

การรักษาระยะห่างระหว่างของรถไฟฟ้าจำลอง
DISTANCE CONTROL BETWEEN MODEL CAR



นายกฤษฎา แซ่ตัน
นายสุรเดช ตรีนพรัตน์
นายอูรพงษ์ ลีลาสุวรรณศิริ

สพ.
ก 274 ก
545

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน.....50242
วัน,เดือน,ปี 28 เม.ย. 2547

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

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม
ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2545

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DISTANCE CONTROL BETWEEN MODEL CAR



**A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
BACHELOR OF ENGINEERING IN INSTRUMENTATION ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

2002

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองปริญญาโท

หัวข้อปริญญาโท การรักษาระยะห่างของรถไฟฟ้าจำลอง
DISTANCE CONTROL BETWEEN MODEL CAR

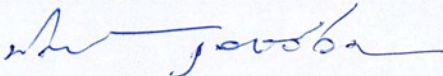
นักศึกษาผู้จัดทำ นายกฤษฎา แซ่ตัน รหัสประจำตัว 43015500
นายสุรเดช ตรีนพรัตน์ รหัสประจำตัว 43015543
นายอุรุพงษ์ สีลาสุวรรณศิริ รหัสประจำตัว 43015550

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมการวัดคุม
ปีการศึกษา 2545

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาโท	ลายมือชื่อ
รศ.ดร.พุศศักดิ์ ชิวสุวิทย์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 22 เมษายน พ.ศ. 2546
สถานที่สอบ ณ ห้องสอบปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม

ภาควิชารับรองแล้ว



(ผศ.ประสิทธิ์ จุลเสรีวงศ์)

หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์

การรักษาระยะห่างของรถไฟฟ้าจำลอง

DISTANCE CONTROL BETWEEN MODEL CAR

นักศึกษาผู้จัดทำ

นายกฤษฎา แซ่ตัน

นายสุรเดช ตรีนพรัตน์

นายอุรุพงษ์ ลีลาสุวรรณศิริ

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ดร.พุทศศักดิ์ ชิวสุวิทย์

ปีการศึกษา

2545

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันได้มีการนำเอาเซ็นเซอร์ชนิดต่าง ๆ เข้ามาประยุกต์ใช้งาน ในชีวิตประจำวันมากขึ้น อุลตราโซนิก ก็เป็นเซ็นเซอร์อีกชนิดหนึ่งเช่นกันที่นำมาใช้งาน ซึ่งสามารถนำมาใช้ประโยชน์ได้มากมายหลายอย่างเช่น การนำไปใช้เป็นตัวตรวจจับระยะทาง ความเร็ว การนับจำนวนสินค้าและอื่น ๆ มีมากมาย ในโครงงานนี้จะนำเอาอุลตราโซนิกเซ็นเซอร์มาประยุกต์ใช้ในการควบคุมระยะห่างระหว่างรถไฟฟ้าจำลอง เนื่องจากว่าอุลตราโซนิกเซ็นเซอร์ สามารถวัดระยะทางและสามารถปรับระยะความห่างระหว่างวัตถุกับตัวส่งสัญญาณได้

ในโครงงานนี้เลือกทำการรักษาระยะห่างระหว่างรถไฟฟ้า เพื่อเป็นแนวความคิดว่า หากในอนาคตรถทุกคันมีการรักษาระยะห่างระหว่างกันและกันแล้ว อาจทำให้ลดปัญหาการเกิดอุบัติเหตุได้

