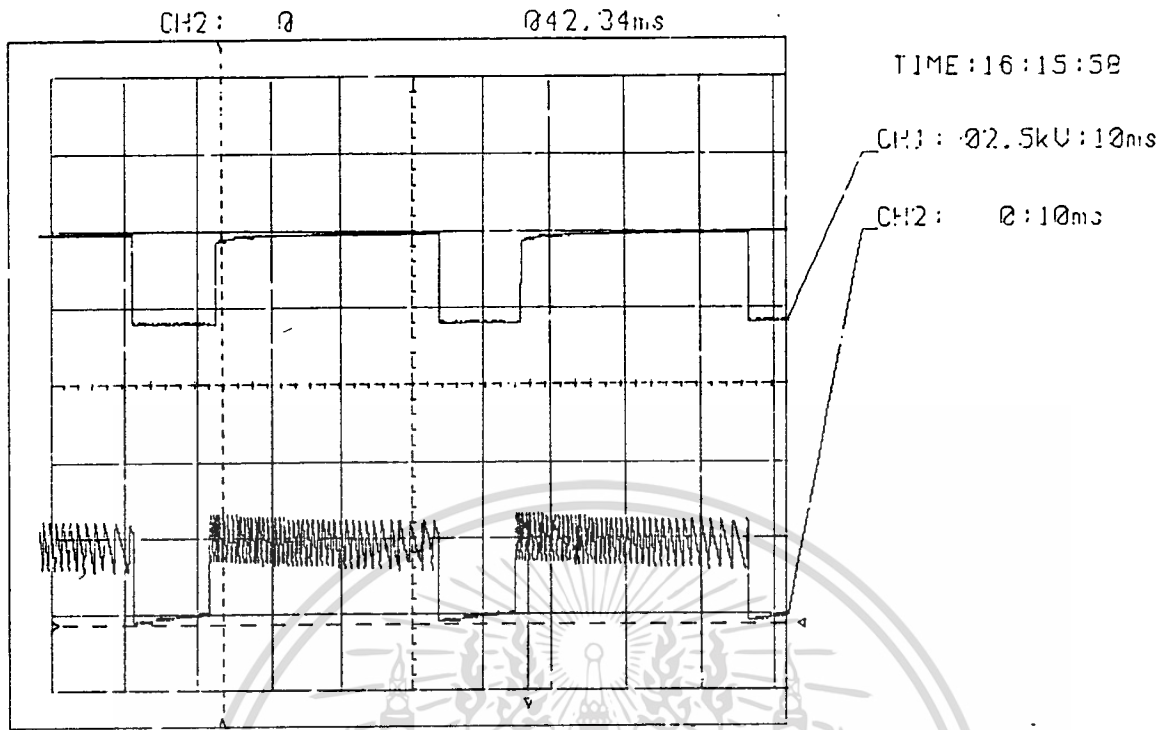


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ส่วนตัวเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้ทำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามแก้ไขตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

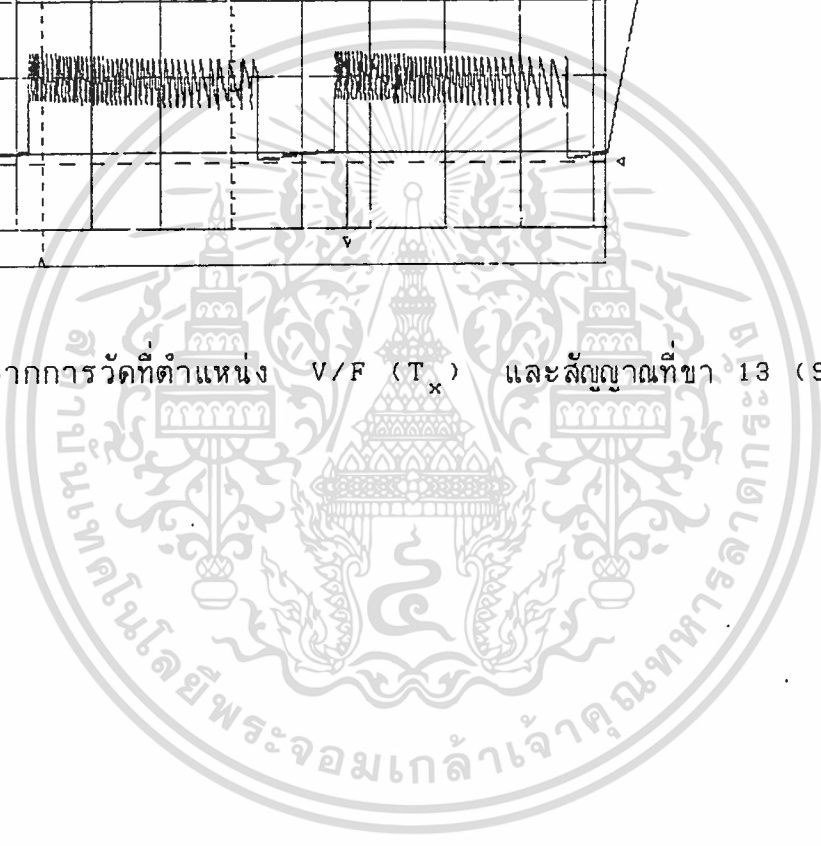


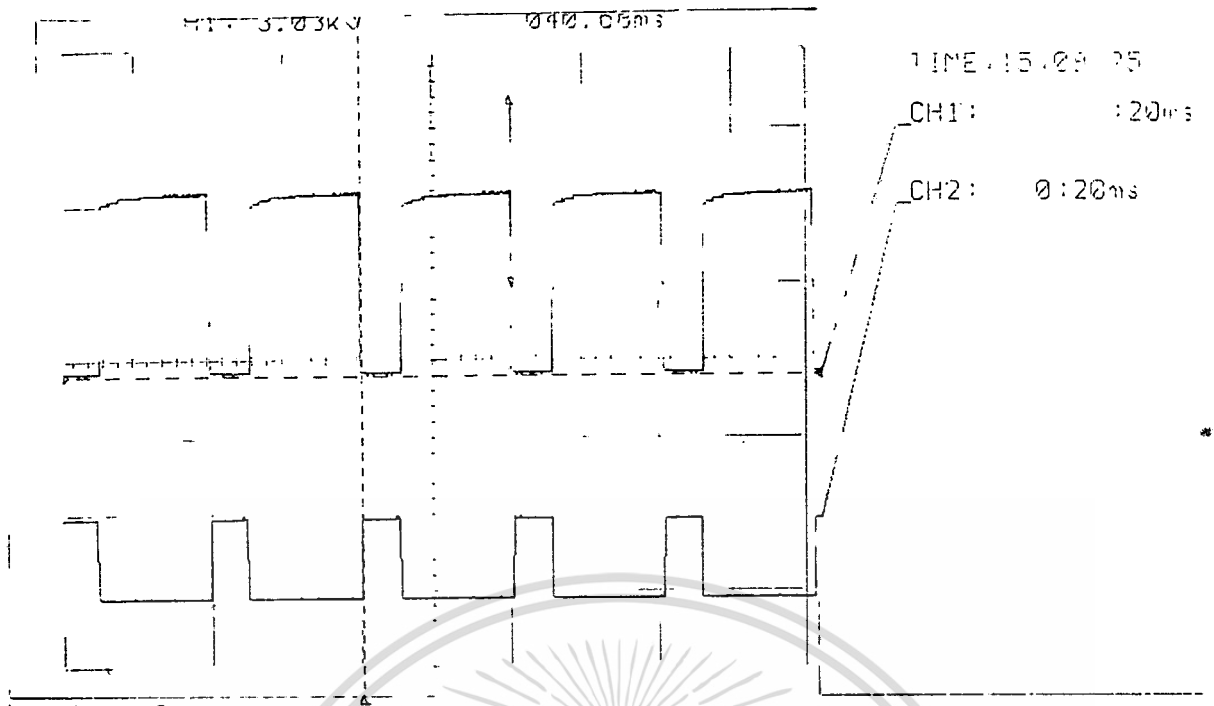
แสดงรูปคลื่นที่วัดที่ตำแหน่ง Tx ANTENNA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

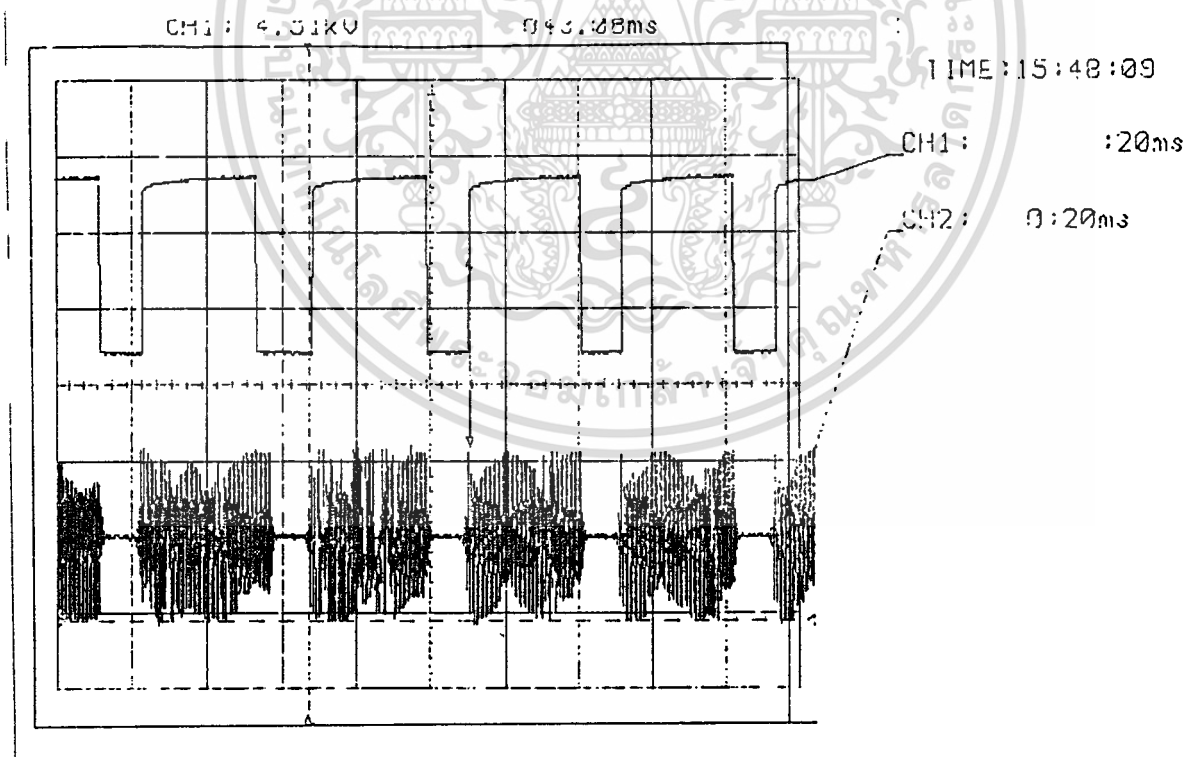


แสดงรูปคลื่นจากการวัดที่ตำแหน่ง V/F (T<sub>x</sub>) และสัญญาณที่ขา 13 (SYNC; R<sub>x</sub>)





แสดงรูปคลื่นจากการวัดที่ตำแหน่ง V/F ( $T_x$ ) และสัญญาณ O/P (ขา 10 ;  $R_x$ )



แสดงรูปคลื่นจากการวัดที่ตำแหน่ง V/F ( $T_x$ ) และสัญญาณที่ขา 15 (IF OUT ;  $R_x$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# ปัญหาที่เกิดขึ้นในระยะเวลาที่ทำโครงการ

## 1) ปัญหาทางด้านภาคส่ง

-ตัวเครื่องส่ง เนื่องจากโครงงานนี้สร้างขึ้นเกี่ยวข้องกับความถี่ ซึ่งในการสร้างวงจรภาค Oscillator นั้นมีปัญหา คือในตอนที่เราสร้างแบบจำลองในภาคส่ง และรับ นั้น เครื่องส่งและเครื่องรับ ทำงานได้ปกติ แต่เมื่อนำแบบทดลองดังกล่าว มาทำการลงในปริ้นท์ชุดใหม่ วงจรกลับไม่ทำงาน ทั้งนี้เนื่องจากลักษณะของการเดินลายปริ้นท์ ต่างกลับแบบจำลอง ซึ่งทำให้คุณสมบัติเกี่ยวข้องกับความถี่ ซึ่งทำให้วงจรไม่ ออสซิลเล

### วิธีแก้ไข

ทางผู้จัดทำโครงงานได้ทำการเปลี่ยนลักษณะวงจรใหม่ แต่ลักษณะการ MOD มีคุณสมบัติเหมือนเดิม ซึ่งปรากฏในว่าวงจรทำงานได้ปกติ

## 2) ปัญหาที่เกิดจากภาค V/F : F/V

-ในตอนแรกผู้จัดทำโครงงานได้ออกแบบให้วงจรทำงานที่ความถี่สูง แต่เมื่อทำการต่อเข้าเครื่องส่งและรับปรากฏว่าวงจรทำงานไม่ได้ตามที่ต้องการ

### วิธีแก้ไข

ได้ทำการเปลี่ยนให้วงจรทำงานที่ความถี่ต่ำลง ซึ่งทางภาคเครื่องรับ ทำงานได้ตามคุณสมบัติที่ต้องการ

## 3) ปัญหาในการส่งสัญญาณของการวัดค่าปริมาณน้ำฝน

-ในการส่งสัญญาณ พัลส์ จากวงจร MONOSTABLE เข้าสู่ภาคเครื่องส่งปรากฏว่า ทางด้านภาครับ ทำการรับสัญญาณดังกล่าวไม่ได้ตามต้องการ

### แนวทางแก้ไข

ให้ทำการส่งสัญญาณที่มีลักษณะเป็นวงจร OSCILLATOR ที่มีลักษณะเป็นความถี่เดียวตลอด เช่น ความถี่ 200 Hz เข้า MOD กับเครื่องส่งที่มีลักษณะการส่งช่วงหนึ่ง ในขณะที่เดียวกันทางด้านเครื่องรับให้ใช้ตัว Detect สัญญาณ วง Phase lock loop เพื่อจับสัญญาณดังกล่าว จากนั้นก็ให้ผลิตสัญญาณ 1 ลูก เพื่อไปทำการส่งต่อไปยังวงจร Decade Counter ในการแสดงผลต่อไป

## 4) ปัญหาในภาคแสดงผลของอุณหภูมิ

-ในการรับสัญญาณของการส่งค่าของอุณหภูมิ เมื่อทำการต่อเข้ากับวงจร A/D ซึ่งวงจรทำงานไม่ได้ตามที่ต้องการ

## แนวทางแก้ไข

เมื่อได้สัญญาณจาก F/V ของทางด้านภาครับได้ จากนั้นทำการต่อเข้าเครื่อง A/D ที่ทำงานแบบดิจิตอล ซึ่งจะให้ค่าที่ถูกต้องมากกว่า



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## แนวทางพัฒนาและการแก้ไขโครงการงาน

1. ทางด้านเครื่องส่งในตอนแรกผู้จัดทำโครงการงาน มีความประสงค์ที่จะใช้วงจรภาคส่งที่ใช้ IC LM1871 ( $T_x$ ) ซึ่งปกติใช้คู่กับ IC LM1872 ( $R_x$ ) โดยใช้ LM1871 เป็นตัวส่งสัญญาณ ซึ่งทำการป้อนสัญญาณ I/P เข้าที่ขา 8 ของวงจร แต่เนื่องจากมีปัญหาทางด้านภาค OSCILLATOR จึงได้ทำการเปลี่ยนวงจรชุดนี้ มาใช้โดยใช้วงจรในปัจจุบันแทน ซึ่งในการส่งข้อมูลอาจมีปัญหาของคุณสมบัติในการส่งข้อมูลจึงทำให้ ข้อมูลทางด้านเครื่องรับมีปัญหา

ซึ่งจากโครงการงานจะเกิดขึ้นในกรณีของ การส่งข้อมูลของปริมาณน้ำฝน ที่ทำการส่งในรูป STATUS ไปที่ละ 1 ลูกสัญญาณ โดยทางเครื่องรับทำการ Detect สัญญาณดังกล่าวไม่ได้ ซึ่งให้ใช้หลักการของ PHASE LOCK LOOP ในการส่งสัญญาณและ DETECT สัญญาณแทน

2. ทางด้านภาคแสดงผลของเครื่องรับ เนื่องจากการทำงานของ A/D ที่ใช้งาน ไม่มีความละเอียดเพียงพอ จึงทำให้การแสดงผลไม่ได้ตามความเป็นจริง ซึ่งถ้าทำการออกแบบวงจร A/D ที่แปลงสัญญาณในลักษณะของสัญญาณดิจิตอลก็จะแสดงค่าที่ถูกต้องยิ่งขึ้น

## สรุปและข้อเสนอแนะ

เครื่องช่วยวัดค่าทางอุตุนิยมวิทยาแสดงผลผ่านทางระบบวิทยุ (ปริมาณน้ำฝน ; อุณหภูมิ) ถือได้ว่าเป็นโครงการที่มีประโยชน์ต่อประชาชน ที่จะได้รับข้อมูลข่าวสารดังกล่าว

แต่เนื่องจากโครงการดังกล่าวมีหลักการทำงานที่ไม่ง่ายนัก ในการออกแบบใช้งาน จึงทำให้วงจรที่นำมาออกแบบใช้งานไม่สมบูรณ์มากนัก ซึ่งทำให้ทางด้านภาคแสดงผล แสดงค่าไม่ถูกต้อง 100 % ซึ่งจะนำไปใช้งานจริงเลยก็เดี๋ยวนั้นคงไม่ได้

แต่คงมีประโยชน์ต่อผู้ที่สนใจแนวความคิดดังกล่าว เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งาน และแก้ไขของบกพร่องที่มีอยู่ให้สมบูรณ์ขึ้น ซึ่งจะเป็นประโยชน์ต่อประชาชนอย่างแน่นอน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

- [1] สุนัย แซ่ตั้ง "ดิจิตอลเทอร์โมมิเตอร์บอกอุณหภูมิด้วยตัวเลข" เซมิคอนดักเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์ หน้า 141-147 ฉบับที่ 76 มีนาคม 2530
- [2] พรชัย สุวัชร "การใช้งานวงจรโมโนสเตเบิล" เซมิคอนดักเตอร์ อิเล็กทรอนิกส์ หน้า 293 - 299 ฉบับที่ 102 ตุลาคม - พฤศจิกายน 2533
- [3] Linear DataBook "Precision Voltage to Frequency Converter" PP 251 - 261 National Semiconductor, 1982
- [4] Leonard Sherman "Applications Engineer National Semiconductor corp." Electronic Design PP 215 - 217 May. 14. , 1981
- [5] Linear Databook "Precision temperature sensors" pp 9-25 - 9-32 National Semiconductor 1982
- [6] Linear Databook "LM 1871 RC ENCODER/TRANSMITTER" PPP 9-101 - 9-133 National Semiconditor 1982
- [7] Linear Databook " LM1872 RADIO CONTROL RECEIVER/DECODER" pp 9-116 - 9-132 National Semiconductor 1982



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LM1871 RC Encoder/Transmitter

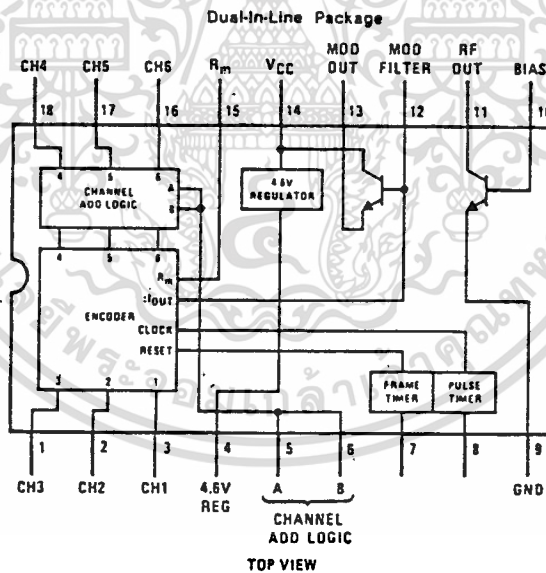
### General Description

The LM1871 is a complete six-channel digital proportional encoder and RF transmitter intended for use as a low power, non-voice, unlicensed communication device at carrier frequencies of 27 MHz or 49 MHz with a field strength of 10,000  $\mu$ V/meter at 3 meters. In addition to radio controlled hobby, toy and industrial applications, the encoder section can provide a serial input of six words for hard wired, infra-red or fiber optic communication links. Channel add logic is provided to control the number of encoded channels from three to six, allowing increased design flexibility. When used with the LM1872 RC receiver/decoder, a low-cost RF linked encoder and decoder system provides two analog and two ON/OFF decoded channels.