ลักษณะงานของ โครงงานนี้ คือ ใช้อุลตราโซนิกเป็นอุปกรณ์ตรวจจับวัตถุด้านหน้า และคำนวณระยะห่างระหว่างวัตถุด้านหน้ากับตัวส่งสัญญาณอุลตราโซนิกและนำสัญญาณที่ได้นั้นมาทำการเปลี่ยนแปลง เนื่องจากสัญญาณเอาท์พุทของอุลตราโซนิกเป็นดิจิตอล จึงต้องทำการแปลงเป็นสัญญาณอนาล็อก ในโครงงานนี้เลือกใช้ D/A Convertor แบบ DAC 0808 หลังจากที่ได้สัญญาณเป็นแบบอนาล็อก จึงนำมาควบคุมแรงดันให้กับวงจร ก่อนที่จะจ่ายไฟให้กับมอเตอร์เพื่อขับเคลื่อนรถไฟฟ้า แต่เนื่องจากรถต้องมีการถอยหลังได้และหยุดได้ เมื่อวัตถุข้างหน้าถอยมาใกล้ ๆ กับตัวรับส่งสัญญาณรถไฟฟ้าจะต้องถอยตาม ดังนั้นมอเตอร์จึงต้องกลับทางหมุนได้ เราจึงต้องใช้ Power Mosfet ใช้กับกลับทางหมุนให้กับมอเตอร์ โดยต่อภาคขับเคลื่อนมอเตอร์เป็นแบบวงจร 4 – Quatdrant drive ในการขับเคลื่อนมอเตอร์

Thesis Title	Distance Control Between Model Car
Authors	Mr.Kidsuda Saton Mr.Suradet Treenoppharat Mr.Auroopong Leelasuwansiri
Thesis Advisor	Assoc.Prof.Dr. Fusak Chewasuwit
Year	2002

ABSTRACT

Presently, various sensors play a vital role in our daily lives. Ultra Sonic is a kind of sensor used for work. It can be used for various applications, such as, can be used to measure distance, speed. Counting goods and many other uses. In this frame of work, the Ultra Sonic Sensor will be applied to control the distance of a miniature Sky Train, as Ultra Sonic Sensor is capable in measuring the distance and adjust the distance between material and signals.

This frame of work chooses to study the intervals of the train on the Sky Train. The trend of thought is that if all cars maintain intervals from each other in the future, this may reduce the number of accidents.

The property for this frame of work is to use Ultra Sonic Sensors to check what material in front of the train and calculates the distance from the material to the Ultra Sonic Signal, and converts the signal. The output of the Ultra Sonic is digital and thus has to be converted to Analog. This frame of work chose to use the D/A Converter model DAC 0808. After the signal is converted to Analog, it is used to control circuit pressure, before electricity is supplied to the motor, in order to make the train move. But due to the train having to move backwards and stopping, so when the material comes closer to the sensor, the train must move backwards also. Therefore, the motor must reverse direction. We use Power Mosfet in changing the direction of the motor, by connecting the motor drive circuit 4 – Quatdrant drive to drive the motor.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีนั้น เกิดขึ้นได้ เพราะได้รับความเมตตาจาก รศ.ดร.พุศกดี ชิวสุขวิทย์ ที่ได้ให้คำแนะนำแก่ผู้จัดทำ ตลอดจน อีกทั้งยังเอื้อเพื่ออุปการะทำงานและ เครื่องมือต่าง ๆ ในการทำปริญญานิพนธ์นี้ ผู้จัดทำรู้สึกซาบซึ้งและขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณอาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุมทุกท่าน ที่ได้ให้คำแนะนำอันเป็น ประโยชน์ต่อการทำปริญญานิพนธ์ในครั้งนี้



คณะผู้จัดทำ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูป	VII
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและเหตุจูงใจของวิจัย	1
1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญาานิพนธ์	1
1.3 ขอบเขตของปริญญาานิพนธ์	1
1.4 ขั้นตอนการศึกษา	2
บทที่ 2 อุลตราโซนิคเซ็นเซอร์	3
2.1 หน้าที่และการทำงาน	3
2.2 ทฤษฎี	3
2.3 อุลตราซาวด์ทรานสดิวซ์เซอร์ สำหรับเซ็นเซอร์ (Ultrasound Transducer for sensor)	5
2.3.1 อุลตราโซนิคทรานสดิวซ์เซอร์	5
2.3.2 ปิโซอิเล็กทริกทรานสดิวซ์เซอร์	6
2.4 ตัวกำเนิดความถี่	6
2.4.1 ตัวกำเนิดความถี่แบบโค้ง (Bending Oscillator)	6
2.4.2 ตัวกำเนิดความถี่แบบเยื่อบาง (Membrane Oscillator)	7
2.4.3 ตัวกำเนิดความถี่ $\lambda/4$	8
2.5 วงจรส่งผ่าน / รับ	10
2.6 การลดสัญญาณรบกวน (Noise) และภาวะการทำงาน	13
บทที่ 3 วงจรภาคเซ็นเซอร์	17
3.1 หลักการทำงานเบื้องต้น	17
3.2 ภาคเครื่องส่ง	18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและ IV อ่างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3 วงจรภาครีบ	20
3.4 วงจรนับและส่วนแสดงผล	21
บทที่ 4 ภาคแปลงสัญญาณและควบคุม	23
4.1 วงจร D/A Converter	23
4.2 วงจร PWM (Pulse width modulation)	24
4.3 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับ โหมคควบคุมแรงดัน	24
4.4 การกำหนดค่าเวลาการทำงาน	25
4.5 การทำงานของไอซี ในการคงค่าแรงดัน ของ Converter	25
4.6 การกำหนดค่าเวลาเพื่อ TD	26
4.7 การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุตของไอซี	26
บทที่ 5 ภาคขับเคลื่อนของรถไฟฟ้า	29
5.1 หม้อแปลงสวิตชิง	29
5.2 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง	29
5.3 แกนเฟอร์ไรต์	29
5.4 บอบบิ้น	30
5.5 ลวดทองแดงอบน้ำยา	30
5.6 เทปฉนวน	30
5.7 แกนเฟอร์ไรต์ และการเลือกใช้	30
5.7.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์	30
5.7.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสาร ที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์	32
5.7.3 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก สูงสุดในแกนหม้อแปลง	34
5.7.4 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม	36
5.7.5 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก ในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)	39
5.7.6 แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลง	40
5.8 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไฟโรมารีและขดเซคคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง	43
5.9 ฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์	45

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 6 สรุปผลการทำโครงการและข้อเสนอแนะ	52
บรรณานุกรม	54
ภาคผนวก	55



สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1 Block diagram ของรถไฟฟ้า	2
1.2 Block diagram ของรถไฟฟ้าที่มีการใส่วงจรควบคุม	2
2.1 หลักการทำงานของอุตตร้าโซนิคเซ็นเซอร์	3
2.2 ช่วงความถี่ของคลื่น	3
2.3 ความเร็วของเสียงผ่านอากาศ ที่ขึ้นอยู่กับความดันและอุณหภูมิ	4
2.4 อิเล็กโทรเดติก ทรานดิวิชเซอร์	5
2.5 ตัวกำเนิดความถี่แบบโค้ง	6
2.6 ตัวกำเนิดความถี่แบบเขื่อง	7
2.7 ตัวกำเนิดความถี่แบบ $\lambda/4$	8
2.8 แอมพลิฟายด์ และ O – Crossing	8
2.9 แอมพลิฟายด์ของเซ็นเซอร์ แบบ $\lambda/4$	9
2.10 คุณสมบัติของการส่ง	10
2.11 วงจรส่งผ่าน / รับ	11
2.12 วงจรเวลาคงที่	11
2.13 วงจรเวลาที่เปลี่ยนแปลงไป	12
2.14 ทรานดิวิชเซอร์ แบบขึ้นชิ้นการอิมพลัสที่ 170 MHz.	13
2.15 คุณสมบัติการตรวจจับ	13
2.16 พื้นผิวตรง	14
2.17 การตรวจจับของสิ่งของ	14
2.18 การเบี่ยงเบนของคลื่นเสียง	15
2.19 ระยะที่ปลอดภัย	15
3.1 Block diagram ของระบบการวัดระยะทางใกล้ไกลด้วยระบบอุตตร้าโซนิค	17
3.2 วงจรกำเนิดความถี่	18
3.3 วงจรหารสอง และ โมโนสเตเบิล	19
3.4 วงจรภาคส่งสัญญาณความถี่ 40KHz.	19
3.5 วงจรภาครับ	20
3.6 ลักษณะของวงจรมัน	21
3.7 วงจรภาคดีมอดูเลเตอร์ และ ฟลิปฟลอป	22

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.22 วงจรขับเคลื่อนรถไฟฟ้า	49
5.23 วงจร 4 – Quadrant drive	50
5.24 วงจร Buffer	50