### Features

- Low current 9V battery operation
- On-chip RF oscillator/transmitter
- One timing capacitor for six proportional channels
- Programmable number of channels
- Regulated RF output power
- External modulator bandwidth control
- On-chip 4.6V regulator
- Up to 80 MHz carrier frequency operation

### Block and Connection Diagram



Order Number LM1871N  
See NS Package N18A

## Absolute Maximum Ratings

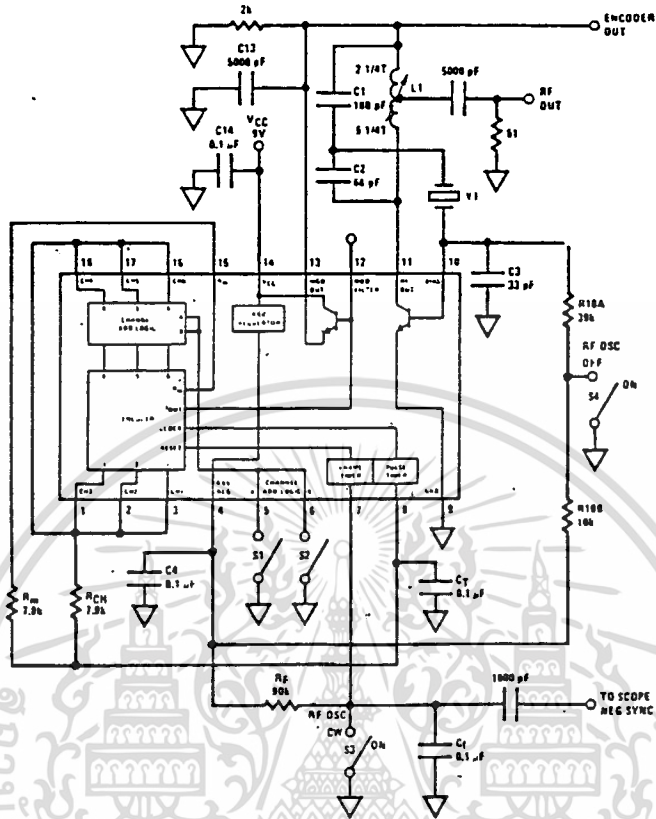
Supply Voltage	+18V
DC Current Out of Pin 4	10 mA
DC Current Out of Pin 13	25 mA
Package Dissipation (Note 1)	1.0W
Pin 4 Externally Forced	6V
Operating Temperature Range	-25 °C to +85 °C
Storage Temperature Range	-65 °C to +150 °C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300 °C

## Electrical Characteristics $T_A = 25\text{ °C}$ , $V_{CC} = +9V$ , see Test Circuit and Waveforms

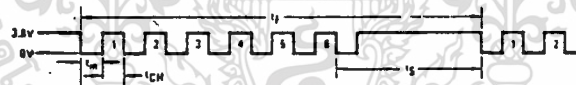
Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units		
<b>Encoder Section, Close S1, S2, S4 Open S3</b>							
V14	Supply Voltage	4.5	9	15	V		
I14	Supply Current	Encoder Only		10	14	22	mA
V4	Reference Voltage	4.1	4.6	5.1		V	
t <sub>f</sub>	Frame Time	$t_f = R_F C_F + 0.63 R_{MOD} C_T$		8	9.5	10.5	ms
t <sub>m</sub>	Mod Time	$t_m = 0.63 R_{MOD} C_T$		0.4	0.5	0.6	ms
t <sub>CH</sub>	Channel Time	$t_{CH} = 0.63 R_{CH} C_T$		0.4	0.5	0.6	ms
t <sub>s</sub>	Sync Time, T <sub>x</sub> Channels 1-6	Close S1, Close S2		3.5			ms
t <sub>s</sub>	Sync Time, T <sub>x</sub> Channels 1-5	Open S1, Close S2		4.5			ms
t <sub>s</sub>	Sync Time, T <sub>x</sub> Channels 1-4	Close S1, Open S2		5.5			ms
t <sub>s</sub>	Sync Time, T <sub>x</sub> Channels 1-3	Open S1, Open S2		6.5			ms
ΔI <sub>n</sub>	Supply Rejection, t <sub>m</sub> + t <sub>CH</sub>	ΔV <sub>CC</sub> 6V to 12V		0.1			%/V
ΔV13	Encoder Output Swing			3.8			V <sub>p-p</sub>
ΔV12	Mod Filter Output Swing			3.8			V <sub>p-p</sub>
I <sub>12</sub>	Mod Filter Source/Sink Current			0.5			± mA
R <sub>IN(8)</sub>	Pulse Timer Input Resistance			27			MΩ
I <sub>TH(7)</sub>	Frame Timer Threshold Current			0.1			μA
I <sub>LEAK(13)</sub>	Mod Timer Leakage Current	Pin 15 to 0V		0.01		1	μA
V <sub>SAT(15)</sub>	Mod Timer Saturation Voltage	I <sub>15</sub> = 2 mA, (V4-V15)		120		240	mV
I <sub>LEAK(CH)</sub>	Channel Timer Leakage Current	Pins 1, 2, 3, 16, 17, 18 to 4.6V		0.06		1	μA
V <sub>SAT(CH)</sub>	Channel Timer Saturation Voltage	I <sub>CH</sub> = 2 mA		120		240	mV
<b>RF Oscillator Section, Collector Pin 11, Base Pin 10, Emitter Pin 9 Open S4</b>							
V <sub>OUT</sub>	RF Output Level	Use RF Voltmeter Close S3		400			mV <sub>RMS</sub>
I14	Supply Current	Open S3, S4		30			mA
f <sub>t</sub>	Transistor	V <sub>CE</sub> = +5V, I <sub>C</sub> = 10 mA		520			MHz
V <sub>SAT(11)</sub>	Transistor Saturation Voltage	f <sub>o</sub> = 49 MHz		800			mV
H <sub>FE</sub>	Transistor DC Beta	I <sub>C</sub> = 10 mA		75	150	300	
LV <sub>CEO</sub>		I <sub>C</sub> = 10 μA		18	20		V

Note 1: For operation in ambient temperatures above 25 °C, the device must be derated based on a 150 °C maximum junction temperature and a package thermal resistance of 120 °C/W junction to ambient.

## Test Circuit and Switching Time Waveforms

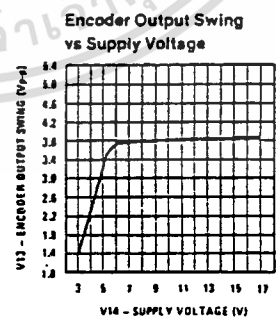
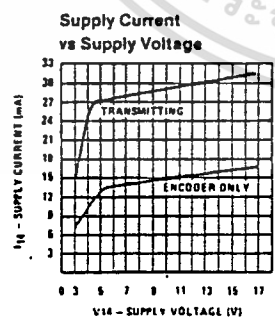


Note: Test circuit has been configured for evaluation by oscilloscope. Use 1% timing components.  $R_m$ ,  $R_{CH}$ ,  $R_f$ ,  $C_T$



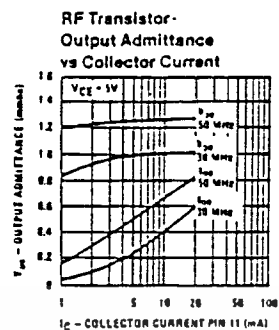
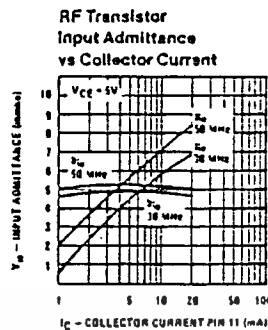
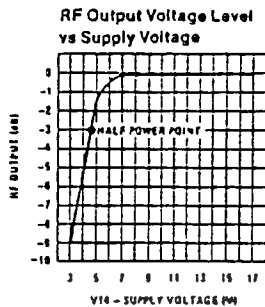
L1: Toko E523LN-7210019 type MC117 7 1/2 turns with tap 2:14 turns from top  
 Y1: 49.86 MHz crystal 3rd overtone  
 Encoder output (pin 13) close S1, S2, S4, 0.5 mV/div sweep

## Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Performance Characteristics (Continued)



## Applications Information

The LM1871 has been designed to encode and transmit 27 MHz or 49 MHz carriers for remote radio control (RC) of up to six independent analog functions. The encoder section converts a variable potentiometer setting to a variable pulse width. The variable pulse widths, each preceded by a fixed modulation pulse, are added together sequentially and then followed by a synchronization pulse. Figure 1 shows the digital proportional control format and how the channel pulse widths, sync time and frame time are defined.

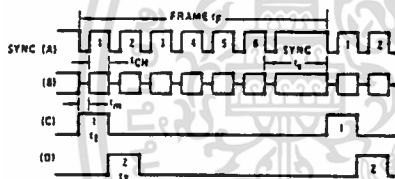


FIGURE 1. (A) Encoder Output (Pin 13)  
(B) Transmitted RF Carrier Envelope  
(C) Typical Receiver Channel 1 Output  
(D) Typical Receiver Channel 2 Output

Figure 1 (A) shows the encoder output waveform. The modulation time ( $t_m$ ) is fixed while the channel time ( $t_{CH}$ ) is the variable pulse width. In Figure 1 (C, D) the recovered channel pulse ( $t_{r1}$ ) is the sum of  $t_m$  and  $t_{CH}$  at a rate set by the frame time ( $t_F$ ). Because the frame time is fixed, the sync time ( $t_s$ ) will vary inversely to the variable channel times.

After detection by the RC receiver, the channel pulse widths must now be converted back to the required analog functions, which might be a mechanical arm movement, motor speed control or simply an ON/OFF transistor switch. In the case of the mechanical arm movement, commercially available closed loop servo modules can be found in most hobby shops. The input requirements of these servos will determine the transmitted frame time and channel pulse

width range. Usually the pulse width for arm at center will be 1.5 ms; for full left, 1.0 ms; and for full right, 2.0 ms, at a rep rate of 20 ms. A motor speed control open loop servo can be designed for the same input pulse widths: 1.0 ms for maximum forward speed, 1.5 ms with some dead band for motor OFF and 2.0 ms for maximum reverse speed. In both servo systems the input pulse width being continuously variable allows full control of arm position, motor speed and direction. The ON/OFF function could also use the same input pulse width range (1 ms ON, 2 ms OFF).

The 1.0 ms to 2.0 ms pulse width range required by most servo modules is a result of transmitted RF spectrum limitations required by the FCC. If the modulation time ( $t_m$ ) and the channel time were made very short ( $\approx 10 \mu s$  each) many sidebands 5 kHz apart would be generated on each side of the center frequency. The amplitude and number of sidebands are determined by the depth and duration of the modulation pulse. FCC regulations require that all sidebands greater than 10 kHz from center frequency be less than  $500 \mu V/meter$  at three meters. In the example cited above, the 100% modulated carrier spectrum would not be acceptable if the field strength of the carrier was  $10,000 \mu V/meter$  at three meters. If the modulation and channel times were made much longer ( $\approx 10 ms$  each) the transmitted spectrum would be acceptable but now the frame time would be longer than desirable for optimum servo designs. When the received channel pulse widths are between 1.0 ms and 2.0 ms at a frame rate of 20 ms the modulation time should be between  $400 \mu s$  and  $600 \mu s$  to insure an acceptable transmitted RF spectrum.

Figure 2 shows the block diagram and a typical application of the LM1871 utilizing two fully proportional (analog) channels and two uniquely encoded ON/OFF (digital) channels. The LM1872 Receiver/Decoder, a companion IC to the LM1871, has been designed to receive and decode two analog channels and two digital channels. The two digital channel output states are determined by the number of transmitted channels rather than by the width of a channel pulse. Table I shows the digital output format as a function of the number of transmitted channels.



## Applications Information (Continued)

### 1157 ENCODER TIMING

Figure 3 shows the two timing circuits and waveforms used in the 1157T. The frame timer oscillator consists of a high gain comparator and a saturating NPN transistor switch. When the NPN transistor is turned OFF the timing capacitor  $C_T$  will charge up to 2/3 of the  $V_{REG}$  voltage. The comparator will then turn ON the NPN transistor, discharging the capacitor back to ground ending the timing cycle. A modulating circuit is similar in operation except that the timing capacitor ( $C_T$ ) is charged and discharged between 1/3 and 2/3 of the  $V_{REG}$  voltage. The saturating PNP transistor switch pulls up the modulation timing resistor  $R_M$  which charges  $C_T$  to 2/3  $V_{REG}$  and six independently selected NPN transistors provide the discharge path through the channel timing resistors ( $R_{CH}$ ). The time constant for each circuit can be found as follows:

$$t_f = -\ln \frac{V_1}{V_2} / C$$

where  $V_1$  = Voltage across timing resistor at end of timing cycle.

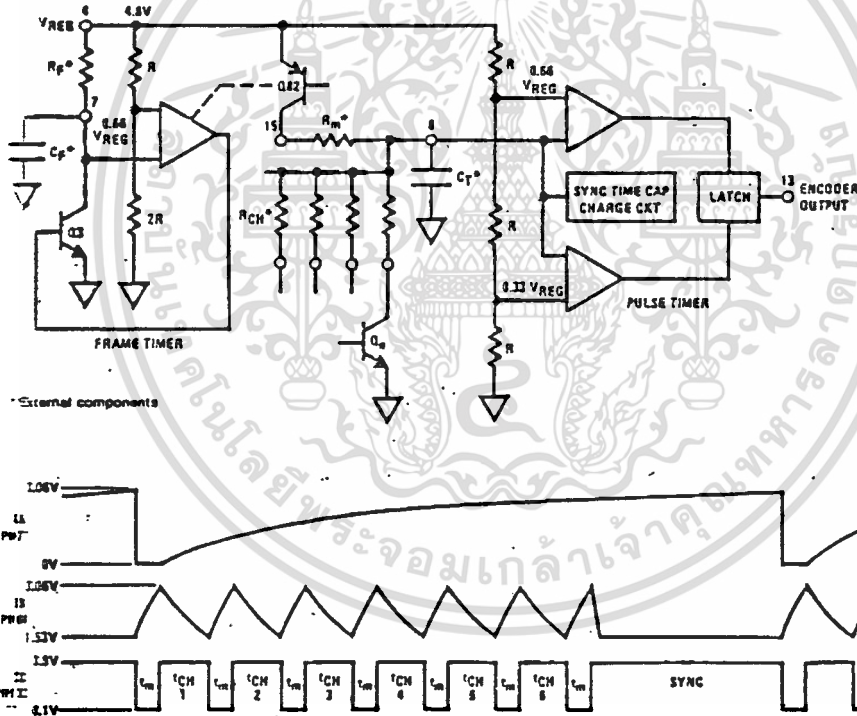
$V_2$  = Voltage across timing resistor at beginning of timing cycle.

In the frame timer circuit the NPN transistor is held on for a period determined by the modulation pulse ( $t_m$ ). This was done to insure that the timing capacitor was fully discharged. The frame ( $t_f$ ), modulation ( $t_m$ ) and channel time ( $t_{CH}$ ) can be calculated as follows:

$$t_f = -\ln \frac{1.534}{4.6V} (R_F C_F) + t_m = 1.1 R_F C_F + t_m$$

$$t_m \text{ or } t_{CH} = -\ln \frac{1.534}{3.06V} (R_M \text{ or } R_{CH}) C_T = 0.69 (R_M \text{ or } R_{CH}) C_T$$

The above calculated time constants will be modified by transistor saturation resistances and comparator switching voltages that are slightly different than the 1/3 and 2/3  $V_{REG}$  reference. One time constant should be used for the frame time ( $t_f$ ) and 0.63 time constant should be used for the modulation ( $t_m$ ) and channel ( $t_{CH}$ ) times. Because the switching voltages are a percentage of the  $V_{REG}$  voltage the timer accuracy will not be affected by a low battery condition ( $V_{CC} < 5.8V$ ). High and low temperature ( $-25^\circ C$  to  $+85^\circ C$ ) operation also has little effect on timer accuracy.



1. Comparator Q1  
2. Comparator Q2  
3. Encoder pulse output

FIGURE 3. Simplified Encoder Timing Circuits and Waveforms

## Applications Information (Continued)

The accuracy and temperature characteristics of the external components will determine the total accuracy of the system. The capacitors should be NPO ceramics or other low-drift types.

As an example the following procedure can be used to determine the external timing components required for Figure 2.

- Given: Frame time ( $t_f$ ) = 20 ms
- Modulation time ( $t_m$ ) = 500  $\mu$ s
- Recovered pulse width ( $t_n$ ) range = 1.0 ms to 2.0 ms with trim capability
- Non variable channel pulse width ( $t_n$ ) = 1.0 ms

### 1. Frame Timer Components

Choose  $C_F = 0.1 \mu\text{F} \pm 10\%$

$$R_F = \frac{t_f - t_m}{C_T} = \frac{20 \text{ ms} - 0.50 \text{ ms}}{0.1 \mu\text{F}} = 195 \text{ k}\Omega \text{ (200 k}\Omega\text{)}$$

### 2. Modulation Time Components

Choose  $C_T = 0.01 \mu\text{F} \pm 10\%$

$$R_M = \frac{t_m}{0.63 C_T} = \frac{500 \times 10^{-6}}{(0.63)(1 \times 10^{-8})} = 79.36 \text{ k}\Omega \text{ (82 k}\Omega\text{)}$$

### 3. Non-Variable Channel (3 through 6) Component

$t_{ch} = t_n - t_m = 1.0 \text{ ms} - 0.50 \text{ ms} = 500 \mu\text{s}$

$$R_{CH} = \frac{t_{ch}}{0.63 C_T} = \frac{500 \times 10^{-6}}{(0.63)(1 \times 10^{-8})} = 79.36 \text{ k}\Omega \text{ (82 k}\Omega\text{)}$$

### 4. Variable Channel 1 (I1) and Channel 2 (I2) Components

When the  $R_P$  wiper arm varies across the full potentiometer range, ( $\Delta R = 0\Omega$  to  $R_P$  value)  $R_S$  is found for 0 $\Omega$  and minimum  $t_n$  pulse width.

$$R_S = \frac{t_n - t_m}{0.63 C_T} = \frac{1 \text{ ms} - 0.50 \text{ ms}}{(0.63)(1 \times 10^{-8})} = 79.36 \text{ k}\Omega \text{ (82 k}\Omega\text{)}$$

$R_P(\Delta R)$  is found for maximum  $t_n$  pulse width.

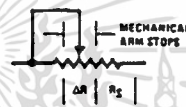
$$R_P = \frac{t_n - t_m}{0.63 C_T} - R_S = \frac{2 \text{ ms} - 0.50 \text{ ms}}{(0.63)(1 \times 10^{-8})} - 82 \text{ k}\Omega = 156 \text{ k}\Omega$$

The  $R_P$  value could have been chosen first and a  $C_T$  calculated. Usually the 270° to 320° angle of potentiometer rotation is inconvenient especially if it is desired to spring return the control to center, or if lever type knobs are required. A 500 k $\Omega$  potentiometer that has 300° of end to end wiper arm rotation could be used if mechanical stops limit this range.

$$\text{Required angle of rotation} = \frac{(300^\circ)(156 \text{ k}\Omega)}{500 \text{ k}\Omega} = 93.6^\circ$$

In most applications the resistor and capacitor tolerances prevent sufficient system accuracy without mechanical or electrical trimming of the analog channel pulse widths. If a 500k potentiometer is used, two trim methods can be utilized.  $R_S$  can also be included as part of the potentiometer resistance.

Rotate Potentiometer Body for Mechanical Trim



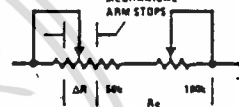
$\Delta R = 156 \text{ k}\Omega$ ,  $R_S = 82 \text{ k}\Omega$

If  $t_n = 1.5 \text{ ms} \pm 30\%$  is required:

$$\pm R_{\text{TRIM}} = 0.3 \frac{\Delta R}{2} + R_S = 48 \text{ k}\Omega$$

$$\text{Required Body Rotation} = \frac{(300^\circ)(48 \text{ k}\Omega)}{500 \text{ k}\Omega} = \pm 28.8^\circ$$

Adjust  $R_S$  Potentiometer for Electrical Trim



### Channel Add Logic

Table 1 shows the number of transmitted channels as a function of pin 5 and pin 6 conditions. The threshold voltage for both pins is  $\approx 0.7\text{V}$ . When grounded, the pins are sourcing  $\approx 300 \mu\text{A}$  from the internal pull up resistors. External voltages may be applied to these pins but should be below the  $V_{\text{REG}}$  voltage by at least one volt and not less than the pin 9 ground.

TABLE 1. DIGITAL CHANNEL OUTPUT FORMAT AS A FUNCTION OF TRANSMITTED CHANNELS

LM1871 Channel Add Logic Pin Conditions		Number of Channels Transmitted	LM1872 Receiver Digital Outputs	
Pin 5 (A)	Pin 6 (B)		A	B
OPEN	OPEN	3	OFF	OFF
GND	OPEN	4	ON	OFF
OPEN	GND	5	OFF	ON
GND	GND	6	ON	ON

## Applications Information (Continued)

### Modulator and Crystal Oscillator/Transmitter Circuit (Figure 4)

The modulator and oscillator consist of but two NPN transistors whose operation is quite straightforward. The base of the modulator transistor is driven by a bidirectional current source with the voltage range for the high condition limited by a saturating PNP collector to the pin 4  $V_{REG}$  voltage and low condition limited by a saturating NPN collector in series with a diode to ground. A current source of  $\pm 500 \mu\text{A}$  was chosen to provide a means for external modulator bandwidth control. When a capacitor is used at this node the transmitted RF carrier is made to slew ON and OFF at a time determined by:

$$\text{Modulation slew time } (t_m) = \frac{(\Delta V) / (C_M)}{I_{12}} = \frac{(3.8V) / (0.01 \mu\text{F})}{500 \mu\text{A}} = 76 \mu\text{s}$$

when  $\Delta V_{12}$  = peak to peak voltage swing of pin 12 = 3.8V

$\pm I_{12}$  = source/sink current from pin 12 = 500  $\mu\text{A}$

$C_M$  = capacitance at pin 12 = 0.01  $\mu\text{F}$

Figure 5 shows the advantage gained by this capacitor especially if adjacent channels are 10 kHz to 15 kHz away from the desired channel.

The crystal oscillator/transmitter transistor is configured to oscillate in a class C mode with the conduction angle being approximately  $140^\circ$  to  $160^\circ$ . Resistor R10 provides the base bias current from the pin 4  $V_{REG}$  voltage. This resistor value has been optimized for most RC applications. When the emitter of the modulation transistor is high ( $\approx 3.8V$ ) the collector and tank coil are pulled up into the active range of the oscillator transistor. RF feedback to the base is via the series mode crystal which determines the

oscillator frequency. Because third overtone crystals are used for 27 MHz or 49 MHz applications a tuned collector load must be used to guarantee operation at the correct frequency. Tuning the LC tank, while having little effect on oscillator frequency, will control the conduction angle and oscillator efficiency. Tuning the LC tank for minimum  $V_{CC}$  supply current while observing the carrier envelope on an oscilloscope would be the best alignment method.

For most RC applications the carrier ON to OFF ratio must be as high as possible to ensure precise pulse width detection at the receiver. If we were to look at the base of the oscillator transistor we would see that the crystal is still oscillating during the time that the carrier is OFF ( $t_m$ ). This is because of the high Q characteristic (10k to 30k) of crystals in this application. We can roughly calculate the number of cycles required for a decay or rise in amplitude for one time constant (63% of final value) by:

$$\text{Number of cycles} = \frac{Q}{0.63\pi}$$

At 49 MHz this will be 15k cycles or 300  $\mu\text{s}$  for a crystal Q of 30k. At 27 MHz this time will be 560  $\mu\text{s}$  for the same crystal Q. If long carrier OFF times were required the oscillator start up time would as a result also be quite long. The shorter carrier OFF times overcome one problem but do suggest that the crystal be isolated from the antenna circuit. During the carrier OFF time the base of the modulator transistor is held approximately 0.9V above ground such that the emitter still supplies current to the now saturated collector of the oscillator transistor. Both ends of the LC tank circuit now "see" a low impedance to ground. Further isolation is provided by the split tuning capacitor.