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและเหตุจูงใจของวิจัย

เนื่องจากเทคโนโลยีเจริญมากขึ้น หลาย ๆ อย่างจึงต้องทำงานเป็นไปอย่างอัตโนมัติ เพื่อความสะดวกและรวดเร็วในการทำงานและสิ่งที่จะขาดไม่ได้ คือความปลอดภัย ดังนั้นจึงอย่างที่จะประดิษฐ์อุปกรณ์ที่คิดว่าจะนำมาใช้หรือดัดแปลงมาเพื่อใช้ร่วมกับอุปกรณ์หรือสิ่งอื่น ๆ จึงคิดได้ว่ามีสิ่งต่าง ๆ รอบ ๆ ตัวหลายอย่าง ยังคงต้องใช้คนเป็นคนควบคุมการบังคับ ตลอดเวลา เช่น รถยนต์ จึงมีความคิดว่า ถ้าทำอุปกรณ์ที่สามารถใช้ควบคุมสิ่งต่าง ๆ ให้ทำงานได้เอง เช่น ให้รถสามารถวิ่งตามคันหน้าได้เอง โดยไม่มีผู้ควบคุมก็คงจะเป็นการดีและคงจะมีประโยชน์ ถ้าทำได้จริงในอนาคต

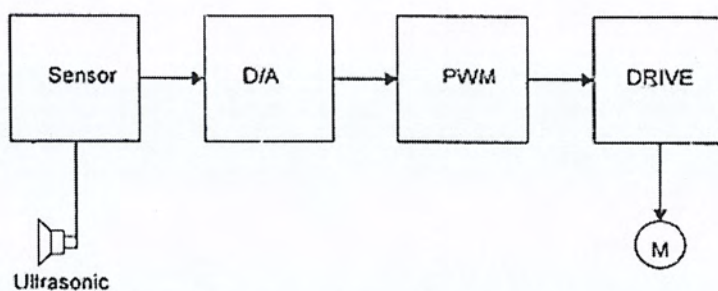
ดังนั้นโครงการนี้ จึงได้ประดิษฐ์ชุดควบคุมการรักษาระยะห่างระหว่างรถไฟฟ้าจำลองขึ้นมา เพื่อว่าจะนำไปใช้ประโยชน์ได้ต่อไป

1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์

1. เพื่อศึกษาเกี่ยวกับอุปกรณ์ตรวจจับ เพื่อนำมาใช้งานจริง
2. ได้เข้าใจการทำงานของวงจร
3. สามารถนำทฤษฎีเหล่านี้ไปใช้งานร่วมกับอุปกรณ์อื่น ๆ ต่อไปได้
4. สามารถนำไปพัฒนาต่อ เพื่ออาจนำไปใช้งานจริงได้

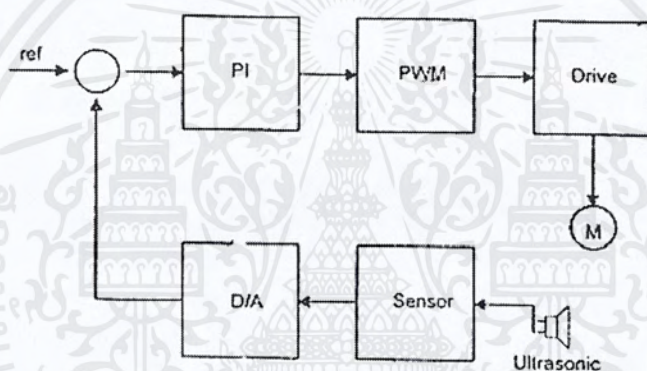
1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

โครงการนี้ได้นำเอกหลักการและทฤษฎีทั่วไปของอุลตราโซนิก มาใช้ในการรักษาระยะห่างระหว่างรถไฟฟ้า รวมไปถึงการหยุดและการถอยหลัง เพื่อให้ได้ระยะห่างที่พอเหมาะ ทั้งนี้เพื่อความปลอดภัย ซึ่งในการใช้งานอุลตราโซนิกในครั้งนี้ จะนำมาทำเป็นตัวตรวจสอบระยะห่างระหว่างรถไฟฟ้า ว่าจะต้องมีการรักษาระยะห่างเมื่อใด หยุดครดเมื่อใดและจะถอยหลังออกจากคันหน้าเมื่อใด โดยจะทำการส่งความถี่ย่านอุลตราโซนิกออกไป แล้วรอรับคลื่นสะท้อนกลับมา แล้วนับเวลาดูว่าใช้เวลาไปเท่าไร จากนั้นจะนำเวลาที่ได้มาคำนวณหาระยะทางที่เกิดขึ้นระหว่างวัตถุข้างหน้ากับรถไฟฟ้า จากนั้นก็จะนำสัญญาณที่ได้นี้ นำไปผ่านเข้ากับวงจรถอดรหัส วงจรควบคุม วงจรขับเคลื่อนและมอเตอร์ ตามลำดับ ซึ่งมีลักษณะดังรูป



รูปที่ 1.1 Block diagram ของรถไฟฟ้า

จากรูปจะเห็นได้ว่าเป็นการทดสอบระบบการทำงานของรถไฟฟ้าว่าเป็นไปตามเงื่อนไขต่าง ๆ หรือไม่ ซึ่งอาจจะมีการปรับปรุง เพื่อให้รถไฟฟ้ามีความแม่นยำมากขึ้นและลดผลกระทบต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นได้ ก็อาจจะใช้วงจรควบคุมชนิดต่าง ๆ ตามการใช้งานได้ดังรูป



รูปที่ 1.2 Block diagram ของรถไฟฟ้าที่มีการใส่วงจรควบคุม

1.4 ขั้นตอนการศึกษา

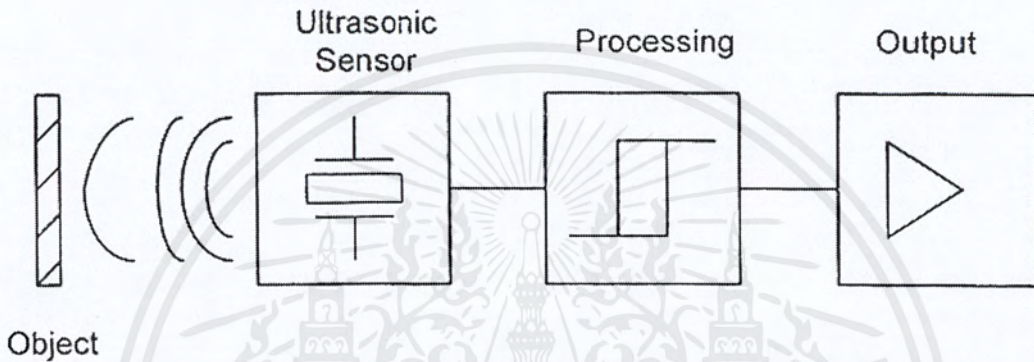
ขั้นตอนการศึกษาข้อมูลในการทำโครงการนี้นั้น จะต้องศึกษาว่าเราจะใช้อุปกรณ์ตรวจจับชนิดใดที่จะสามารถนำมาตรวจจับวัดระยะทางได้และจะต้องสามารถปรับแต่ง ระยะทางที่ต้องการได้ เพื่อสามารถนำเอาสัญญาณที่วัดได้ในระยะที่ต้องการนำมาใช้ในการควบคุมระยะทางหรือระยะห่าง หลังจากนั้น จะต้องศึกษาหาข้อมูลต่าง ๆ ว่า จะนำสัญญาณต่าง ๆ ที่ได้ นั้น มาต่อเข้ากับอุปกรณ์ชนิดใด เพราะมีมากมายหลายชนิด ในที่นี้เราเลือกใช้ DAC 0808 มาต่อรับสัญญาณจากภาคของอูลตราโซนิก เพราะสัญญาณเอาท์พุทจากอูลตราโซนิกที่ได้จะเป็นสัญญาณดิจิตอล เราจึงเลือกใช้ DAC 0808 เพื่อแปลงเป็นสัญญาณอะนาล็อก เพื่อที่จะนำมาควบคุมและใช้งาน ได้สะดวกมากขึ้น

บทที่ 2

อัลตราโซนิก เซ็นเซอร์

2.1 หน้าที่และการทำงาน

รูปแบบอย่างง่ายของอัลตราโซนิกเซ็นเซอร์ ประกอบด้วยอุปกรณ์ของ ตัวตรวจจับด้วยคลื่นอัลตราโซนิกชุดส่งสัญญาณ ชุดประมวลผลและชุดเอาต์พุต (ดังแสดงในรูป)