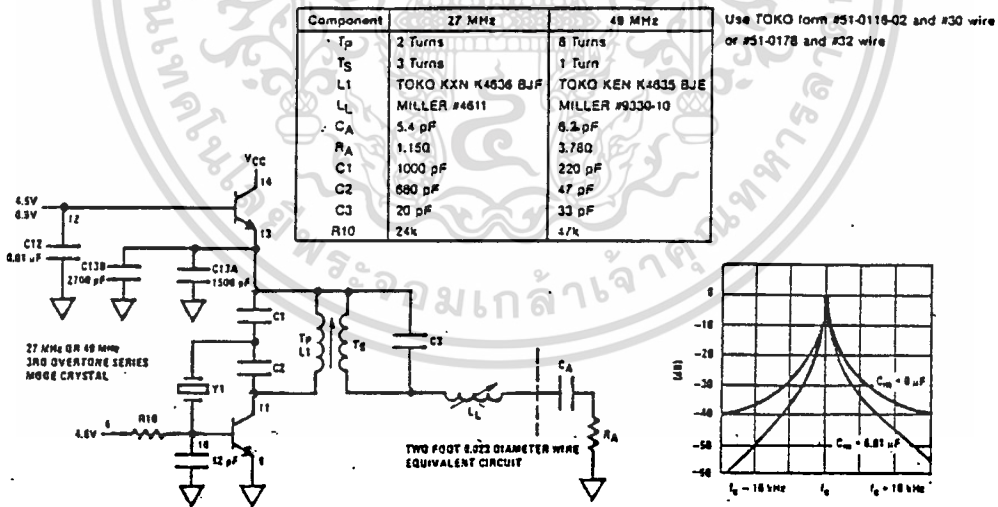


FIGURE 4. 27 MHz and 49 MHz RF Oscillator/Transmitter

FIGURE 5. Envelope of Transmitted Spectrum for Circuit in Figure 2

## Applications Information (Continued)

If the printed circuit board shown in *Figure 6* is to be reproduced, it is recommended that the layout be followed as closely as possible. The positions of pin 13 decoupling capacitors and coil components tend to be critical in regard to undesired harmonic emissions. Short lead ceramic disc capacitors and short decoupled traces are recommended. A number of boards with this configuration have successfully met all requirements of the FCC as perceived only by National Semiconductor. Final approval of any unlicensed transmitter is granted only by the FCC via certified test measurements.

### Field Strength Measurements

As noted above the maximum radiated RF energy of an unlicensed transmitter operating in the 27 MHz or 49 MHz frequency band must not be greater than 10  $\mu$ V per meter at a distance of 3 meters from the transmitting antenna. In addition to the carrier amplitude requirement, all sidebands greater than 10 kHz from the carrier and all other emissions (harmonic or spurious) must be less than 500  $\mu$ V per meter at a distance of 3 meters.

The term used for electrical field intensity (V/meter at 3 meters) refers to the open circuit voltage induced at the output of a resonant half-wave dipole antenna in a single dimensional one meter field, 3 meters distant from the transmitter under test. When making field intensity measurements, the antenna length must be adjusted for resonance at each frequency of interest and the induced voltage made proportional to the one meter reference length. The induced voltage value must not include losses caused by the insertion of a 1:1 balun transformer (-6 dB) or loading (-6 dB) and mismatch (72 $\Omega$  to 50 $\Omega$ , -1.7 dB) of

the voltage measuring instrument. We can now relate the induced voltage ( $V_{IN}$ ) to a measured voltage ( $V_{MEA}$ ) by:

$$V_{MEA} = \frac{V_{IN} L}{Losses} \text{ or } V_{IN} = \frac{(V_{MEA} \times Losses)}{L}$$

where:  $V_{MEA}$  = Voltage measured by a spectrum analyzer or calibrated receiver.

$V_{IN}$  = Field intensity (volts/meter).

$L$  = Half-wave length of antenna in meters.

Losses = All mismatch, loading and insertion losses. (In this case = 13.7 dB = 4.87)

The length of a half-wave dipole antenna is found by:

$$L = \frac{Ck}{2f} \text{ meters}$$

where:  $C$  = Speed of light in a vacuum.

$k$  = A constant related to antenna length to width ratios, end effects and surface effects. Use  $k = 0.96$  for practical antenna rods 5/16" in diameter.

$f$  = Frequency of interest.

$$\text{Simplified: } L = \frac{144}{f \text{ MHz}} \text{ meters}$$

## Applications Information (Continued)

Now that we have a way in interpreting the field strength measurements we must deal with the technique used in making these measurements. Usually all measurements are done outside on a flat area away from trees, buildings, buried pipes or whatever. The test transmitter is placed on a wooden stool or table approximately 3 feet high such that the vertical antenna is in a vertical position. The receiving dipole is adjusted for the frequency of interest and orientated to the same plane as the transmitter and placed 3 meters from the transmitter. The dipole may be mounted on a wooden pole or ladder such that the height of the antenna can easily be changed. The antenna length must always be symmetrical about the center tapping balun transformer. The operator and his test equipment must be "behind" the dipole by some 3 or more feet. If it is desired to have the operator at a much more distant location the transmission line must be characterized for additional losses. A number of measurements should be made at each frequency for different heights and orientations of both the transmitting and receiving antennas. The highest reading should be considered the correct reading. In addition to fundamental, sidebands and harmonic emissions, the frequency spectrum from 25 to 1000 MHz should also be scanned for spurious emissions greater than  $50 \mu\text{V}/\text{meter}$  at 3 meters.

## Additional Applications

Figure 2 shows a typical application of the LM1872 Receiver/Decoder. The LM1872 consists of a crystal controlled local oscillator, IF amplifier, AGC, detector, decoder logic and digital channel output drivers. The supply voltage range of 2.5V min to 7V max was chosen to allow battery operation by four "C" or "D" cells.

Figure 7 shows how the LM1871 encoder can be used to frequency shift a 200 kHz carrier that is transmitted over the 110V AC line in a home or office. Figure 8 shows how ON/OFF carrier modulation is also possible. An LM1872 could be used as a receiver/decoder for the Figure 8 transmitter circuit. When using an LM1872 the carrier frequencies should be 50 kHz or greater to insure proper detector operation.

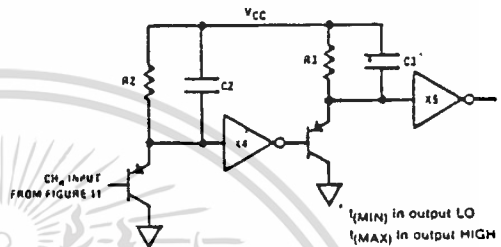
Figure 9 shows the LM1871 configured for six analog channels with a TTL compatible output. The  $V_{\text{REG}}$  voltage at pin 4 has been shorted to  $V_{\text{CC}}$ . This allows a  $V_{\text{CC(MIN)}}$  of 3V and  $V_{\text{CC(MAX)}}$  of 6V. The encoder output could be used for a fiber optic transmitter/receiver link, infra-red, tone keying or transducer carrier modulation. If the encoder output is hard wired to the Figure 10 serial input we can recover the six analog channels. From Figure 11 we see that the data input

will appear during the sync time which is always longer than any channel time ( $t_n$ ). Inverter X1 will discharge C1 each time the input goes high. During the longer sync time C1 will charge up to the  $1/2 V_{\text{CC}}$  threshold of X2 and via X3 provide the data input. The R and C components are calculated by:

$$t_{\text{data delay}} = 0.565 R1C1$$

If large values of C1 ( $>0.01 \mu\text{F}$ ) are required the diode D1 should be replaced by a PNP transistor with the base on X1 output, emitter to X2 input and collector to ground.

In applications requiring ON/OFF decoding of a channel pulse width the circuit shown below could be used.



If the recovered channel pulse width is short ( $t_{(\text{min})}$ ) R2 and C2 are selected such that the input to inverter X4 does not rise to the  $1/2 V_{\text{CC}}$  threshold. The output of X4 will be high and the output of X5 will be low. A longer input pulse ( $t_{(\text{max})}$ ) will allow the output of X4 to go low pulling the input of X5 low. R3 and C3 are selected such that the input to X5 will not rise past the  $1/2 V_{\text{CC}}$  threshold during the remainder of the frame time. The R and C values are found by:

$$\text{Given: } t_{(\text{min})} = 1.0 \text{ ms, } C2 = 0.01 \mu\text{F}$$

$$t_{(\text{max})} = 2.0 \text{ ms, } C3 = 0.1 \mu\text{F}$$

$$t_{\text{frame}} = 20 \text{ ms}$$

$$0.565 R2 C2 = t_{(\text{min})} + \frac{t_{(\text{max})} - t_{(\text{min})}}{2} = 1.5 \text{ ms}$$

$$R2 = \frac{1.5 \text{ ms}}{0.565 C2} = 270 \text{ k}\Omega$$

$$R3 = \frac{t_{\text{frame}}}{0.565 C3} = 360 \text{ k}\Omega$$

# Schematic Diagram

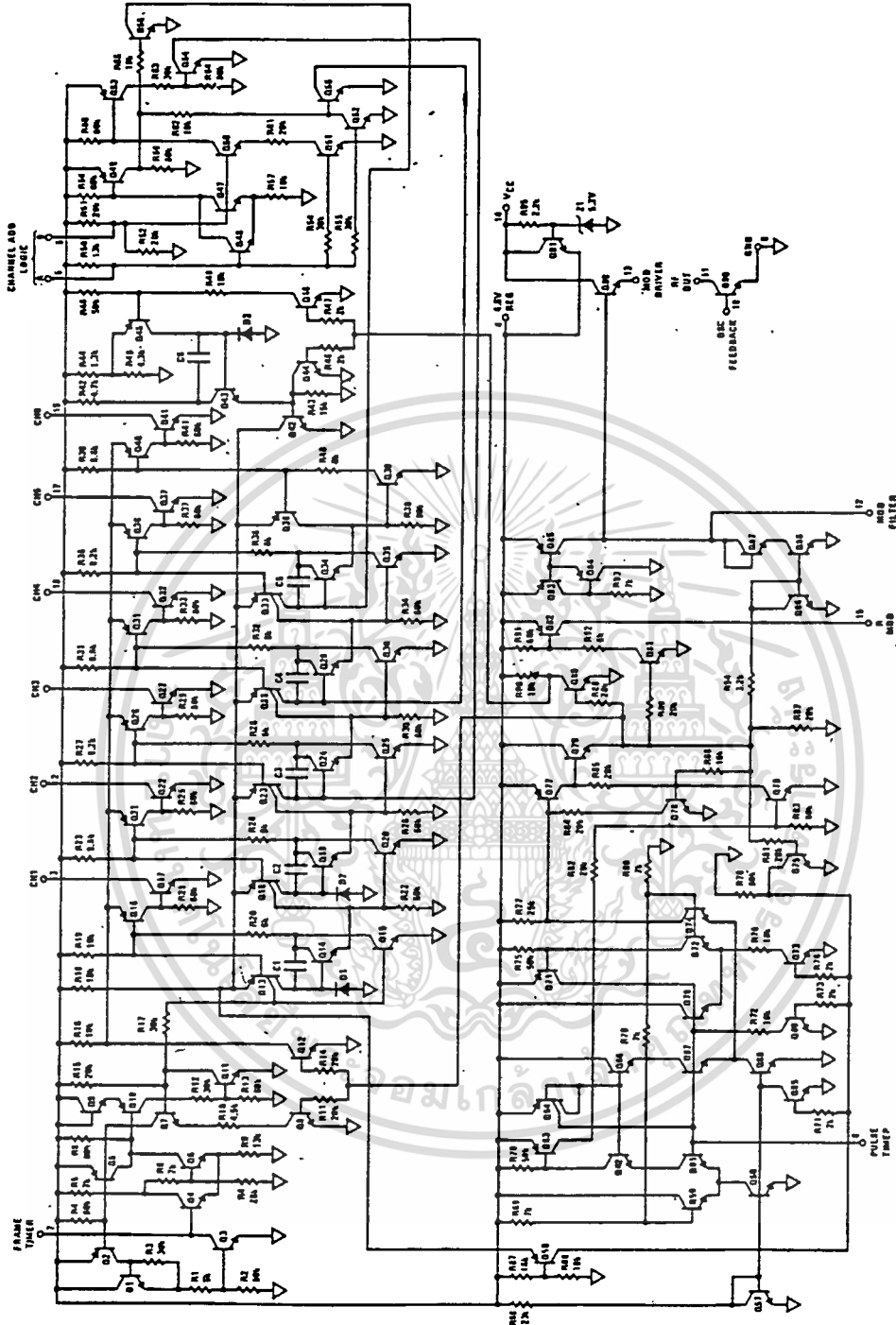


FIGURE 12

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## LM1872 Radio Control Receiver/Decoder

### General Description

The LM1872 is a complete RF receiver/decoder for radio control applications. The device is well suited for use at either 27 MHz, 49 MHz or 72 MHz in controlling various toys or hobby craft such as cars, boats, tanks, trucks, robots, planes, and trains. The crystal controlled superhet design offers both good sensitivity and selectivity. When operated in conjunction with the companion transmitter, LM1871, it provides four independent information channels. Two of these channels are analog pulse width modulated (PWM) types, while the other two are simple ON/OFF digital channels with 100 mA drive capability. Either channel type can be converted to the other form through simple external circuitry such that up to 4 analog or up to 4 digital channels could be created. Few external parts are required to complement the self-contained device which includes local oscillator, mixer, IF detector, AGC, sync output drivers, and all decoder logic on-chip.

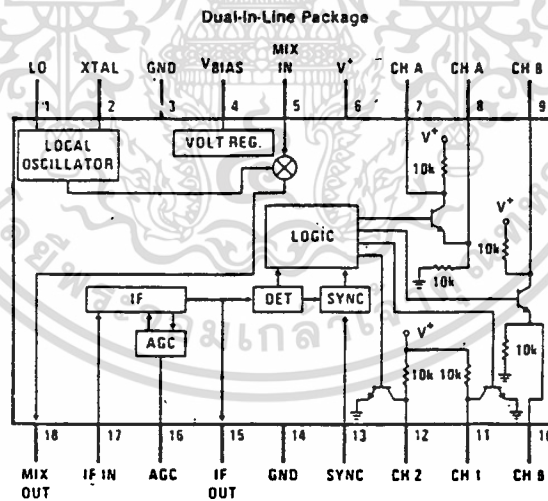
### Features

- Four independent information channels; two analog and two digital
- Completely self-contained
- Minimum of external parts
- Operation from 50 kilohertz to 72 MHz
- Highly selective and sensitive superhet design
- Operates from four 1.5V cells
- Excellent supply noise rejection
- 100 mA digital output drivers
- Crystal controlled
- Interfaces directly with standard hobby servos

### Applications

- Toys and hobby craft
- Energy saving, remotely switched lighting systems
- Burglar alarms
- Industrial and consumer remote data links
- IR data links
- Remote slide projector control

### Circuit Block and Connection Diagram



BOTTOM VIEW  
Order Number LM1872N  
See NS Package N18A

## Absolute Maximum Ratings

Supply Voltage	7V
Package Dissipation (Note 2)	1000mW
Voltage @ Pin 7, 8, 9, 10, 11 or 12	V+
Operating Temperature Range	- 25°C to + 85°C
Storage Temperature Range	- 65°C to + 150°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

## DC Electrical Characteristics

V+ = 6V, T<sub>A</sub> = 25°C, Test Circuit of Figure 1, f<sub>LO</sub> = 49.890 MHz, f<sub>IF</sub> = 455 kHz unless otherwise specified.

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Supply Voltage	Functional for V <sub>IN</sub> = 100 μV	2.5	6	7	V
Supply Current	CH A & B Off	9	13	18	mA
	CH A & B On		27		mA
V <sub>BIAS</sub>	@ Pin 4	1.85	2.1	2.35	V
Sync Timer Threshold	@ Pin 13, Going from Low to High Voltage	V+/2 - 0.4	V+/2	V+/2 + 0.3	V
Digital Channels A and B					
Saturation Voltage	@ Pins 7 & 9, R <sub>L</sub> = 100Ω		0.4	0.7	V
Saturation Resistance	@ Pins 7 & 9		7		Ω
Source Current	@ Pins 8 & 10, V <sub>Pin 8 &amp; Pin 10</sub> < 1V	100			mA
Collector Pull-Up Resistance	Pin 7 & Pin 9 to V+	5	10	20	kΩ
Emitter Pull-Down Resistance	Pin 8 & Pin 10 to GND	5	10	20	kΩ
Analog Channels 1 and 2					
Saturation Voltage	@ Pins 11 & 12, R <sub>L</sub> = 2 kΩ		0.45	0.7	V
Saturation Resistance	@ Pins 11 & 12		160		Ω
Collector Pull-up Resistance	Pin 11 & Pin 12 to V+	5	10	20	kΩ

## AC Electrical Characteristics

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
RF Sensitivity	For "Solid" Decoded Outputs (Note 1)		22	39	μV
RF Sensitivity	Circuit of Figure 5 @ 49 MHz with Antenna Simulation Network of Figure 6		12		μV
Voltage Gain	Pin 5 to Pin 15		58		dB
PSRR of RF Sensitivity	3V < V+ < 6V		-1		%Δ/V
BW	3 dB Down @ Pin 15		3.2		kHz
Noise	Referred to Input, Pin 5, V <sub>IN</sub> = 0		0.35		μVrms
	Referred to IF, Pin 15, V <sub>IN</sub> = 0		0.28		mVrms
AGC Threshold	Onset of AGC Relative to RF Input, V <sub>IN</sub> @ Pin 5		88		μV
	Relative to IF Output @ Pin 15	V+ + 0.07	V+ + 0.100	V+ + 0.13	V
Mixer Conversion Transconductance	From Pin 5 to Pin 18 @ 1 MHz	2.9	4.0	6.9	mmhos
	@ 27 MHz		3.7		mmhos
	@ 49 MHz		3.5		mmhos
Mixer Input Impedance	Pin 5 to Pin 4 @ 49 MHz (See Curves)		20 kΩ	+ 5 pF	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## AC Electrical Characteristics (Continued)

Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
Mixer Output Impedance	Pin 18 to GND		250		k $\Omega$
IF Transconductance	Pin 17 to Pin 15 (AGC Off) @ 455 kHz	2.6	4.1	5.6	mmhos
IF Input Impedance	Pin 17 to GND		5500		$\Omega$
IF Output Impedance	Pin 15 to GND (AGC Off) (AGC On)		800 2		k $\Omega$ M $\Omega$
IF Carrier Level	@ Pin 15, $V_{IN} = 100 \mu\text{V}$ (AGC On)		70		mVrms
Detector Threshold	Relative to RF Input, $V_{IN}$ , @ Pin 5		20		$\mu\text{V}$
Analog Pulse Width Accuracy	Ratio of Received Pulse Width @ Pins 11 & 12 to Transmitted Pulse Width @ Pin 5 for $V_{IN} = 100 \mu\text{V}$	0.95	1.0	1.05	ms/ms

Note 1: The criteria for the outputs to be considered "solid" are as follows:

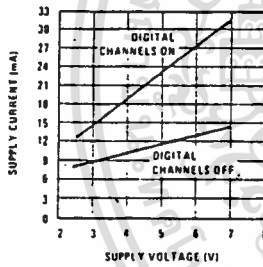
DIGITAL: In order to check the decoding section, four RF frames are inputted in sequence with the proper codes to exercise all four possible logical output combinations at pins 7 and 9. For each frame the proper output logic state must exist.

ANALOG: Each analog pulse width (measured at pins 11 & 12) in any of the above four successive frames must not vary more than  $\pm 5\%$  from the pulse widths obtained for  $V_{IN} = 100 \mu\text{V}$ .

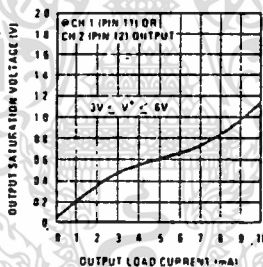
Note 2: For operation in ambient temperatures above 25°C, the device must be derated based on a 150°C maximum junction temperature and a package thermal resistance of 120°C/W, junction to ambient.

## Typical Performance Characteristics

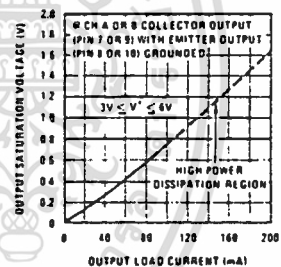
Supply Current vs Supply Voltage



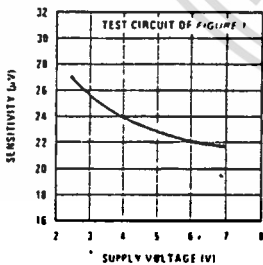
Analog Channel Output Voltage vs Load Current



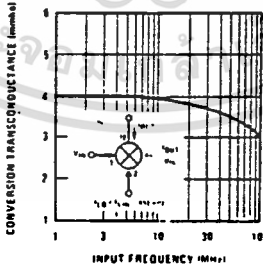
Digital Channel Collector Output Voltage vs Load Current



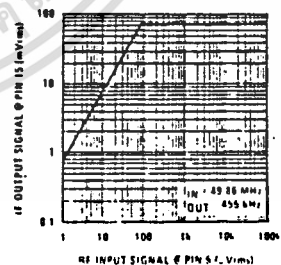
Sensitivity vs Supply Voltage



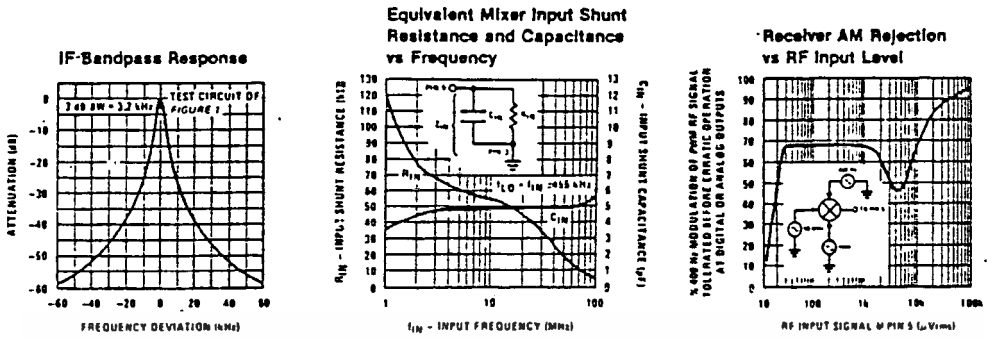
Mixer Transconductance ( $G_m$ ) vs Input Frequency



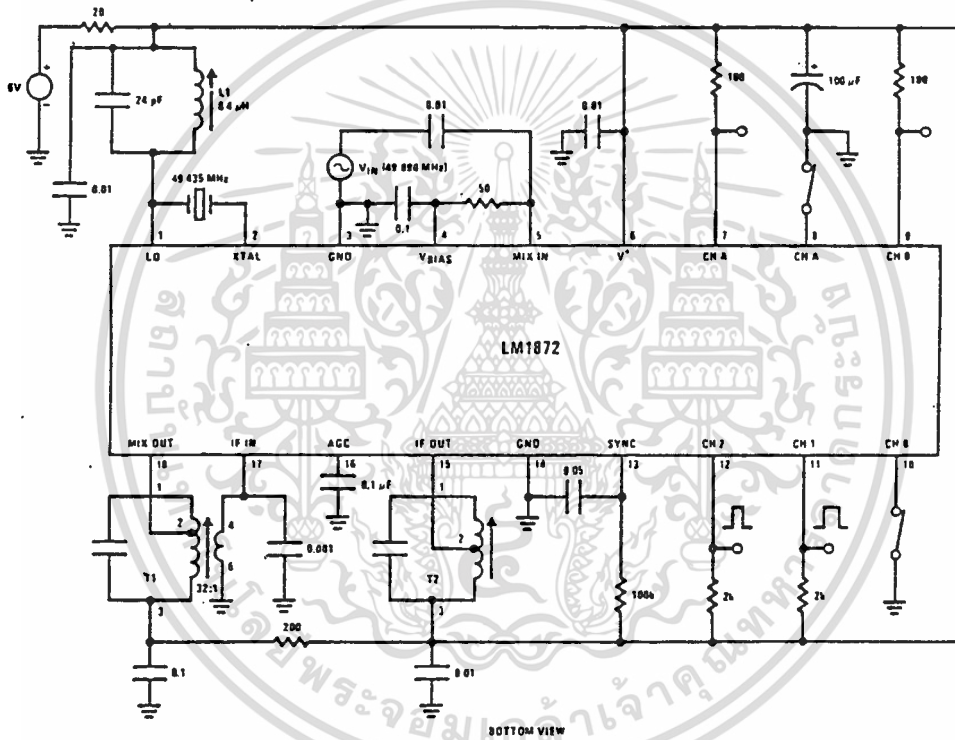
IF Output Signal Level vs RF Input Signal Level



# Typical Performance Characteristics (Continued)



## Test Circuit



- L1 = Toko\* 10k type (KEN-4026 DZ); 6T
- T2 = Toko\* 10 EZC type (RMC 402503 NO), Q<sub>u</sub> = 110
- T1 = Toko\* 10 EZC type (RMC 202313 NO), Q<sub>u</sub> = 110
- Pin 1-2, 131T; pin 2-3, 33T
- Pin 1-3, 164T; pin 4-6, 5T
- Pin 1-2, 98T; pin 2-3, 66T
- Pin J-3, 164T; pin 4-6, 8T

\* Toko America Inc.  
 5520 West Touhy Ave.  
 Skokie, Ill. 60077  
 (312)677-3640 Tlx: 72-4372

FIGURE 1. Test Circuit

## Circuit Description

The following discussion is best understood by referring to Figures 2, 3, 4, and 5.

### SYSTEM ENCODING AND DECODING SCHEME

For the transfer of analog information, the LM1871/LM1872 system uses conventional pulse width modulation (PWM). In applying this technique, the RF carrier is interrupted for short fixed intervals ( $t_M$  in Figure 2) with each interval followed by variable width pulses ( $t_{CH}$ ) so as to define multiple variable time spans ( $t_M + t_{CH}$ ) occurring in serial fashion. Synchronization is accomplished by allowing one of the transmitted variable pulse widths ( $t_{SYNC}$ ) to exceed the duration ( $t_{SYNC}$ ) of a receiver-based timer, thus allowing the receiver to recognize this pulse for synchronization purposes. Taken in sequence, this collection of pulses constitutes a single frame period ( $t_F$ ).

The LM1871 transmitter is equipped to transmit up to  $s/x$  channels which the companion LM1872 receiver uses to derive 2 analog and 2 digital channels. The receiver decodes the demodulated RF waveform from the transmitter by negative edge triggering a cascade of three binary dividers called the A, B, and C toggle flip-flops (Figure 4). By "examining" all three flip-flop outputs simultaneously, up to 8 unique channel time intervals could be identified and recovered. Only the first two channels are actually decoded however and outputted by the receiver, the rest being used for identification of two digital (ON/OFF) channels. In passing digital information, a pulse count modulation scheme is used whereby different quantiles of channel pulses are transmitted by varying the number of fixed width channels following the two variable width analog channels 1 and 2 (see Figure 3).

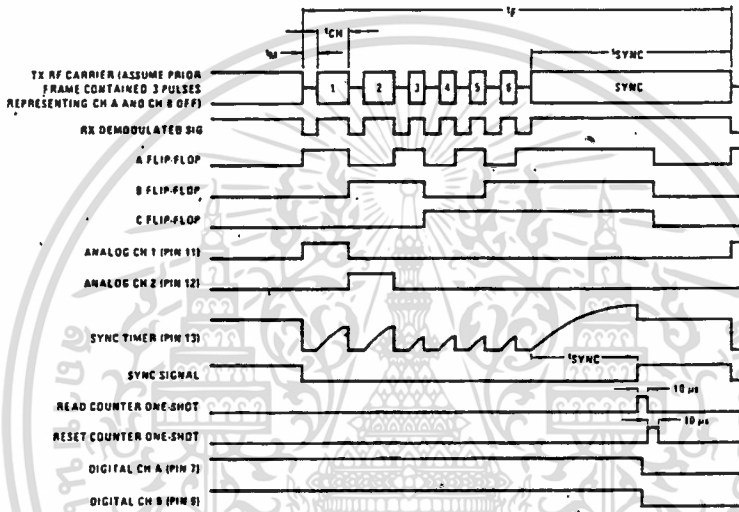
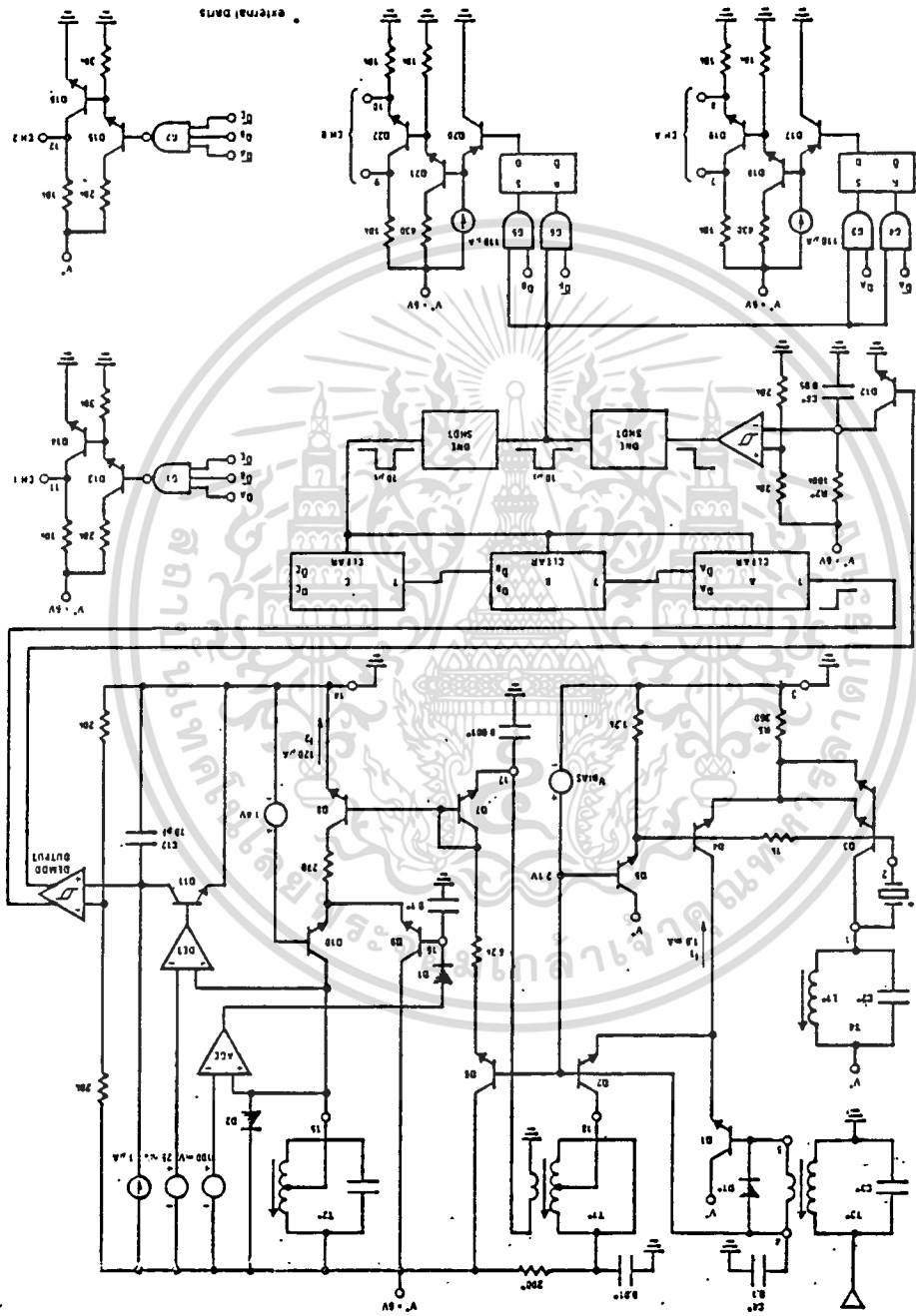


FIGURE 2. RX Timing Waveforms

LM1871 TX		LM1872 RX			
PIN CONDITIONS		TRANSMITTED WAVEFORM	BINARY PULSE COUNT	DIGITAL OUTPUTS	
PIN 5 (CH A)	PIN 6 (CH B)			CH A	CH B
OPEN	OPEN		100	OFF	OFF
GND	OPEN		101	ON	OFF
OPEN	GND		110	OFF	ON
GND	GND		111	ON	ON

FIGURE 3. Digital Channel Encoding and Decoding via Pulse Count Modulation



Circuit Description (continued)

FIGURE 4. Simplified Schematic Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Circuit Description (Continued)

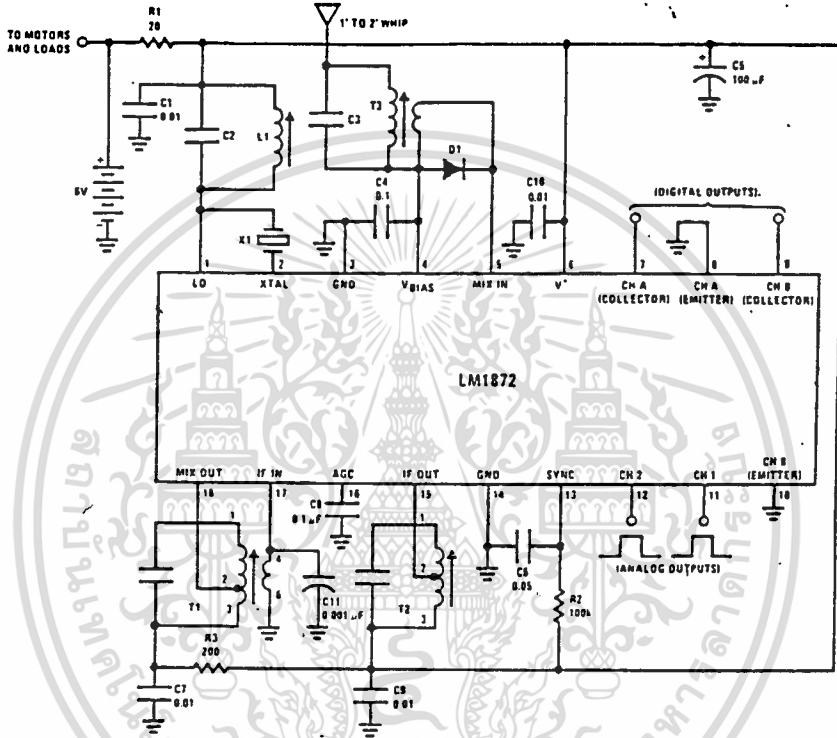
Thus either 3, 4, 5, or 6 channels are transmitted to represent the four possible codes that two digital channels represent. The receiver intrinsically counts channels with its decoder flip-flops by responding to the negative edges of the demodulated RF waveform of which there is always one more than the number of channels. The two LSBs of the binary count are read, latched, and fed to the output drivers which comprise digital channels A and B.

### RECEIVER SECTION

The receiver circuit is a simple, single conversion design with AGC which mixes down to 455 kHz and provides

58 dB of gain using the suggested transformers in Figure 5. The active digital detector provides an additional 30 dB gain over a silicon diode resulting in an overall system gain of 88 dB. More or less gain can be obtained by using different transformers. The frequency range of operation extends from 50 kHz to 72 MHz encompassing a wide range of allocated frequency bands.

The short (1' to 2') vertical whip antenna that is typically used has a very low radiation resistance (0.50 to 4Ω) and approximately 3 pF to 5 pF of capacitance. This antenna is coupled to the mixer through a high Q tank consisting of C3



- |  |  |
|--|--|
| R1 - Motor decoupling  | C11 - LO bypass  |
| R2 - Sync timer; $R2 = \frac{1}{0.7} \frac{SYNC}{C6}$ , $R2 < 470k$      | L1 - LO coil   |
| R3 - Mixer decoupling  | 10k* 10k type (KXNA-4434 DZ) 9T; 0.8 μH @ 27 MHz                       |
| C1 - LO bypass; optional   | 10k* 10k type (KEN-4028 DZ) 6T; 0.4 μH @ 49 MHz                        |
| C2 - LO tank; $C2 = 43 pF$ @ 27 MHz<br>$= 24 pF$ @ 49 MHz                | * could be made a fixed coil, if desired.                              |
| C3 - Ant. input tank; $C3 = 39 pF$ @ 27 MHz<br>$= 24 pF$ @ 49 MHz        | T1 - 455 kHz mixer transformer   |
| C4 - V <sub>BIAS</sub> bypass  | 10k* 10 E2C type (RMC-202313 NO), $Q_u = 110$                          |
| C5 - Motor decoupling  | Pin 1-2, 131T; pin 2-3, 33T  |
| C6 - Sync timer; $C6 = \frac{1}{0.7} \frac{SYNC}{R2}$ , $C6 < 0.5 \mu F$ | Pin 1-3, 164T; pin 4-6, 5T   |
| C7 - Mixer decouple; $0.01 \mu F < C7 < 0.1 \mu F$                       | T2 - 455 kHz IF transformer  |
| C8 - AGC   | 10k* 10 E2C type (RMC-402503 NO), $Q_u = 110$                          |
| C9 - IF bypass; optional   | Pin 1-2, 98T; pin 2-3, 66T   |
| C10 - V <sup>+</sup> bypass $0.01 \mu F < C10 < 0.1 \mu F$               | Pin 1-3, 164T; pin 4-6, 8T   |
|  | T3 - Ant. input transformer  |
|  | 10k* 10k type (KXNA-4434 DZ), 3T sec. & 9T pri. of 0.8 μH @ 27 MHz     |
|  | 10k* 10k type (KEN-4028 DZ), 1 1/2 T sec. & 6T pri. of 0.4 μH @ 49 MHz |
|  | X1 - 3rd overtone parallel-mode crystal                                |
|  | D1 - Electrostatic discharge (ESD) protection                          |

\* Toko America, Inc.  
5520 West Touhy Ave  
Skokie, Ill. 60077  
(312)677-3640 Tlx: 72-4372

FIGURE 5. Typical Application Circuit for 27 MHz or 49 MHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Circuit Description (Continued)

and T3. This tank effectively keeps strong out-of-band signals such as FM and TV broadcast from cross-modulating with the desired signal. When operating at 49 MHz or 72 MHz, CB interference is also effectively minimized. Image rejection is relatively low, however, being only 7 dB @ 49 MHz, but this does not present a problem due to the usual absence of strong interfering signals 910 kHz below the desired signal.

The antenna signal is stepped down and DC coupled to the mixer which consists of the emitter-coupled pair Q1 and Q2. Emitter-follower, Q1, feeds the common-base device, Q2, while effectively buffering the antenna from the LO energy delivered by Q4. Mixer transconductance is 4 mmhos at low frequency (1 MHz) falling to 3.3 mmhos at the upper end (72 MHz).

The local oscillator utilizes an emitter coupled pair, Q3 and Q4, for accurate control of mixer drive,  $I_1$ . Quiescently, Q3 and Q4 share  $I_1$ , set by 0.69V/R5, but healthy voltage swings at pin 2 due to oscillation of Q3 implement thorough switching of the differential pair. As a result, the full 1.8 mA of drive "tailgates" (switches) the mixer emitter coupled pair, Q1 and Q2. This current is well regulated from supply voltage changes by the  $V_{BIAS}$  circuitry. The TC of  $V_{BIAS}$  is positive by design in order to impress a positive TC on  $I_1$ , so as to compensate for the temperature dependence of bipolar transconductance in the mixer. Inasmuch as Q4 operates as an emitter-gated, common-base-connected device, excellent isolation between local oscillator and mixer is obtained. As long as pin 4 is properly bypassed, Q5 presents a low impedance to the base of Q4, resulting in low oscillator noise. The oscillator easily operates up to 72 MHz with overtone crystals operating parallel mode.

The mixer signal is stepped down from the high Q mixer tank, T1, and DC coupled to the IF via a secondary winding. The IF stage consists of Q7, Q8 and Q10 and delivers a transconductance of 4 mmhos @ 455 kHz. The quiescent current,  $I_2$ , is set at 120  $\mu$ A by  $V_{BIAS}$  and a 6.2k resistor. Again, the positive TC of  $V_{BIAS}$  is used to compensate for the temperature dependence of transconductance. The impedance at the IF output, pin 15, is very high (>800k) permitting the IF transformer, T2, to operate at near unloaded Q (110). The overall 3 dB bandwidth of the receiver section is 3.2 kHz (see characteristic curves); this is narrow enough to permit adjacent channel operation without interference yet wide enough to pass the 500  $\mu$ s modulation pulses ( $t_M$  in Figure 2).

The IF signal is DC coupled to the digital detector which consists of a high gain precision comparator, a 30  $\mu$ s integrator, and a supply-referred 25 mV voltage reference. Whenever the peak IF signal exceeds 25 mV, the comparator drives Q11 to reset the digital envelope detector capacitor, C12. Since it takes 30  $\mu$ s for the 1  $\mu$ A current source to ramp C12 to the 3V ( $V^+ / 2$ ) necessary to fire the Schmitt trigger, the presence of 455 kHz carrier (period = 2.2  $\mu$ s) greater than 25 mVp will prevent C12 from ever reaching this threshold. When the carrier drops out, the Schmitt trigger will respond 30  $\mu$ s later. This delay (like that associated with the burst response of the 455 kHz IF tanks) is constant over the time interval of interest. Thus, it is of no consequence to timing accuracy because the LM1372 responds only to negative edges in the decoder.

AGC is provided only to the IF; the mixer having sufficient overload recovery for the magnitude of signals available from a properly operating (i.e. good carrier ON/OFF ratio) 10,000  $\mu$ V/m transmitter. The AGC differential amplifier regulates the peak carrier level to 100 mV by comparing it to an internal 100 mV supply-referred voltage reference. The resultant error signal is amplified and drives Q9 via rectifier diode, D1, to shunt current away from Q10. C8 provides compensation for the AGC loop which spans a 70 dB range. The 100 mV AGC reference is accurately ratioed to the 25 mV detector reference to permit a controlled amount of brief carrier loss before dropping below detector threshold. Once into AGC, typically 60% amplitude modulation of the PWM carrier is possible before the detector will recognize the interference (see characteristic curves). This kind of noise immunity is invaluable when the troublesome effects of other physically close toys or walkie-talkies on the same or adjacent frequencies are encountered.

## DECODER SECTION

The purpose of the decoder is to extract the time information from the carrier for the analog channels and the pulse count information for the digital channels. The core of the decoder is a three-stage binary counter chain comprising flip-flops A, B, and C. The demodulated output from the detector Schmitt-trigger drives both the counter chain and the sync timer (Q12, R2, C6, and another Schmitt trigger). When the RF carrier drops out for the first modulation pulse,  $t_M$ , the falling edge advances the counter (see Figure 2). During the  $t_M$  interval the sync timer capacitor is held low by Q12. When the carrier comes up again for the variable channel interval,  $t_{CH}$ , C6 begins to ramp towards threshold ( $V^+ / 2$ ) but is unable to reach it in the short time that is available. At the end of the  $t_{CH}$  period the carrier drops out again, the counter advances one more, and the sequence is repeated for the second analog channel. To decode the two analog channels, 3-input NAND gates G1 and G2 examine the counter chain binary output so as to identify the time slots that represent those channels. Decoded in this manner, the output pulse width equals the sum of  $t_M$ , a fixed pulse, and  $t_{CH}$ , a variable width pulse. A Darlington output driver interfaces this repetitive pulse to standard hobby servos.

Following the transmission of the second analog channel, a variable quantity from one to four, of fixed width pulses (500  $\mu$ s) are transmitted that contain the digital channel information. Up until the end of the pulse group frame period,  $t_F$ , the decoder responds as if these fixed pulses were analog channels but delivers no outputs. At the conclusion of the frame the sync pulse,  $t_{SYNC}$ , is sent. Since  $t_{SYNC}$  is always made longer than the sync timer period ( $t_{SYNC} = 3.5$  ms), the sync timer will output a sync signal to the first of two cascaded 10  $\mu$ s one-shots. The first one-shot enables AND gates G3-G6 to read the A and B flip-flops of the counter into a pair of RS latches. The state of flip-flop A, for example, is then stored and buffered to drive 100 mA sink or source at the channel A digital output. An identical parallel path allows the state of flip-flop B to appear at the channel B power output. Upon conclusion of the 10  $\mu$ s read pulse, another 10  $\mu$ s one-shot is triggered that resets the counter to be ready for the next frame.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Application Hints

A typical application circuit for either 27 MHz or 49 MHz is shown in *Figure 5*. Using the recommended antenna input networks and driving the circuit through the antenna simulation network of *Figure 6*, a solid decoded output occurs for 10  $\mu\text{V}$  and 12  $\mu\text{V}$  input signals at 27 MHz and 49 MHz respectively.

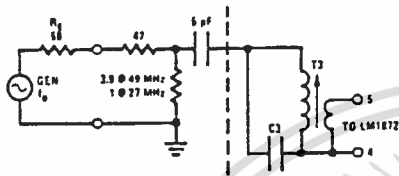


FIGURE 6. Antenna Simulation Network

This sensitivity has been determined empirically to be optimum for toy vehicle applications. Less gain will reduce range unacceptably and more gain will increase susceptibility to noise. However, should the application require greater range (> 50m for a land vehicle, for example), either the antenna could be lengthened beyond 2' and/or receiver sensitivity could be improved. There are a number of ways to alter the sensitivity of the receiver. Decreasing the turns ratio of input transformer, T1, for example, will couple more signal into the mixer at the expense of lower tank Q due to mixer loading. Moving the primary tap on mixer transformer, T1, further from the supply side and/or decreasing the primary to secondary turns ratio will also increase gain. For example, just changing T1 from a 32:1 primary to secondary ratio to a 5:1 turns ratio (Toko #RMC202202) will double 49 MHz sensitivity (6  $\mu\text{V}$  vs 12  $\mu\text{V}$ ). Mixer tank Q will be affected but overall 3 dB BW will remain largely unchanged. The primary tap on the IF transformer, T2, can also be adjusted (further from the supply side) for higher gain, but it

is possible to cause the **AMC** to oscillate with this method.

Narrow overall bandwidth is important for good receiver operation. The 3.2 kHz **3.2 kHz** of the circuit in *Figure 5* is just wide enough to pass 500 us carrier dropout pulses,  $t_M$ , yet narrow enough to hold down electrical noise and reject interference in adjacent channels. In the 49 MHz case, the five frequencies available are only 15 kHz apart. Only 140 frequencies be used simultaneously. These channels could be chosen 60 kHz apart. Should these frequencies be used, the spacing could be no more than 30 kHz. At four or five frequencies, 15 kHz spacing must be used, making narrow bandwidth highly desirable. Even at 27 MHz, where allocated frequencies are 50 kHz apart, the proliferation of CB stations on 15 MHz way represents a formidable source of interference (see characteristic curves).

The sync timer should have a period  $t_{sync}$  set longer than the longest channel pulse transmitted, but shorter than the shortest sync pulse.  $t_{sync} = 3.5$  ms, which works well with a transmitted pulse width  $t_{sync} = 5$  ms.

Numerous bypass capacitors appear in the circuit of *Figure 5*, not all of which may be necessary for good stability and performance. A case could approach may eliminate one or more of the capacitors C1, C9, C10, and C11. The cleaner and tighter the PCB layout used, the more likely is the case that bypass capacitors can be eliminated. In the case of marginal board stability, increasing the size of capacitors C1, C9, and C10 to 0.1  $\mu\text{F}$  may prove helpful. If the PCB layout and parts loading diagram shown in *Figure 7* is used, the circuit will be quite stable up to 72 MHz.

## Application Hints (Continued)

The digital channel output devices have significant drive capability; they can typically sink 100 mA and possess a 70  $\Omega$  saturation resistance. Through their emitters they can source 100 mA up to 1V above ground for driving grounded-NPNs and SCRs. Unfortunately, this kind of drive capability can cause thermally induced chip destruction unless total power dissipation is limited to less than 1000 mW. It is good practice and highly recommended to allow the digital output devices to fully saturate at all times (sinking or sourcing) and to limit the current at saturation to no more than 100 mA. For extra drive the two digital outputs can always be summed by connecting pin 7 to pin 9.

The IF frequency is not constrained to be 455 kHz. Operation is limited on the high end to about 1 MHz due to the frequency response limitations of the active detector. The low end is limited to about 50 kHz due to the envelope detector integration time (Figure 4).

### Receiver Alignment

The receiver alignment procedure is relatively straightforward because of an absence of interaction between the adjustments. First, the oscillator is tuned by adjusting L1 while monitoring the LO signal at pin 2 with a low capacity ( $\approx 10$  pF) probe. During tuning the amplitude will rise, peak, and then abruptly quit. Adjust the coil away from the quitting point and just below the amplitude peak.

In order to properly tune T1, T2, and T3, the RF signal must be provided through the receiver antenna by the specific transmitter which is to be used with that specific receiver. This is because the crystals which are commonly used with these systems may have tolerances as loose as  $\pm 0.01\%$ . At 49 MHz the resultant  $\pm 5$  kHz deviation could easily put the incoming signal out of the 3.2 kHz receiver IF bandpass. The signal should be coupled through the receiving antenna to ensure proper loading of the T3 input tank.

Alignment is easier with a defeated AGC, which is accomplished by merely grounding pin 16. The amplitude of the 455 kHz signal at pin 15 is used to guide alignment. Care should be exercised that the signal swing not exceed roughly 400 mVp or diode, D2, in Figure 4 will threshold and clamp the waveform. Also note that a standard 10 pF probe at pin 15 will shift the IF tank frequency an undesirable 2 kHz. Unless a lower capacity probe is available, it is recommended that the signal be monitored at the unused secondary of T2. Although the signal amplitude would be down by a factor of 8.25 relative to pin 15, up to 50 pF probe capacitance could be tolerated with negligible frequency shift.

The incoming signal is obtained by removing the antenna from the transmitter and then locating the transmitter at a sufficient distance from the receiver to give a convenient signal level ( $< 400$  mVp) at pin 15. T3, T1, and T2 are then tuned for maximum signal.

## Applications

### Operation at 72 MHz

The licensed 72 MHz band is popular among hobby enthusiasts for controlling aircraft. The higher transmitted power levels that the FCC allows yield much greater operating range and the frequency band is uncluttered relative to 27 MHz. Elevated frequencies such as 72 MHz are no problem with the LM1872. The part is stable and will provide good sensitivity and selectivity at that frequency. The application circuit in Figure 8 will provide a set of solid decoded outputs for  $< 2$   $\mu$ V of signal at the antenna input, which is designed to match the 100  $\Omega$  resistive impedance of the  $1/4$  wavelength antenna. IF bandwidth is a respectable 3.2 kHz. For good immunity to overload from a very closely (antennas touching) operating high power transmitter, the transmitter design should emphasize a high carrier ON/OFF ratio. Using the LM1871 as a low power exciter to drive one or more external class C power amplifier stages will result in a simple, acceptable, low cost transmitter at 72 MHz.

Inasmuch as many hobby applications require more analog channels than the LM1872 normally provides, particular attention should be paid to Figures 10 and 12 which describe how to expand analog channel capacity up to 4 and 6 channels, respectively.

### Operation with an IR Carrier

An Infra-red (or visible) light data link is a useful alternative to its RF counterpart. Should the application demand that the radiation not leave the room, or that it be directional, or not involve FCC certification then a light carrier should be given consideration. The principal drawbacks to this approach include short range ( $< 20$  ft.) and high transmitter power consumption. There is little that can be done to dramatically improve range, but short burst-type operation of the transmitter will still permit battery operation.

The information link (Figure 9a) consists of a light carrier amplitude modulated by a 455 kHz subcarrier. The subcarrier in turn is modulated by the normal Pulse Width/Pulse Count Scheme produced by the LM1871 encoder. A husky, focused LED is used as the transmitter running Class A 100% modulated with an average current drain of 50 mA to 500 mA depending upon range requirements. The detector consists of a large area silicon PN or PIN photodiode for good sensitivity. The LM1872 will directly interface to such a diode and give very good performance. Only a few nanoamps of photo current from D1 are required to threshold the detector. Ambient light rejection is excellent due to the very narrow bandwidth ( $\approx 3$  kHz) that results from the use of three high Q 455 kHz transformers, T1, T2, and T3. Note that the LO has been defeated and the mixer runs as a conventional 455 kHz amplifier. Otherwise, circuit operation is the same as if an RF carrier were being received.

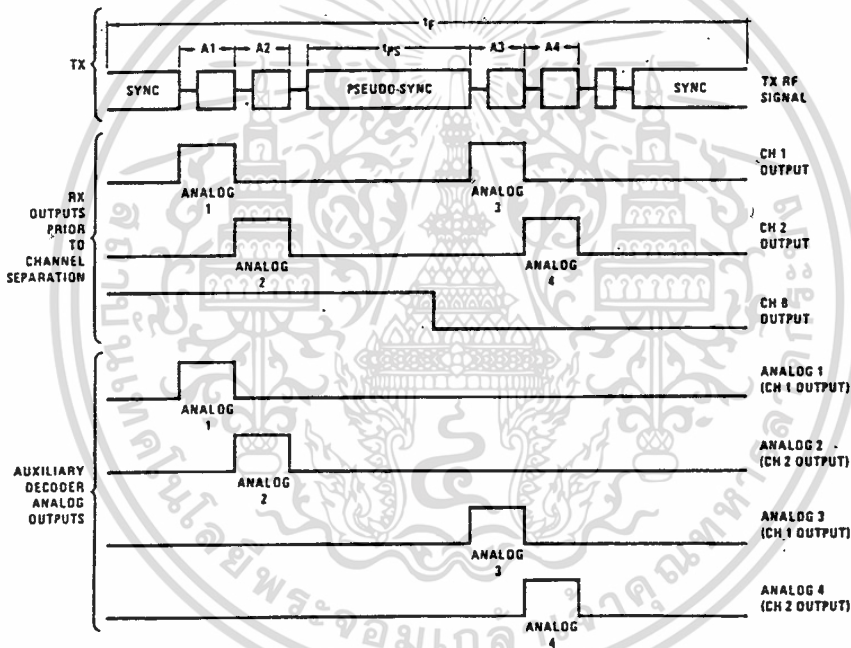
## Applications (Continued)

### Expansion to Four Analog Channels

For those applications that require more than the two analog channels that are normally provided, the LM1872 can easily be expanded to 4 channels with appropriate external circuitry. This is accomplished by creating a pseudo-sync pulse ( $t_{ps}$ ) among a six channel transmitted frame from the LM1871 (Figure 10). The pseudo-sync pulse deceives the decoder in the LM1872 causing premature recognition of end-of-frame, effectively splitting a single frame into two. The idea is to transmit analog channels 1 and 2 in the first half of the normal frame period and analog channels 3 and 4 in the second half. External logic will then steer the four channels from the LM1872's only two analog output pins into four new analog outputs. Steering is accomplished with the help of one of the digital channels. Inasmuch as the digital channels respond only to the number of pulses received

between any two sync (or pseudo-sync) pulses, the channels are capable of toggling in step with the alternating transmission of two and three channel pulse mini-groups occurring within each half frame. Figure 10a reveals that both digital channels A and B are high during the dual pulse half frame and low during its triple pulse counterpart. Figure 10b shows just how simple the external circuitry can be. Digital channel B drives the channel select pin of a quad 2-input MUX that routes the LM1872 channels 1 and 2 outputs to the four new outputs labeled analog 1 through 4.

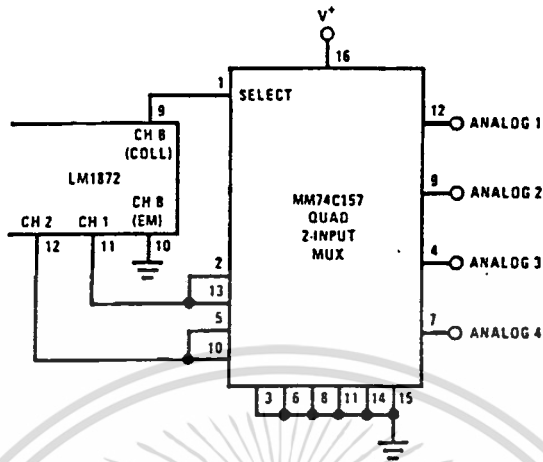
Although not the model of simplicity of Figure 10b, Figure 10c is a lower cost alternative that works just as well. The diodes with the asterisk prevent a ground step from occurring that could false trip an excessively edge sensitive servo and can be eliminated in many cases.



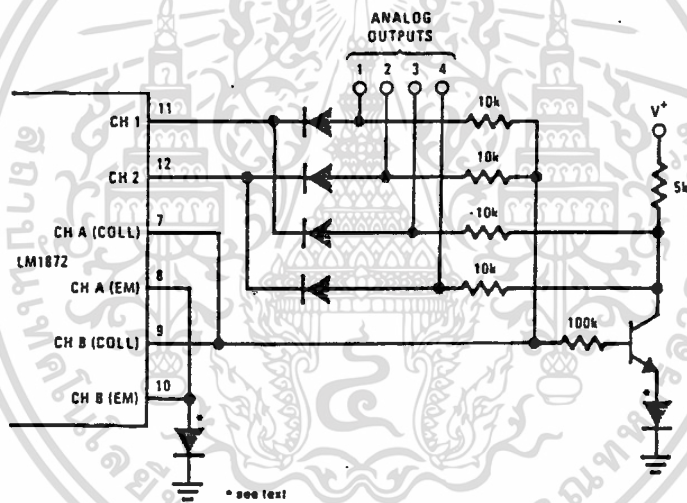
a) Transmitter, Receiver, and Auxiliary Decoder Timing Diagram

FIGURE 10. Deriving Four Analog Channels Through the Use of an Auxiliary Decoder

Applications (Continued)



b) Simple Decoding of Four Analog Channels with CMOS



c) Low-Cost Decoding of Four Analog Channels with DTL

FIGURE 10. Deriving Four Analog Channels Through the Use of an Auxiliary Decoder

Four Single Channel Receivers Driven from a Single Transmitter

When it is desired to control more than two vehicles or remote stations with the analog information from a single transmitter, the LM1872 can be put to the task. By utilizing the frame splitting technique previously described in Figure 10, up to four independent single analog channel receivers can be made to operate from a

single transmitter (Figure 11). Toggling digital channel A, either directly or through an inversion, is used to suppress a given receiver's analog output when the undesired analog channels are transmitted. In this manner, only the desired analog channel is outputted at each receiver. The amount of external circuitry required to do this is minimal; two receivers require a single transistor apiece while the other two receivers need no extra parts at all.

Applications (Continued)

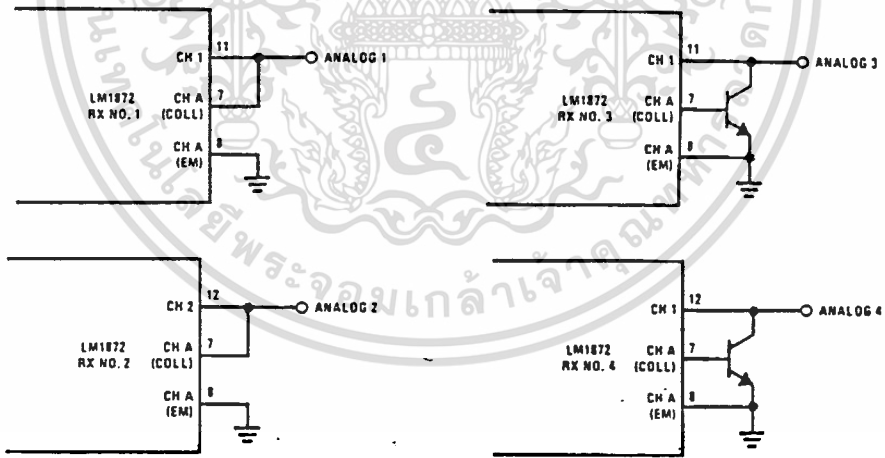
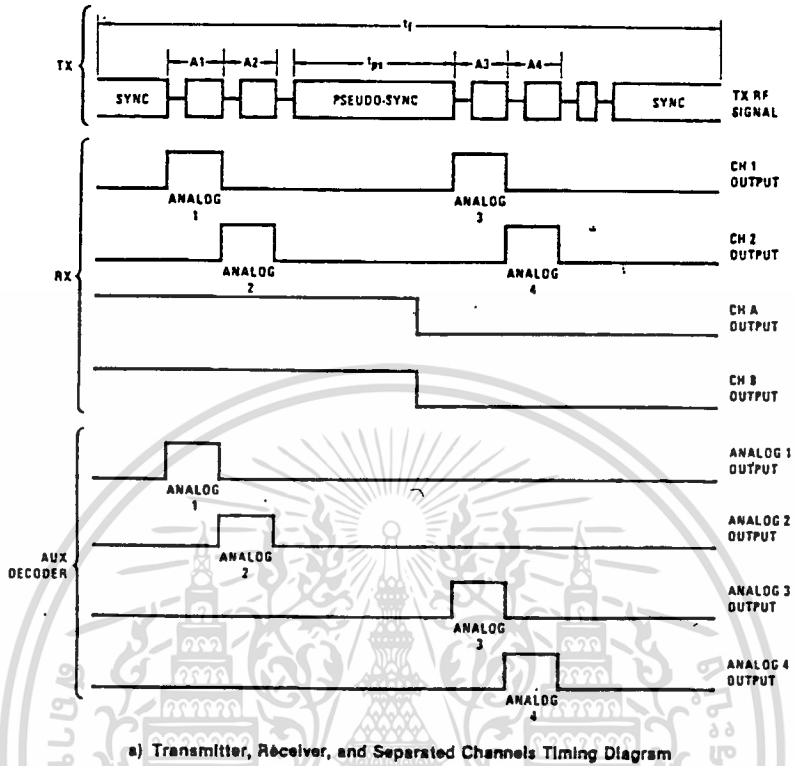


FIGURE 11. Obtaining Four Independent Single Analog Channel Receivers from a Single Common Transmitter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

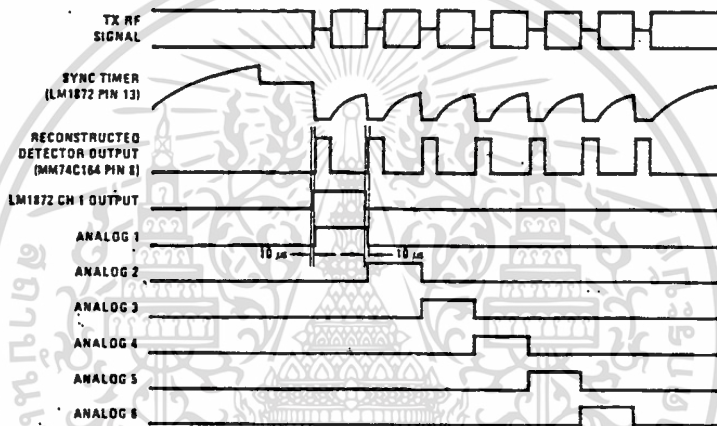
## Applications (Continued)

### Expansion to Six Analog Channels

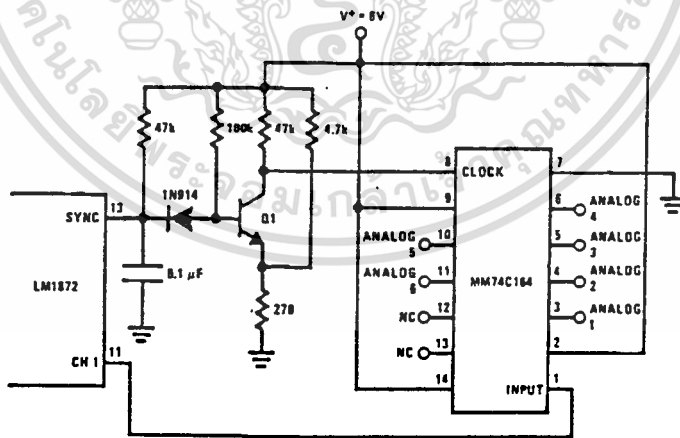
Still greater analog capacity can be obtained with an out-board auxiliary decoder. The LM1872, a simple comparator, and an 8-bit parallel-out serial shift register comprise a six analog channel receiver/decoder (Figure 12). The one transistor comparator reconstructs the detector output of the LM1872 from the sync timer waveform and feeds it to the clock input of the shift register. The channel 1 output then loads a "one" into the register and the clock shifts the "one" down the line of analog channel outputs in accordance with the time information from the detector output. Note that the reconstructed detector waveform lags the channel 1 output very slightly ( $\approx 10 \mu\text{s}$ ) due to the finite slope of the sync capacitor discharge edge. This delay is very important as it insures that channel 1 is high when the clock strikes initially (thus loading a "1") and low for each subsequent positive clock edge (thus preventing the loading of extraneous "1's").

### Converting an Analog Channel to a Digital Channel

Either analog channel can be converted to a digital channel with the aid of a low cost CMOS hex inverter (Figure 13). The internal 10k resistor and external capacitor, C1, set a time constant (1 ms) that falls between a short (0.5 ms) and a long (2 ms) transmitted pulse option. For pulses longer than 1 ms, the first inverter will pull low momentarily once each frame. Repetitive discharges of C2 prevent it from ever reaching threshold ( $V^+/2$ ) because the R1 C2 time constant is set longer (70 ms) than the frame period. With the inverter input below threshold, Q1 will energize the load. For analog output pulses shorter than 1 ms, the first inverter will back bias D1 allowing C2 to ramp past threshold and Q1 to go off. For extra output drive, the remaining inverters in the package can be paralleled to drive Q1. Alternatively, for light loads Q1 can be eliminated altogether.



a) Six Channel Timing Diagram



b) Six Channel Auxiliary Decoder

FIGURE 12. Deriving Six Analog Channels

## Applications (Continued)

Where only one of the two available analog channels needs conversion to a digital format, the LM555 approach offers simplicity combined with up to 150 mA of output drive (Figure 14). The trailing edge of CH 1's output pulse is used to reset the timer in preparation for comparing CH 2's pulse width to the time constant (1.1 ms) set by the internal 10k resistor and C1. For CH 2 pulse widths greater than 1.1 ms C1 ramps to threshold,

setting an internal latch in the LM555 and causing the load to be energized. Due to the timing of the reset pulse, however, the LM555 output will go high again for 1.1 ms during the next pulse comparison cycle thus producing an ON state duty cycle of about 95%. For most commonly encountered loads such as motors, solenoids, lamps, and horns, this is of little consequence. The OFF state duty cycle is 100%.

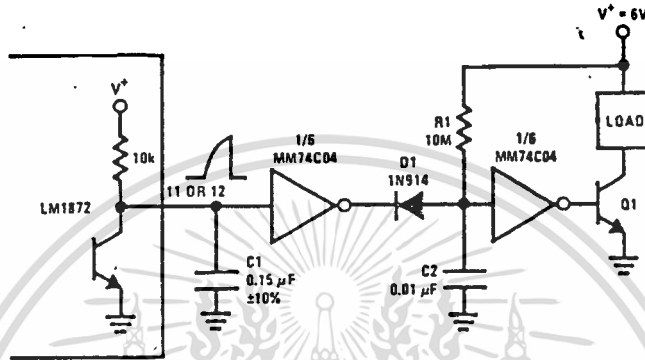


FIGURE 13. Conversion of an Analog Channel to a Digital (On/Off) Channel

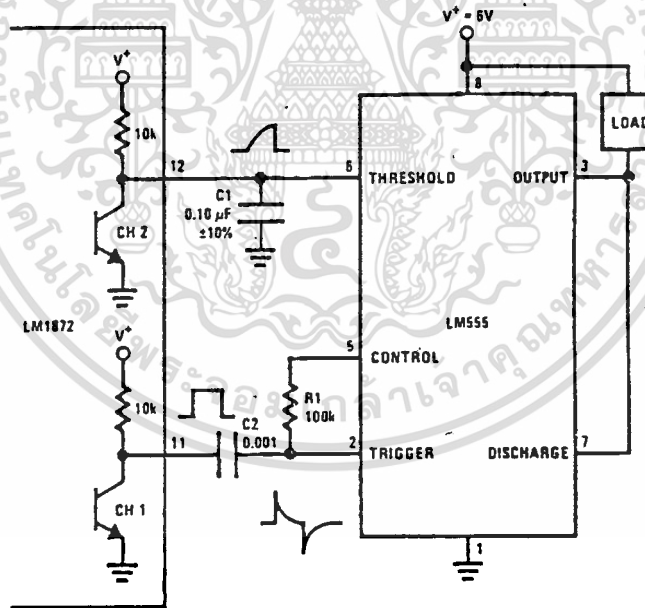


FIGURE 14. Simple Conversion of an Analog to a Digital Channel

**LM135/LM235/LM335, LM135A/LM235A/LM335A  
Precision Temperature Sensors**

**General Description**

The LM135 series are precision, easily-calibrated, integrated circuit temperature sensors. Operating as a 2-terminal zener, the LM135 has a breakdown voltage directly proportional to absolute temperature at +10 mV/°K. With less than 1Ω dynamic impedance the device operates over a current range of 400 μA to 5 mA with virtually no change in performance. When calibrated at 25°C the LM135 has typically less than 1°C error over a 100°C temperature range. Unlike other sensors the LM135 has a linear output.

Applications for the LM135 include almost any type of temperature sensing over a -55°C to +150°C temperature range. The low impedance and linear output make interfacing to readout or control circuitry especially easy.

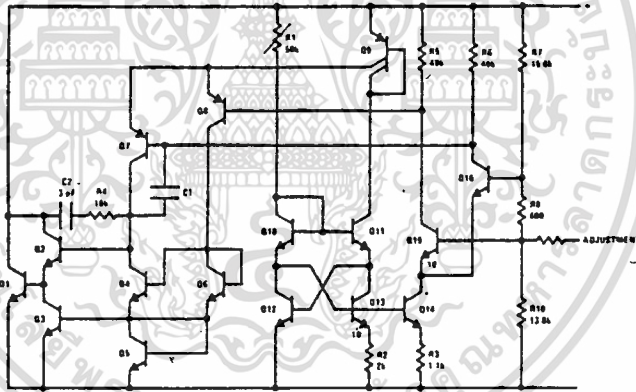
The LM135 operates over a -55°C to +150°C temperature range while the LM235 operates over a -40°C

to +125°C temperature range. The LM335 operates from -40°C to +100°C. The LM135/LM235/LM335 are available packaged in hermetic TO-46 transistor packages while the LM335 is also available in plastic TO-92 packages.

**Features**

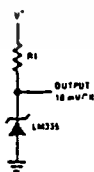
- Directly calibrated in °Kelvin
- 1°C initial accuracy available
- Operates from 400 μA to 5 mA
- Less than 1Ω dynamic impedance
- Easily calibrated
- Wide operating temperature range
- 200°C overrange
- Low cost

**Schematic Diagram**

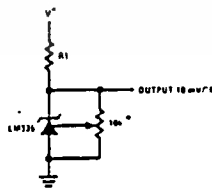


**Typical Applications**

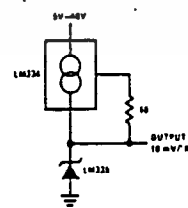
**Basic Temperature Sensor**



**Calibrated Sensor**



**Wide Operating Supply**



## Absolute Maximum Ratings

Reverse Current	15 mA
Forward Current	10 mA
Storage Temperature	
TO-46 Package	-60°C to +180°C
TO-92 Package	-60°C to +150°C
Specified Operating Temperature Range	
Continuous	Intermittent (Note 2)
LM135, LM135A	-55°C to +150°C
LM235, LM235A	-40°C to +125°C
LM335, LM335A	-40°C to +100°C
Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	300°C

## Temperature Accuracy LM135/LM235, LM135A/LM235A (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	LM135A/LM235A			LM135/LM235			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Operating Output Voltage	$T_C = 25^\circ\text{C}$ , $I_R = 1\text{ mA}$	2.97	2.98	2.99	2.95	2.98	3.01	V
Uncalibrated Temperature Error	$T_C = 25^\circ\text{C}$ , $I_R = 1\text{ mA}$		0.5	1		1	3	°C
Uncalibrated Temperature Error	$T_{\text{MIN}} < T_C < T_{\text{MAX}}$ , $I_R = 1\text{ mA}$		1.3	2.7		2	5	°C
Temperature Error with 25°C Calibration	$T_{\text{MIN}} < T_C < T_{\text{MAX}}$ , $I_R = 1\text{ mA}$		0.3	1		0.5	1.5	°C
Calibrated Error at Extended Temperatures	$T_C = T_{\text{MAX}}$ (Intermittent)		2			2		°C
Non-Linearity	$I_R = 1\text{ mA}$		0.3	0.5		0.3	1	°C

## Temperature Accuracy LM335, LM335A (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	LM335A			LM335			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Operating Output Voltage	$T_C = 25^\circ\text{C}$ , $I_R = 1\text{ mA}$	2.95	2.98	3.01	2.92	2.98	3.04	V
Uncalibrated Temperature Error	$T_C = 25^\circ\text{C}$ , $I_R = 1\text{ mA}$		1	3		2	6	°C
Uncalibrated Temperature Error	$T_{\text{MIN}} < T_C < T_{\text{MAX}}$ , $I_R = 1\text{ mA}$		2	5		4	9	°C
Temperature Error with 25°C Calibration	$T_{\text{MIN}} < T_C < T_{\text{MAX}}$ , $I_R = 1\text{ mA}$		0.5	1		1	2	°C
Calibrated Error at Extended Temperatures	$T_C = T_{\text{MAX}}$ (Intermittent)		2			2		°C
Non-Linearity	$I_R = 1\text{ mA}$		0.3	1.5		0.3	1.5	°C

## Electrical Characteristics (Note 1)

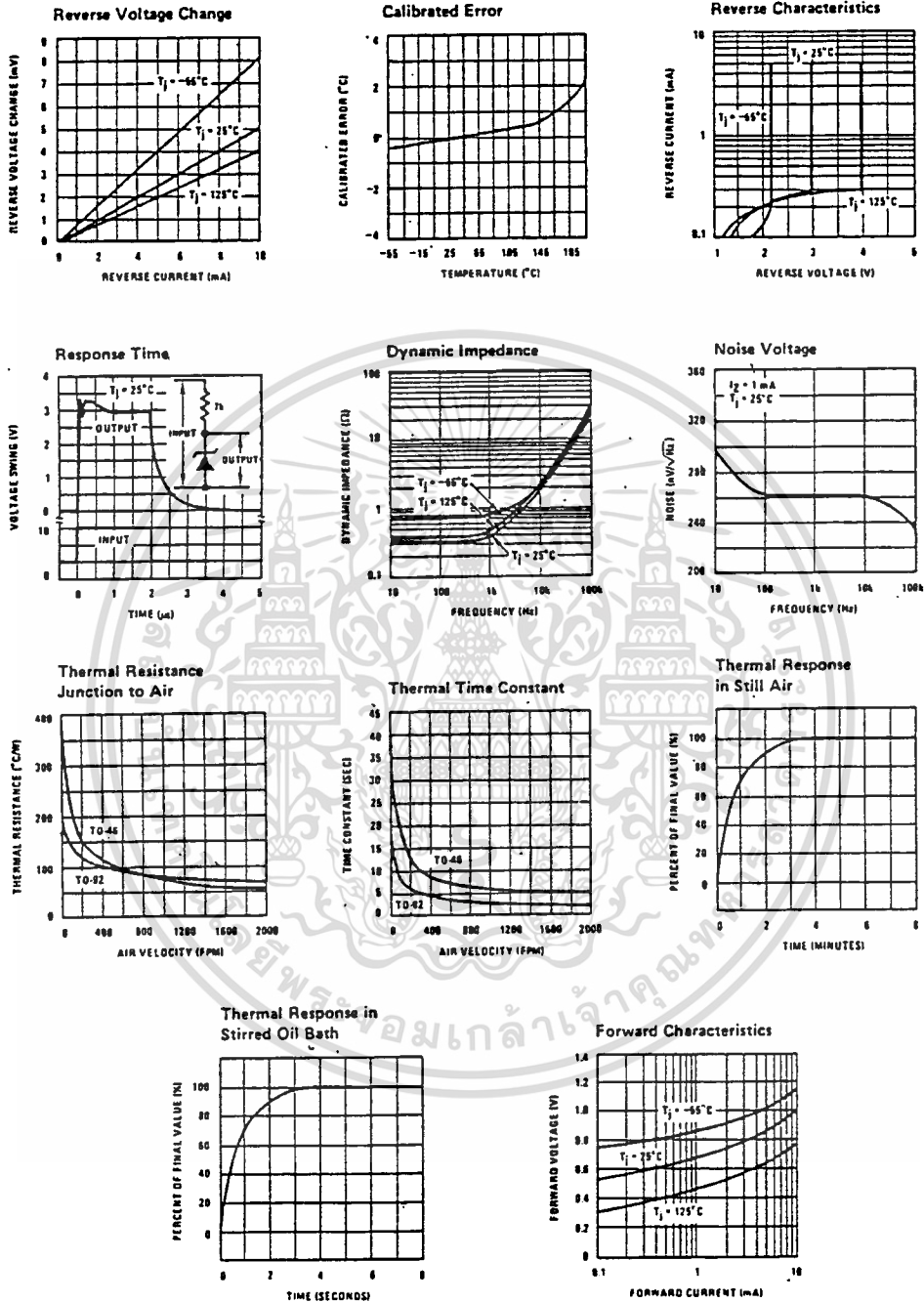
PARAMETER	CONDITIONS	LM135/LM235 LM135A/LM235A			LM335 LM335A			UNITS
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Operating Output Voltage Change with Current	$400\ \mu\text{A} < I_R < 5\text{ mA}$ At Constant Temperature		2.5	10		3	14	mV
Dynamic Impedance	$I_R = 1\text{ mA}$		0.5			0.6		$\Omega$
Output Voltage Temperature Drift			+10			+10		mV/°C
Time Constant	Still Air		80			80		sec
	100 ft/Min Air		10			10		sec
	Stirred Oil		1			1		sec
Time Stability	$T_C = 125^\circ\text{C}$		0.2			0.2		°C/khr

Note 1: Accuracy measurements are made in a well-stirred oil bath. For other conditions, self heating must be considered.

Note 2: Continuous operation at these temperatures for 10,000 hours for H package and 5,000 hours for Z package may decrease life expectancy of the device.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Performance Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Application Hints

### CALIBRATING THE LM135

Included on the LM135 chip is an easy method of calibrating the device for higher accuracies. A pot connected across the LM135 with the arm tied to the adjustment terminal allows a 1-point calibration of the sensor that corrects for inaccuracy over the full temperature range.

This single point calibration works because the output of the LM135 is proportional to absolute temperature with the extrapolated output of sensor going to 0V output at 0°K (-273.15°C). Errors in output voltage versus temperature are only slope (or scale factor) so a slope calibration at one temperature corrects at all temperatures.

The output of the device (calibrated or uncalibrated) can be expressed as:

$$V_{OUT_T} = V_{OUT_{T_0}} \times \frac{T}{T_0}$$

where T is the unknown temperature and T<sub>0</sub> is a reference temperature, both expressed in degrees Kelvin. By calibrating the output to read correctly at one

temperature the output at all temperatures is correct. Nominally the output is calibrated at 10 mV/°K.

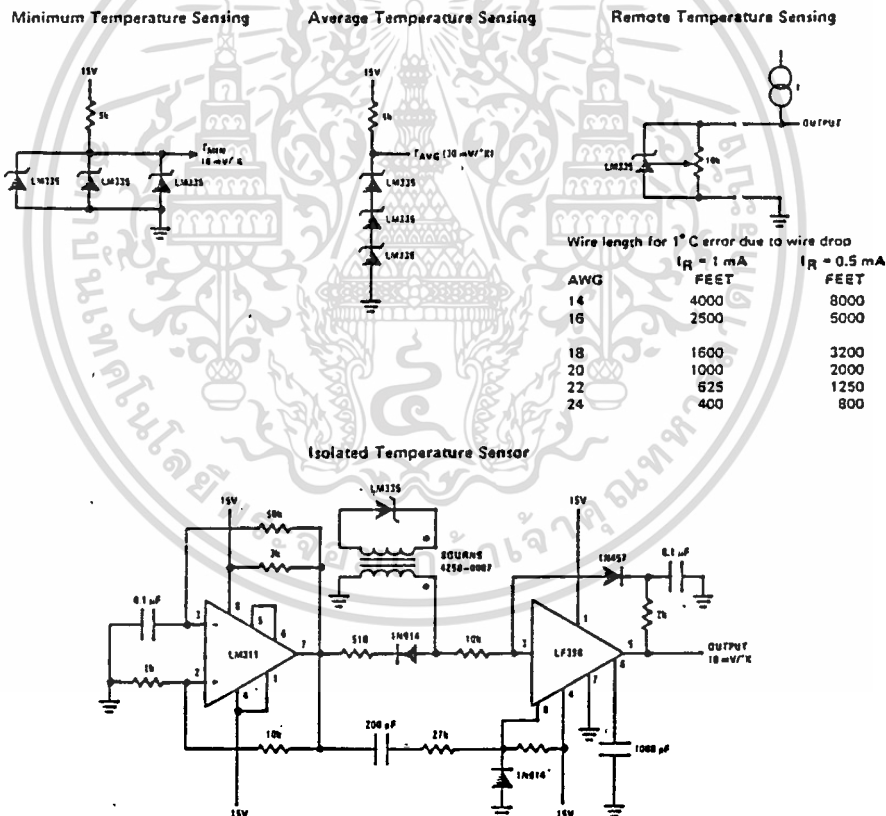
To insure good sensing accuracy several precautions must be taken. Like any temperature sensing device, self heating can reduce accuracy. The LM135 should be operated at the lowest current suitable for the application. Sufficient current, of course, must be available to drive both the sensor and the calibration pot at the maximum operating temperature.

If the sensor is used in an ambient where the thermal resistance is constant, self heating errors can be calibrated out. This is possible if the device is run with a temperature stable current. Heating will then be proportional to zero voltage and therefore temperature. This makes the self heating error proportional to absolute temperature the same as scale factor errors.

### WATERPROOFING SENSORS

Melttable inner core heat shrinkable tubing such as manufactured by Raychem can be used to make low-cost waterproof sensors. The LM135 is inserted into the tubing about 1/2" from the end and the tubing heated above the melting point of the core. The unfilled 1/2" end melts and provides a seal over the device.

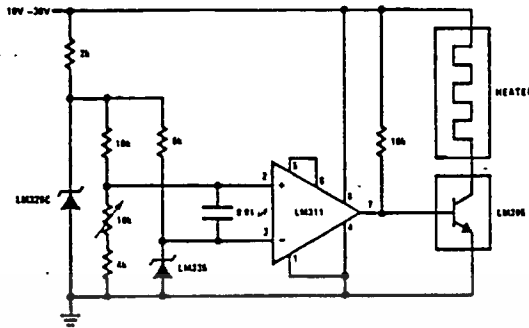
### Typical Applications (Continued)



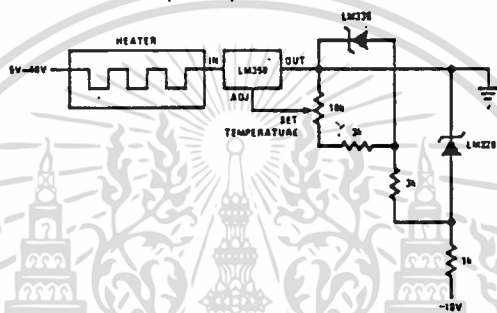
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Applications (Continued)

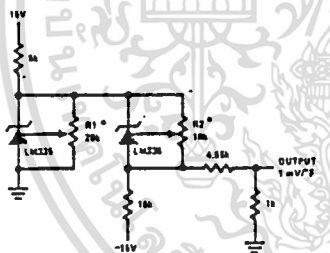
### Simple Temperature Controller



### Simple Temperature Control

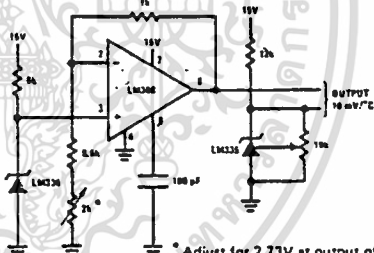


### Ground Referred Fahrenheit Thermometer



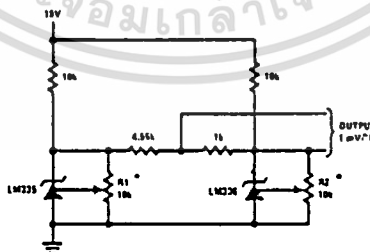
\* Adjust R2 for 2.554V across LM336.  
Adjust R1 for correct output.

### Centigrade Thermometer



\* Adjust for 2.73V at output of LM308

### Fahrenheit Thermometer

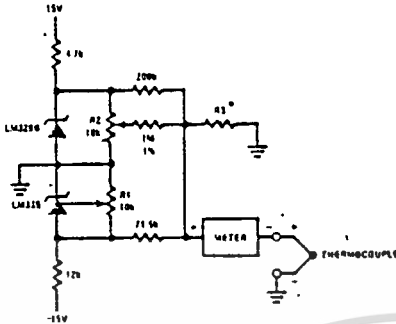


\* To calibrate adjust R2 for 2.554V across LM336.  
Adjust R1 for correct output.

## Typical Applications (Continued)

### THERMOCOUPLE COLD JUNCTION COMPENSATION

#### Compensation for Grounded Thermocouple



\* Select R3 for proper thermocouple type

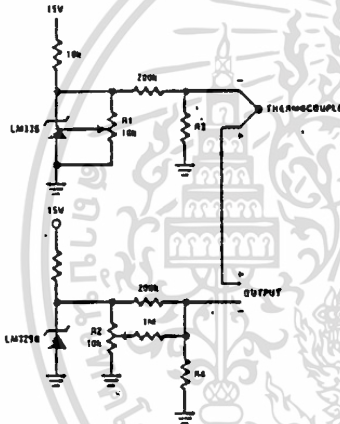
THERMO-COUPLE	R3	SEEBECK COEFFICIENT
J	377Ω	52.3 μV/°C
T	308Ω	42.8 μV/°C
K	293Ω	40.8 μV/°C
S	45.8Ω	6.4 μV/°C

Adjustments: Compensates for both sensor and resistor tolerances

1. Short LM3298
2. Adjust R1 for Seebeck Coefficient times ambient temperature (in degrees K) across R1
3. Short LM3298 and adjust R2 for voltage across R3 corresponding to thermocouple type

J	14.32 mV	K	11.17 mV
T	11.79 mV	S	1.768 mV

#### Single Power Supply Cold Junction Compensation



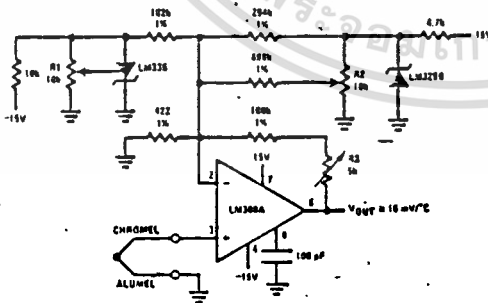
\* Select R3 and R4 for thermocouple type

THERMO-COUPLE	R3	R4	SEEBECK COEFFICIENT
J	1.05K	385Ω	52.3 μV/°C
T	856Ω	315Ω	42.8 μV/°C
K	816Ω	300Ω	40.8 μV/°C
S	128Ω	46.3Ω	6.4 μV/°C

Adjustments:  
 1. Adjust R1 for the voltage across R3 equal to the Seebeck Coefficient times ambient temperature in degrees Kelvin.  
 2. Adjust R2 for voltage across R4 corresponding to thermocouple

J	14.32 mV	K	11.17 mV
T	11.79 mV	S	1.768 mV

#### Centigrade Calibrated Thermocouple Thermometer



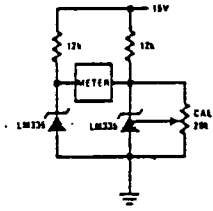
Terminate thermocouple reference junction in close proximity to LM335.

Adjustments:

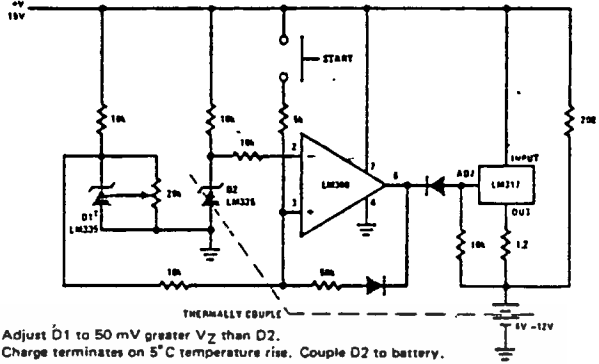
1. Apply signal in place of thermocouple and adjust R3 for a gain of 245.7.
2. Short non-inverting input of LM308A and output of LM3298 to ground.
3. Adjust R1 so that  $V_{OUT} = 2.982V @ 25^{\circ}C$ .
4. Remove short across LM3298 and adjust R2 so that  $V_{OUT} = 248 mV @ 25^{\circ}C$ .
5. Remove short across thermocouple.

## Typical Applications (Continued)

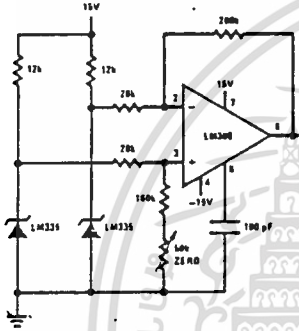
Differential Temperature Sensor



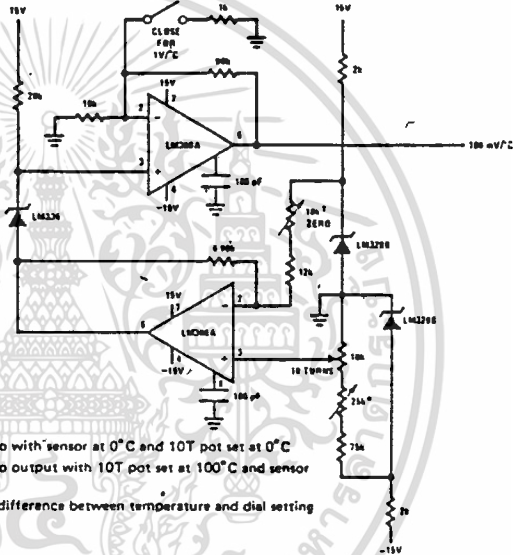
Fast Charger for Nickel-Cadmium Batteries



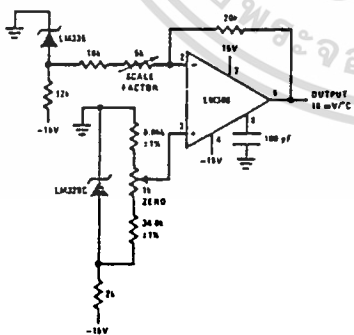
Differential Temperature Sensor



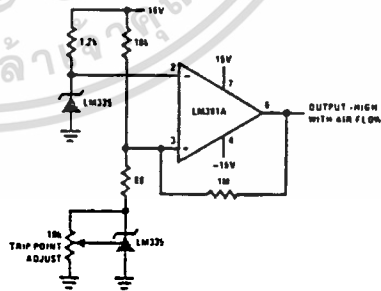
Variable Offset Thermometer †



Ground Referred Centigrade Thermometer



Air Flow Detector\*



\* Self heating is used to detect air flow

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Definition of Terms

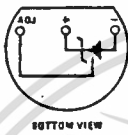
**Operating Output Voltage:** The voltage appearing across the positive and negative terminals of the device at specified conditions of operating temperature and current.

**Uncalibrated Temperature Error:** The error between the operating output voltage at  $10 \text{ mV}/^\circ\text{K}$  and case temperature at specified conditions of current and case temperature.

**Calibrated Temperature Error:** The error between operating output voltage and case temperature at  $10 \text{ mV}/^\circ\text{K}$  over a temperature range at a specified operating current with the  $25^\circ\text{C}$  error adjusted to zero.

## Connection Diagrams

TO-92  
Plastic Package



Order Number LM335Z  
or LM335AZ  
See NS Package Z03A

TO-46  
Metal Can Package\*



\* Case is connected to negative pin

Order Number LM135H,  
LM235H, LM335H, LM135AH,  
LM235AH or LM335AH  
See NS Package H03H

## LM131A/LM131, LM231A/LM231, LM331A/LM331 Precision Voltage-to-Frequency Converters

### General Description

The LM131/LM231/LM331 family of voltage-to-frequency converters are ideally suited for use in simple low-cost circuits for analog-to-digital conversion, precision frequency-to-voltage conversion, long-term integration, linear frequency modulation or demodulation, and many other functions. The output when used as a voltage-to-frequency converter is a pulse train at a frequency precisely proportional to the applied input voltage. Thus, it provides all the inherent advantages of the voltage-to-frequency conversion techniques, and is easy to apply in all standard voltage-to-frequency converter applications. Further, the LM131A/LM231A/LM331A attains a new high level of accuracy versus temperature which could only be attained with expensive voltage-to-frequency modules. Additionally the LM131 is ideally suited for use in digital systems at low power supply voltages and can provide low-cost analog-to-digital conversion in microprocessor-controlled systems. And, the frequency from a battery powered voltage-to-frequency converter can be easily channeled through a simple photoisolator to provide isolation against high common mode levels.

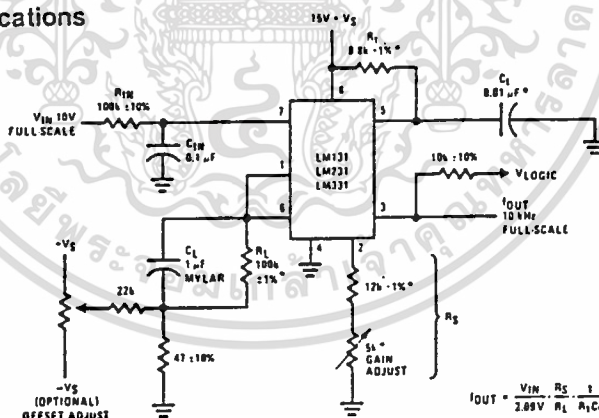
The LM131/LM231/LM331 utilizes a new temperature-compensated band-gap reference circuit, to provide excellent accuracy over the full operating temperature range, at power supplies as low as 4.0V. The precision timer circuit has low bias currents without degrading

the quick response necessary for 100 kHz voltage-to-frequency conversion. And the output is capable of driving 3 TTL loads, or a high voltage output up to 40V, yet is short-circuit-proof against V<sub>CC</sub>.

### Features

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

### Typical Applications



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

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

## Absolute Maximum Ratings

	LM131A/LM131	LM231A/LM231	LM331A/LM331
Supply Voltage	40V	40V	40V
Output Short Circuit to Ground	Continuous	Continuous	Continuous
Output Short Circuit to VCC	Continuous	Continuous	Continuous
Input Voltage	-0.2V to +V <sub>S</sub>	-0.2V to +V <sub>S</sub>	-0.2V to +V <sub>S</sub>
Operating Ambient Temperature Range	T <sub>MIN</sub> T <sub>MAX</sub> -55°C to +125°C	T <sub>MIN</sub> T <sub>MAX</sub> -25°C to +85°C	T <sub>MIN</sub> T <sub>MAX</sub> 0°C to +70°C
Power Dissipation (P <sub>D</sub> at 25°C) and Thermal Resistance (θ <sub>J-A</sub> )			
(H Package) P <sub>D</sub>	670 mW	570 mW	570 mW
θ <sub>J-A</sub>	150°C/W	150°C/W	150°C/W
(N Package) P <sub>D</sub>		500 mW	500 mW
θ <sub>J-A</sub>		155°C/W	155°C/W

## Electrical Characteristics T<sub>A</sub> = 25°C unless otherwise specified. (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
VFC Non-Linearity (Note 2)	4.5V ≤ V <sub>S</sub> ≤ 20V		±0.003	±0.01	% Full-Scale
	T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>A</sub> ≤ T <sub>MAX</sub>		±0.006	±0.02	% Full-Scale
In Circuit of Figure 1	V <sub>S</sub> = 15V, f = 10 Hz to 11 kHz		±0.024	±0.14	% Full-Scale
Conversion Accuracy Scale Factor (Gain)	V <sub>IN</sub> = -10V, R <sub>S</sub> = 14 kΩ				
LM131, LM131A, LM231, LM231A		0.95	1.00	1.05	kHz/V
LM331, LM331A		0.90	1.00	1.10	kHz/V
Temperature Stability of Gain	T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>A</sub> ≤ T <sub>MAX</sub> , 4.5V ≤ V <sub>S</sub> ≤ 20V				
LM131/LM231/LM331			±30	±150	ppm/°C
LM131A/LM231A/LM331A			±20	±50	ppm/°C
Change of Gain with V <sub>S</sub>	4.5V ≤ V <sub>S</sub> ≤ 10V		0.01	0.1	%/V
	10V ≤ V <sub>S</sub> ≤ 40V		0.006	0.06	%/V
Rated Full-Scale Frequency	V <sub>IN</sub> = +10V	10.0			kHz
Overrange (Beyond Full-Scale) Frequency	V <sub>IN</sub> = -11V	10			%
<b>INPUT COMPARATOR</b>					
Offset Voltage			±3	±10	mV
LM131/LM231/LM331	T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>A</sub> ≤ T <sub>MAX</sub>		±4	±14	mV
LM131A/LM231A/LM331A	T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>A</sub> ≤ T <sub>MAX</sub>		±3	±10	mV
Bias Current			-80	-300	nA
Offset Current			±8	±100	nA
Common-Mode Range	T <sub>MIN</sub> ≤ T <sub>A</sub> ≤ T <sub>MAX</sub>	-0.2		V <sub>CC</sub> -2.0	V
<b>TIMER</b>					
Timer Threshold Voltage, Pin 5		0.63	0.667	0.70	<sup>9</sup> × V <sub>S</sub>
Input Bias Current, Pin 5	V <sub>S</sub> = 15V				
All Devices	0V ≤ V <sub>PIN 5</sub> ≤ 9.9V		±10	±100	nA
LM131/LM231/LM331	V <sub>PIN 5</sub> = 10V		200	1000	nA
LM131A/LM231A/LM331A	V <sub>PIN 5</sub> = 10V		200	500	nA
V <sub>SAT</sub> PIN 5 (Reset)	I = 5 mA		0.22	0.5	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

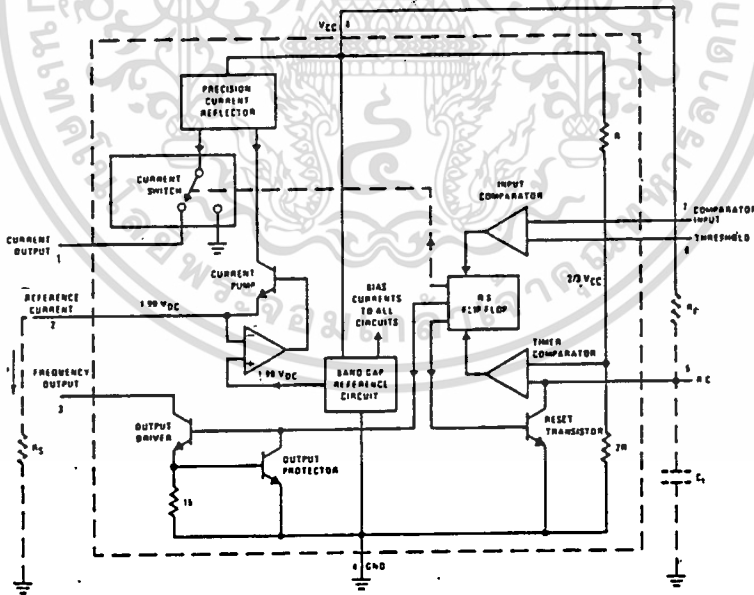
**Electrical Characteristics** (Continued)  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified (Note 1)

PARAMETER	CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
<b>CURRENT SOURCE (Pin 1)</b>					
Output Current LM131, LM131A, LM231, LM231A LM331, LM331A	$R_S = 14\text{ k}\Omega, V_{PIN\ 1} = 0$	126 116	135 136	144 156	$\mu\text{A}$
Change with Voltage	$0\text{V} \leq V_{PIN\ 1} \leq 10\text{V}$		0.2	1.0	$\mu\text{A}$
Current Source OFF Leakage LM131, LM131A LM231, LM231A, LM331, LM331A All Devices	$T_A = T_{MAX}$		0.01 0.02 2.0	1.0 10.0 50.0	nA
Operating Range of Current I(Typical)			(10 to 500)		$\mu\text{A}$
<b>REFERENCE VOLTAGE (Pin 2)</b>					
LM131, LM131A, LM231, LM231A LM331, LM331A		1.76 1.70	1.89 1.89	2.02 2.08	V <sub>DC</sub>
Stability vs Temperature			$\pm 60$		ppm/ $^\circ\text{C}$
Stability vs Time, 1000 Hours			$\pm 0.1$		%
<b>LOGIC OUTPUT (Pin 3)</b>					
V <sub>SAT</sub>	$I = 5\text{ mA}$ $I = 3.2\text{ mA}$ (2 TTL Loads), $T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$		0.15 0.10	0.50 0.40	V
OFF Leakage			$\pm 0.05$	1.0	$\mu\text{A}$
<b>SUPPLY CURRENT</b>					
LM131, LM131A, LM231, LM231A	$V_S = 5\text{V}$ $V_S = 40\text{V}$	2.0 2.5	3.0 4.0	4.0 6.0	mA
LM331, LM331A	$V_S = 5\text{V}$ $V_S = 40\text{V}$	1.5 2.0	3.0 4.0	6.0 8.0	mA

Note 1: All specifications apply in the circuit of Figure 3, with  $4.0\text{V} \leq V_S \leq 40\text{V}$ , unless otherwise noted.

Note 2: Nonlinearity is defined as the deviation of  $I_{OUT}$  from  $V_{IN} \times (10\text{ kHz}/-10\text{ V}_{DC})$  when the circuit has been trimmed for zero error at 10 Hz and at 10 kHz, over the frequency range 1 Hz to 11 kHz. For the timing capacitor,  $C_T$ , use NPO ceramic, Teflon<sup>®</sup>, or polystyrene.

**Functional Block Diagrams**



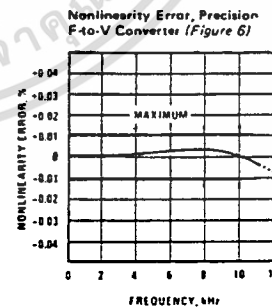
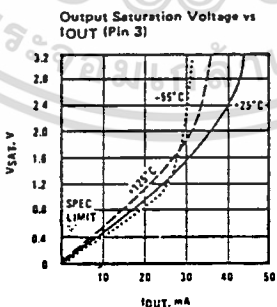
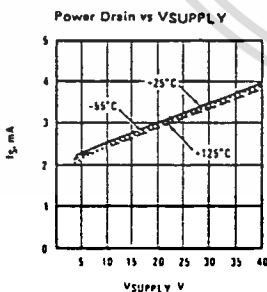
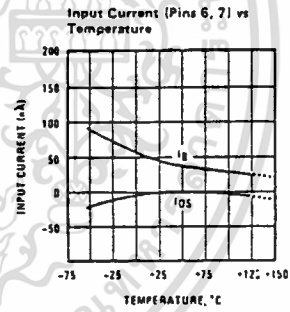
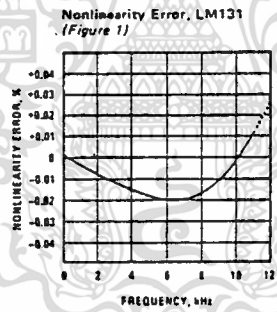
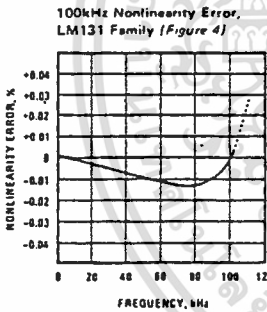
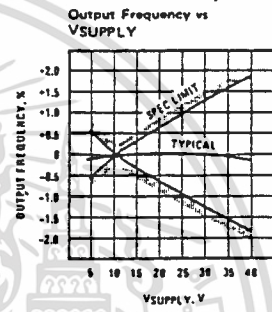
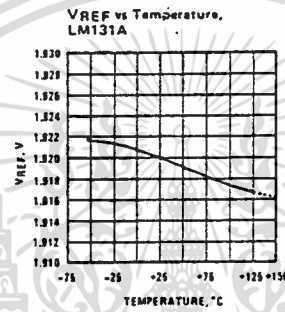
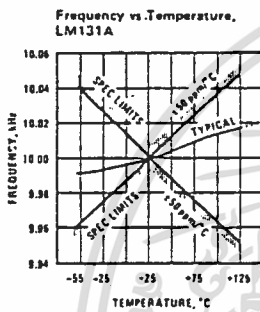
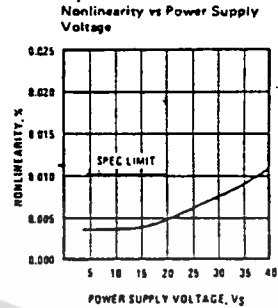
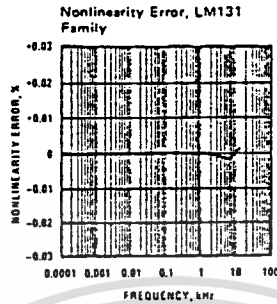
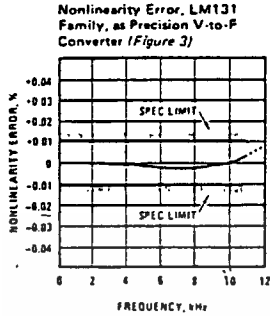
\* Registered trademark of DuPont

FIGURE 1a

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Typical Performance Characteristics

(All electrical characteristics apply for the circuit of Figure 3, unless otherwise noted.)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Applications (Continued)

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

The LM131 is a monolithic circuit designed for accuracy and versatile operation when applied as a voltage-to-frequency (V-to-F) converter or as a frequency-to-voltage (F-to-V) converter. A simplified block diagram of the LM131 is shown in Figure 2 and consists of a switched current source, input comparator, and 1-shot timer.

The operation of these blocks is best understood by going through the operating cycle of the basic V-to-F converter, Figure 2, which consists of the simplified block diagram of the LM131 and the various resistors and capacitors connected to it.

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

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

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

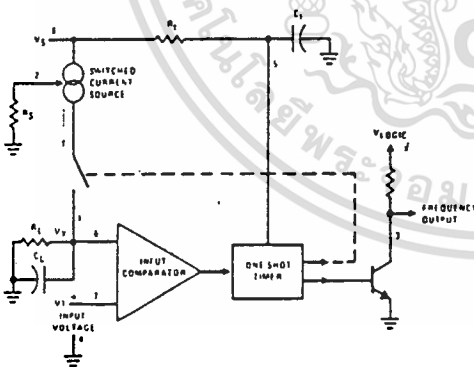


FIGURE 2. Simplified Block Diagram of Stand-Alone Voltage-to-Frequency Converter Showing LM131 and External Components

### DETAIL OF OPERATION, FUNCTIONAL BLOCK DIAGRAM (FIGURE 1a)

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

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

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

However, if the input comparator still detects pin 7 higher than pin 6 when pin 5 crosses  $2/3 V_{CC}$ , the flip-flop will not be reset, and the current at pin 1 will continue to flow, in its attempt to make the voltage at pin 6 higher than pin 7. This condition will usually apply under start-up conditions or in the case of an overload voltage at signal input. It should be noted that during this sort of overload, the output frequency will be 0; as soon as the signal is restored to the working range, the output frequency will be resumed.

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

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

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

The simple stand-alone V-to-F converter shown in Figure 1 includes all the basic circuitry of Figure 2 plus a few components for improved performance.

A resistor,  $R_{IN} = 100 k\Omega \pm 10\%$ , has been added in the path to pin 7, so that the bias current at pin 7 ( $\approx 80 nA$  typical) will cancel the effect of the bias current at pin 6 and help provide minimum frequency offset.

The resistance  $R_S$  at pin 2 is made up of a 12 kΩ fixed resistor plus a 5 kΩ (cermet, preferably) gain adjust rheostat. The function of this adjustment is to trim out the gain tolerance of the LM131, and the tolerance of  $R_T$ ,  $R_L$  and  $C_T$ . For best results, all the components

## Typical Applications (Continued)

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

A capacitor is added from pin 7 to ground to act as a filter for  $V_{IN}$ . A value of  $0.01 \mu\text{F}$  to  $0.1 \mu\text{F}$  will be adequate in most cases; however, in cases where better filtering is required, a  $1 \mu\text{F}$  capacitor can be used. When the RC time constants are matched at pin 6 and pin 7, a voltage step at  $V_{IN}$  will cause a step change in  $f_{OUT}$ . If  $C_{IN}$  is much less than  $C_L$ , a step at  $V_{IN}$  may cause  $f_{OUT}$  to stop momentarily.

A  $47\Omega$  resistor, in series with the  $1 \mu\text{F}$   $C_L$ , is added to give hysteresis effect which helps the input comparator provide the excellent linearity (0.03% typical).

### DETAIL OF OPERATION OF PRECISION V-TO-F CONVERTER (FIGURE 3)

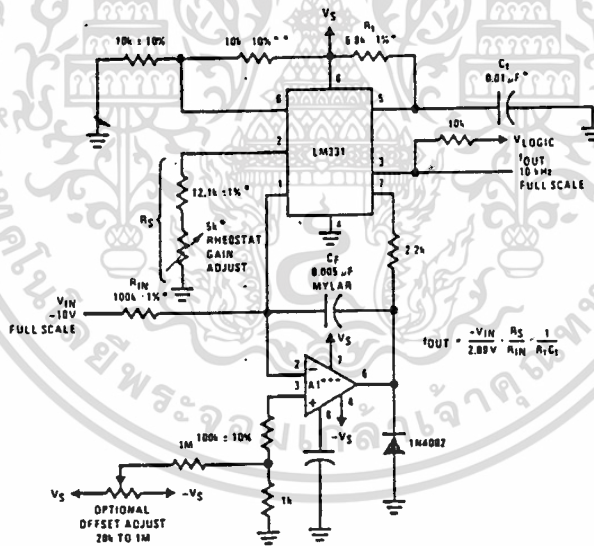
In this circuit, integration is performed by using a conventional operational amplifier and feedback capacitor,  $C_F$ . When the integrator's output crosses the nominal threshold level at pin 6 of the LM131, the timing cycle is

\*Registered trademark of DuPont

initiated. The average current fed into the op amp's summing point (pin 2) is  $i \times (1.1 R_1 C_1) \times t$  which is perfectly balanced with  $-V_{IN}/R_{IN}$ . In this circuit, the voltage offset of the LM131 input comparator does not affect the offset or accuracy of the V-to-F converter as it does in the stand-alone V-to-F converter, nor does the LM131 bias current or offset current. Instead, the offset voltage and offset current of the operational amplifier are the only limits on how small the signal can be accurately converted. Since op amps with voltage offset well below 1 mV and offset currents well below 2 nA are available at low cost, this circuit is recommended for best accuracy for small signals. This circuit also responds immediately to any change of input signal (which a stand-alone circuit does not) so that the output frequency will be an accurate representation of  $V_{IN}$ , as quickly as 2 output pulses' spacing can be measured.

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

The circuit of Figure 4 operates in the same way as Figure 3, but with the necessary changes for high speed operation.



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

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

\*\*\*Use low offset voltage and low offset current op amps for A1. recommended types LM108, LM308A, LF351B

FIGURE 3. Standard Test Circuit and Applications Circuit, Precision Voltage-to-Frequency Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Typical Applications (Continued)

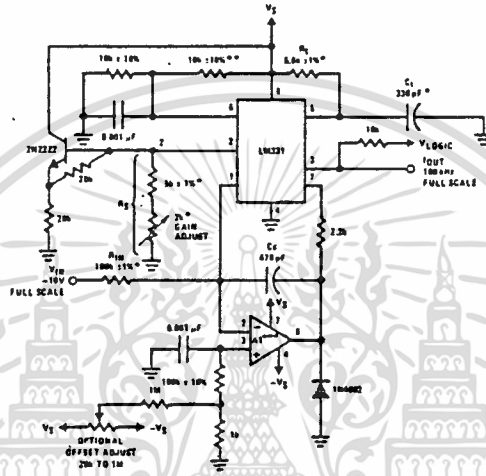
### DETAILS OF OPERATION, FREQUENCY-TO-VOLTAGE CONVERTERS (FIGURES 5 AND 6)

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

In the simple circuit of Figure 5, this current is filtered in the network  $R_L = 100 \text{ k}\Omega$  and  $1 \mu\text{F}$ . The ripple will be less than 10 mV peak, but the response will be slow,

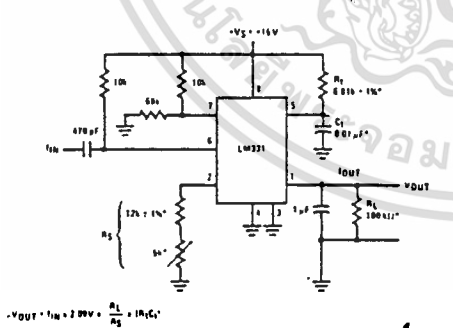
with a 0.1 second time constant, and settling of 0.7 second to 0.1% accuracy.

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



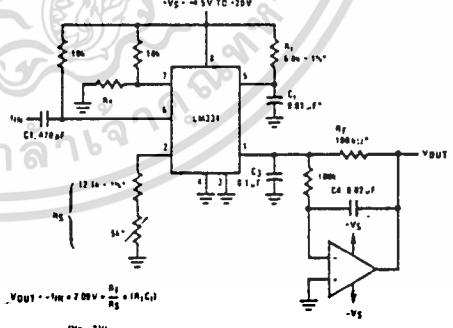
- \* Use stable components with low temperature coefficients. See Typical Applications section.
- \*\* This resistor can be 5 k $\Omega$  or 10 k $\Omega$  for  $V_S = 8 \text{ V}$  to 22 V, but must be 10 k $\Omega$  for  $V_S = 4.5 \text{ V}$  to 8 V.
- \*\*\* Use low offset voltage and low offsets current op amps for A1 recommended types LF351B or LF356.

FIGURE 4. Precision Voltage-to-Frequency Converter, 100 kHz Full-Scale,  $\pm 0.03\%$  Non-Linearity



$V_{OUT} = f_{IN} \times 2.99 \text{ V} \times \frac{R_L}{R_3} \times 100 \mu\text{s} C_2$

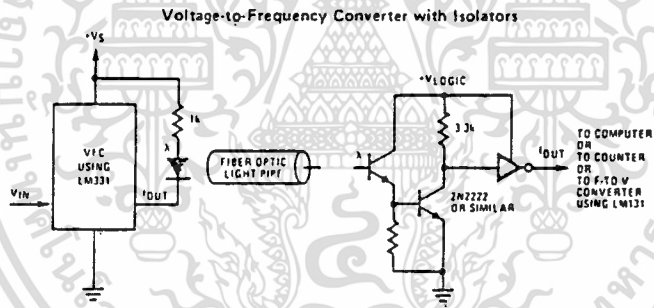
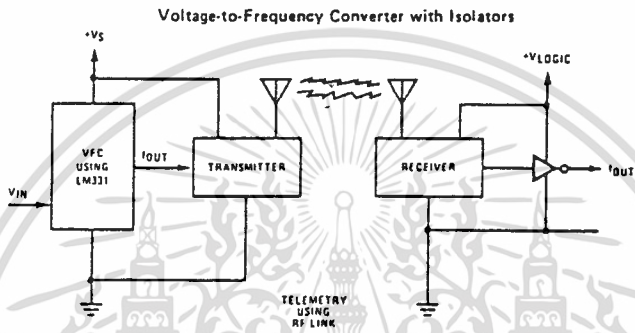
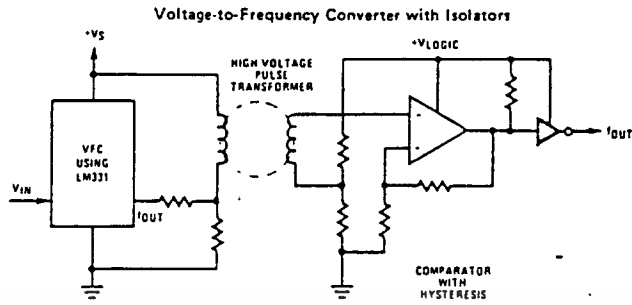
FIGURE 5. Simple Frequency-to-Voltage Converter, 10 kHz Full-Scale,  $\pm 0.06\%$  Non-Linearity



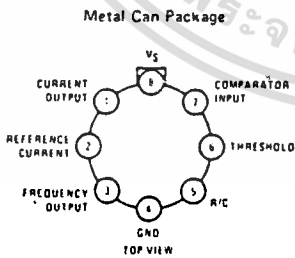
$V_{OUT} = f_{IN} \times 7.99 \text{ V} \times \frac{R_5}{R_3} \times 100 \mu\text{s} C_2$

FIGURE 6. Precision Frequency-to-Voltage Converter, 10 kHz Full-Scale with 2-Pole Filter,  $\pm 0.01\%$  Non-Linearity Maximum

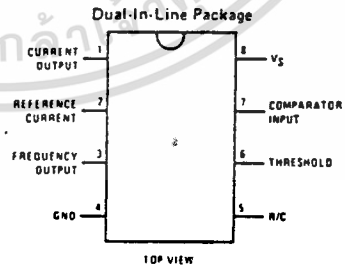
## Typical Applications (Continued)



## Connection Diagrams



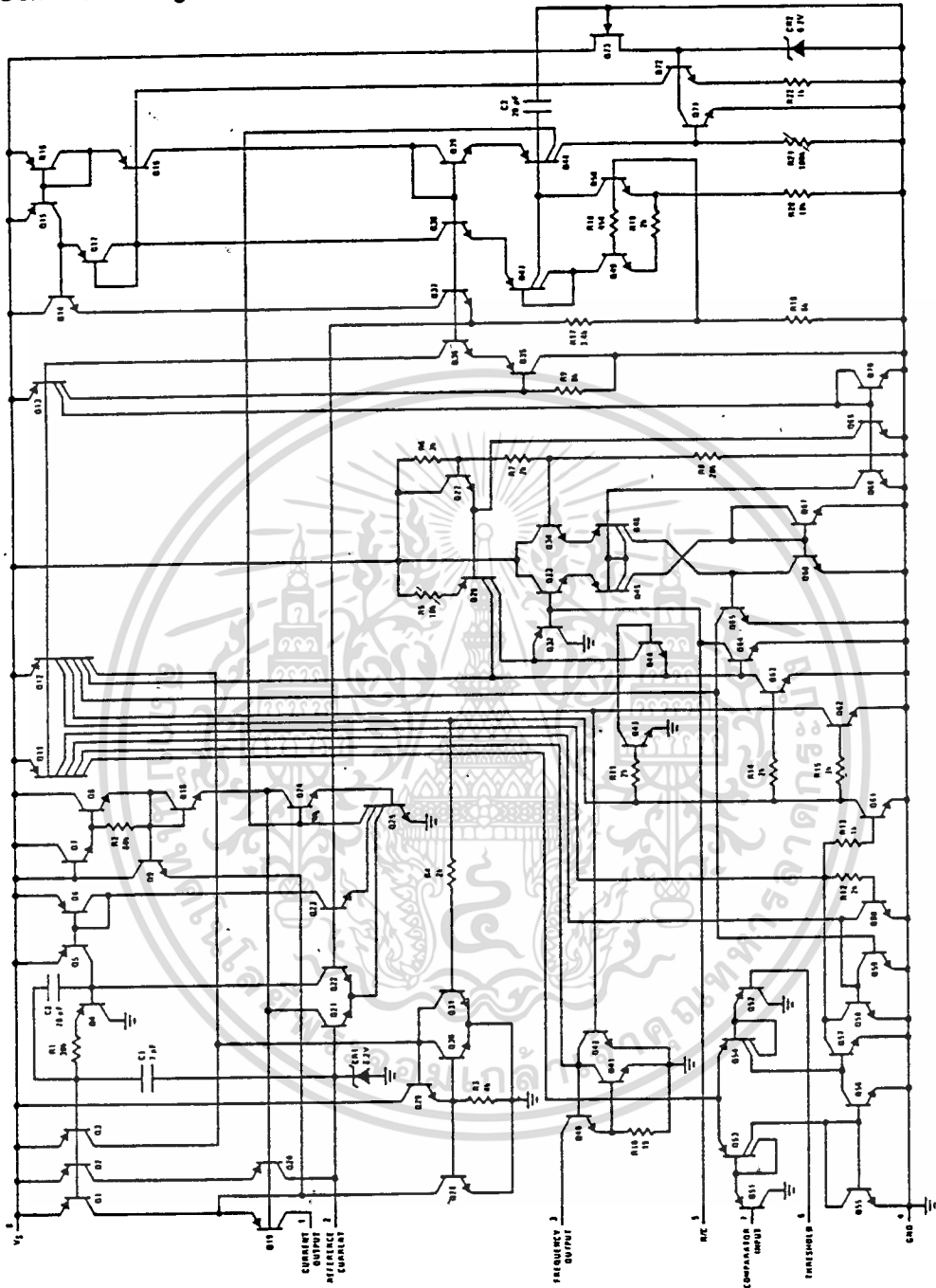
Order Number LM131AH, LM131H, LM231AH,  
LM231H, LM331AH or LM331H  
See NS Package M08C



Order Number LM231AN, LM231N, LM331AN,  
or LM331N  
See NS Package N08B

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Schematic Diagram



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4026AB  
SCL4033AB



# CMOS DECADE COUNTERS/ 7-SEGMENT DECODERS

## FEATURES

- ◆ Decade Counter and 7-Segment Decoder in One Package
- ◆ Easily Interfaced with 7-Segment Display Types
- ◆ Direct Reset
- ◆ Display Enable Function (SCL4026AB)
- ◆ Ripple Blanking and Lamp Test Functions (SCL4033AB)
- ◆ Trigger from either Edge of Clock Input
- ◆ Carry Output for Cascading Stages
- ◆ Fully Static Operation - DC to 5MHz @ 10Vdc

## DESCRIPTION

These two devices each consist of a 5-stage Johnson Decade Counter and an Output Decoder which converts the Johnson code to a 7-segment decoded output for driving each stage in a numerical display. A high Reset signal clears the decade counter to its zero count. The counters have interchangeable Clock and Clock Enable lines for incrementing on either a positive-going or negative-going transition, respectively. Antilock gating is provided on the Johnson counter, thus assuring proper counting sequence. The Carry-Out (COUT) signal completes one cycle every ten clock input cycles and is used to directly clock the succeeding decade in a multi-decade counting chain.

### SCL4026AB

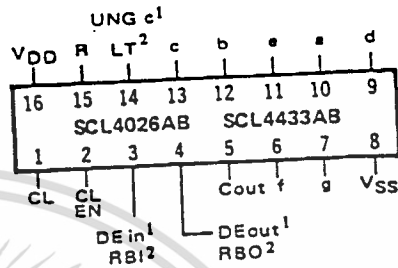
When the Display Enable is low, the seven decoded outputs are forced off regardless of the state of the counter. Activation of the display only when required results in significant power savings. This system also facilitates implementation of display-character multiplexing.

The Carry Out and ungated "C-segment" signals are not gated by the Display Enable and therefore are available continuously. This feature is a requirement in implementation of certain divider functions such as divide-by-60 and divide-by-12.

### SCL4033AB

The SCL4033AB has provisions for automatic blanking of the non-significant zeros in a multi-digit decimal number which results in an easily readable display consistent with normal writing practice. For example, the number 0050.0700 in an eight digit display would be displayed as 50.07. Zero suppression on the integer side is obtained by connecting the RBI terminal of the SCL4033AB associated with the most significant digit in the display to a "low-level" voltage and connecting the RBO terminal of that stage to the RBI terminal of the SCL4033AB in the next-lower-significant position in the display. This procedure is continued for each succeeding SCL4033AB on the integer side of the display. On the fraction side of the display the

## CONNECTION DIAGRAM (all packages)



1 SCL4026AB  
2 SCL4033AB

### Add suffix for package:

- C 16-pin Cardip
- D 16-pin Ceramic
- E 16-pin Epoxy
- F 16-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			

RBI of the SCL4033AB associated with the least significant digit is connected to a "low-level" voltage and the RBO of the SCL4033AB is connected to the RBI terminal of the SCL4033AB in the next-more-significant-digit position. Again, this procedure is continued for each SCL4033AB on the fraction side of the display.

In a purely fractional number the zero immediately preceding the decimal point can be displayed by connecting the RBI of that stage to a high voltage (instead of to the RBO of the next-more-significant stage). For Example: optional zero 0.7346.

Likewise, the zero in a number such as 7.634 can be displayed by connecting the RBI of the SCL4033AB associated with it to a "high-level" voltage.

A "high" Lamp Test signal turns on all outputs

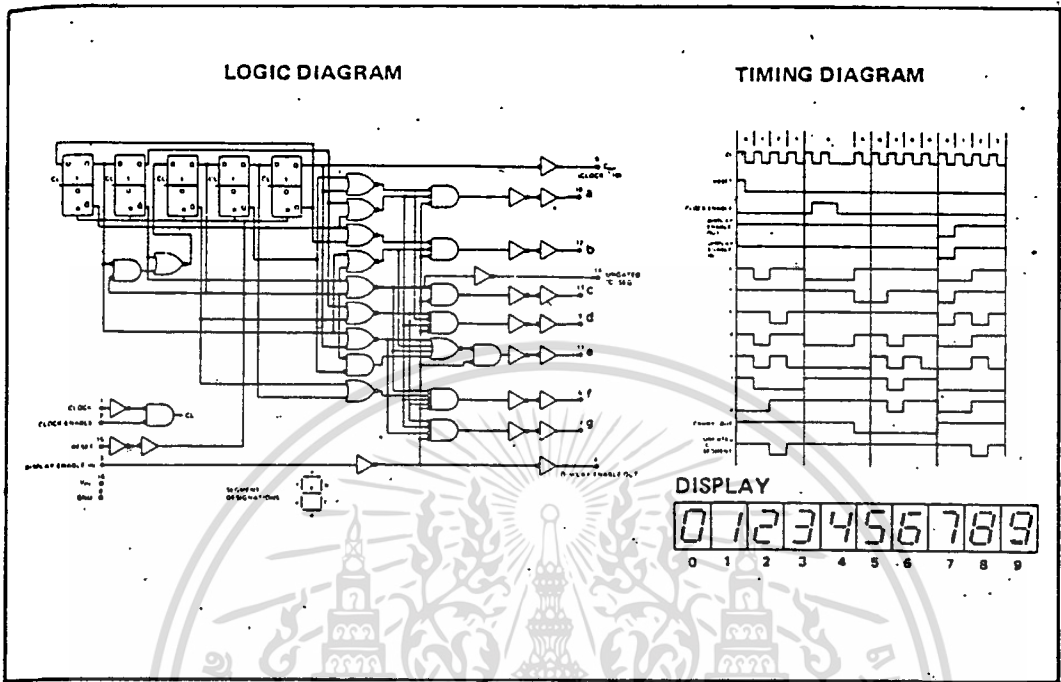
ELECTRICAL CHARACTERISTICS

STATIC CHARACTERISTICS<sup>1</sup>

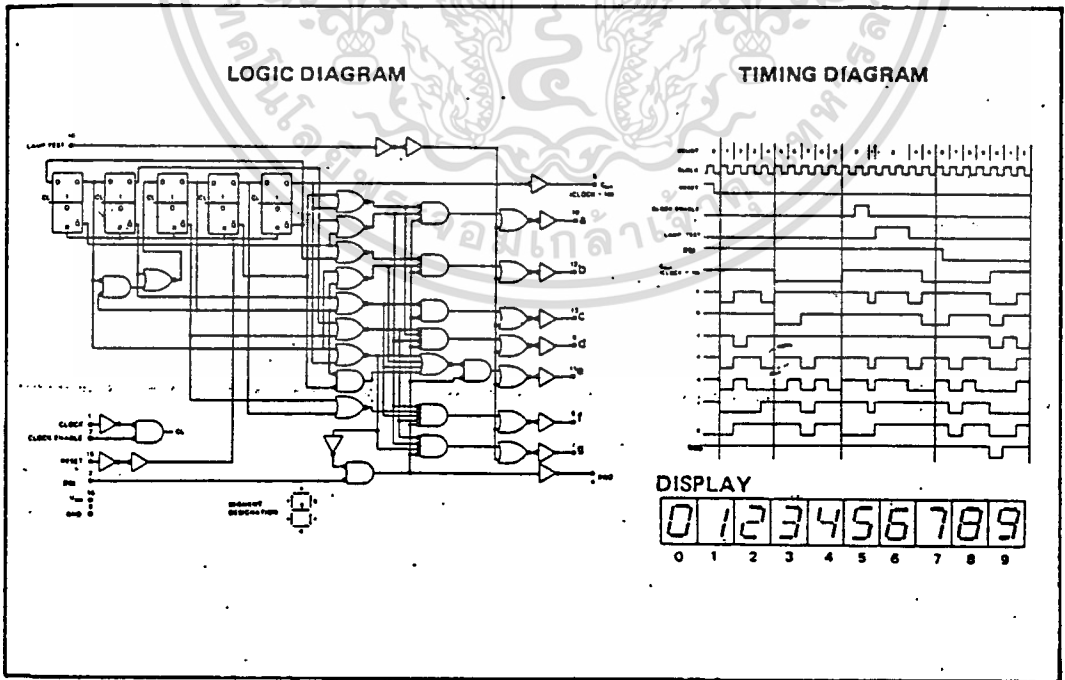
PARAMETER	V <sub>DD</sub> (Vdc)	CONDITIONS	T <sub>LOW</sub> <sup>2</sup>		+25°C			T <sub>HIGH</sub> <sup>3</sup>		Units						
			Min.	Max.	Min.	Typ.	Max.	Min.	Max.							
QUIESCENT DEVICE CURRENT	I <sub>DD</sub>	V <sub>IN</sub> =V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub> All valid input combinations	-	5	-	0.05	5	-	150	μA <sub>dc</sub>						
			-	10	-	0.1	10	-	300							
			-	20	-	0.2	20	-	600							
MINIMUM INPUT HIGH VOLTAGE	V <sub>IH</sub>	V <sub>O</sub> = 0.5V or 4.5V 1.0V or 9.0V 1.5V or 13.5V   I <sub>O</sub>   < 1μA	-	3.75	-	2.75	3.75	-	3.75	Vdc						
			-	7.5	-	5.5	7.5	-	7.5							
			-	11.25	-	8.25	11.25	-	11.25							
MAXIMUM INPUT LOW VOLTAGE	V <sub>IL</sub>	V <sub>O</sub> = 0.5V or 4.5V 1.0V or 9.0V 1.5V or 13.5V   I <sub>O</sub>   < 1μA	1.25	-	1.25	2.25	-	1.75	-	Vdc						
			2.5	-	2.5	4.5	-	2.5	-							
			3.75	-	3.75	6.75	-	3.75	-							
OUTPUT HIGH (SOURCE) CURRENT C, D, F, H device: Decoded outputs	I <sub>OH</sub>	V <sub>O</sub> = V <sub>OH</sub> =4.6V 9.5V 13.5V V <sub>IN</sub> =V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub>	-0.175	-	-0.14	-0.28	-	-0.10	-	mA <sub>dc</sub>						
			-0.375	-	-0.3	-0.6	-	-0.21	-							
			-1.25	-	-1.0	-2.5	-	-0.7	-							
			Carry output	5	-0.19	-	-0.15	-0.4	-		-0.11	-				
				10	-0.43	-	-0.35	-1.0	-		-0.25	-				
				15	-1.57	-	-1.25	-4.0	-		-0.88	-				
			Remaining Outputs	5	-0.10	-	-0.08	-0.2	-		-0.058	-				
				10	-0.25	-	-0.20	-0.5	-		-0.14	-				
				15	-0.75	-	-0.60	-1.5	-		-0.42	-				
			E device Decoded outputs	I <sub>OH</sub>	V <sub>O</sub> = V <sub>OH</sub> =4.6V 9.5V 13.5V V <sub>IN</sub> =V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub>	-0.168	-	-0.14	-0.28		-	-0.112	-	mA <sub>dc</sub>		
						-0.36	-	-0.3	-0.6		-	-0.24	-			
						-1.2	-	-1.0	-2.5		-	-0.8	-			
Carry output	5	-0.18				-	-0.15	-0.4	-	-0.12	-					
	10	-0.41				-	-0.35	-1.0	-	-0.29	-					
	15	-1.50				-	-1.25	-4.0	-	-1.0	-					
Remaining outputs	5	-0.096				-	-0.08	-0.2	-	-0.064	-					
	10	-0.24				-	-0.20	-0.5	-	-0.16	-					
	15	-0.72				-	-0.60	-1.5	-	-0.48	-					
OUTPUT LOW (SINK) CURRENT C, D, F, H device All Outputs Except Carry	I <sub>OL</sub>	V <sub>O</sub> = V <sub>OL</sub> =0.4V 0.5V 1.5V V <sub>IN</sub> =V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub>				0.125	-	0.1	0.3	-	0.07	-	mA <sub>dc</sub>			
						0.31	-	0.25	0.6	-	0.175	-				
						1.44	-	1.15	2.5	-	0.81	-				
			Carry output	5	0.19	-	0.15	0.4	-	0.11	-					
				10	0.45	-	0.35	1.0	-	0.25	-					
				15	1.57	-	1.25	4.0	-	0.88	-					
			E device All Outputs Except Carry	I <sub>OL</sub>	V <sub>O</sub> = V <sub>OL</sub> =0.4V 0.5V 1.5V V <sub>IN</sub> =V <sub>SS</sub> or V <sub>DD</sub>	0.12	-	0.1	0.3	-	0.08	-		mA <sub>dc</sub>		
						0.30	-	0.25	0.6	-	0.20	-				
						1.37	-	1.15	2.5	-	0.93	-				
						Carry output	5	0.18	-	0.15	0.4	-			0.12	-
							10	0.41	-	0.35	1.0	-			0.29	-
							15	1.5	-	1.25	4.0	-			1.0	-

NOTES: <sup>1</sup> Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".  
<sup>2</sup> T<sub>LOW</sub> = -55°C for C, D, F, H device.  
 = -40°C for E device.  
 T<sub>HIGH</sub> = +125°C for C, D, F, H device.  
 = + 85°C for E device.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



SCL4026AB Decade Counter/7-Segment Decoder with Display Enable



SCL4033AB Decade Counter/7-Segment Decoder with Ripple Blanking

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

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

PARAMETER		$V_{DD}$ (Vdc)	Min.	Typ.	Max.	Units
<b>CLOCKED OPERATION</b>						
PROPAGATION DELAY TIME Clock to Decoded Outputs	$t_{PLH}, t_{PHL}$	5	—	850	1700	ns
		10	—	250	500	
		15	—	200	400	
Clock to Carry Out	$t_{PLH}, t_{PHL}$	5	—	500	1000	ns
		10	—	125	250	
		15	—	100	200	
OUTPUT TRANSITION TIME Decoded Outputs	$t_{TLH}, t_{THL}$	5	—	450	900	ns
		10	—	200	400	
		15	—	150	300	
Carry Output	$t_{TLH}, t_{THL}$	5	—	250	500	ns
		10	—	125	250	
		15	—	100	200	
MINIMUM CLOCK OR ENABLE PULSE WIDTH	$PW_{CL}, PW_{CE}$	5	—	200	400	ns
		10	—	100	200	
		15	—	80	160	
MAXIMUM CLOCK FREQUENCY	$f_{CL}$	5	1.25	2.5	—	MHz
		10	2.5	5.0	—	
		15	3.0	6.0	—	
MAXIMUM CLOCK OR ENABLE RISE AND FALL TIME	$t_{rCL}, t_{fCL}$	5	15	—	—	$\mu\text{s}$
		10	15	—	—	
		15	3	—	—	
MINIMUM CLOCK OR ENABLE SETUP TIME	$t_{setup}$	5	—	250	500	ns
		10	—	100	200	
		15	—	80	160	
<b>RESET OPERATION</b>						
PROPAGATION DELAY TIME Reset to Decoded Outputs	$t_{PLH}, t_{PHL}$	5	—	700	1400	ns
		10	—	250	500	
		15	—	200	400	
Reset to Carry Output	$t_{PLH}, t_{PHL}$	5	—	500	1000	ns
		10	—	125	250	
		15	—	100	200	
MINIMUM RESET PULSE WIDTH	$PW_R$	5	—	200	400	ns
		10	—	100	200	
		15	—	80	160	
RESET REMOVAL TIME	$t_{rem}$	5	—	375	750	ns
		10	—	150	300	
		15	—	125	250	

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DISPLAY INTERFACE