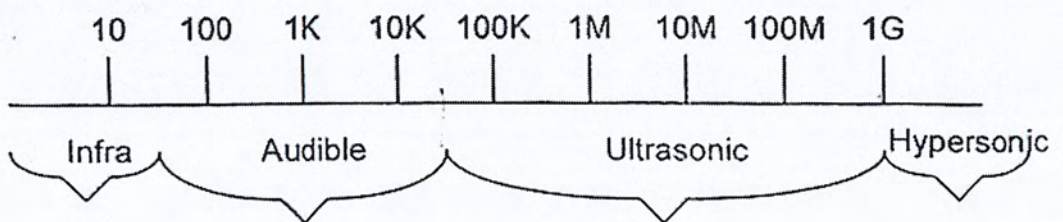


รูปที่ 2.1 หลักการทำงานของอัลตราโซนิกเซ็นเซอร์

มักใช้เป็นภาครับและภาคส่ง อาจมีระบบซึ่งประกอบด้วยส่วนหลัก ๆ แยกกันอยู่ 2 ส่วน ในระหว่างการทำงาน เซ็นเซอร์จะทำการส่งสัญญาณเสียงที่เรียกว่า “ซาวด์พาร์เซลล์” (Sound parcels) ให้ขบวนการทางอิเล็กทรอนิกส์ของเวลาทำงานไปเรื่อย ๆ จนกระทั่งมีการรับการสะท้อนครั้งแรกเกิดขึ้น

2.2 ทฤษฎี

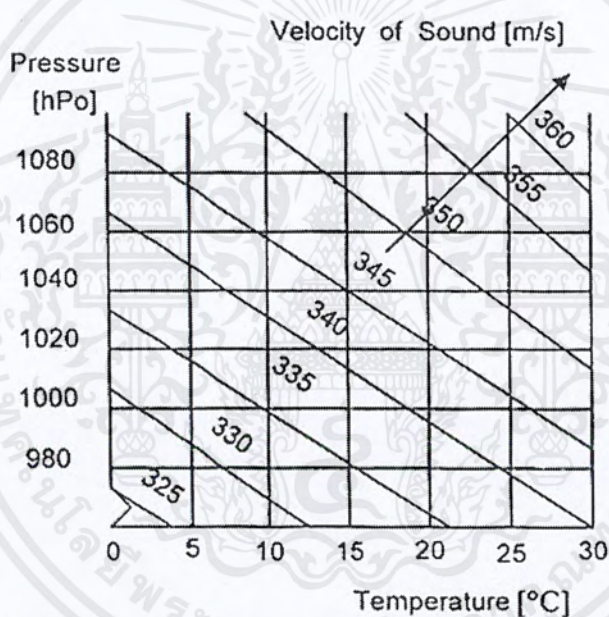
อัลตราซาวด์ (Ultra Sound) เป็นรูปแบบของคลื่นซึ่งแพร่กระจายคล้ายกับคลื่นเสียงที่มนุษย์สามารถได้ยินได้ ผ่านไปในตัวกลาง เช่น อากาศ น้ำ โลหะ อัลตราโซนิก เป็นคลื่นเสียงที่อยู่ในช่วงความถี่ 20 kHz – 1 GHz ดังแสดงในรูป



รูปที่ 2.2 ช่วงความถี่ของคลื่น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในทางตรงกันข้ามกับคลื่นแสง คลื่นเสียงนั้นต้องการตัวกลาง เพื่อให้สามารถเดินทางกระจายออกไป ตัวกลางที่ว่าเป็นตัวกำหนดความเร็วของการกระจายคลื่น ความยาวคลื่นและช่วงความถี่คลื่นเสียง คลื่นเสียงจะมีอัตราการกระจายไปในน้ำหรือ โลหะได้ดีกว่าในอากาศ คลื่นของอุลตราโซนิคจะมีลักษณะคล้ายกับคลื่นแสงในลักษณะ สามารถสะท้อนและรวมตัวกันได้เมื่อเคลื่อนที่หรือเดินทางผ่านไปในตัวกลางที่แตกต่างกัน เนื่องจากคลื่นอุลตราโซนิคมีความยาวคลื่นมากกว่าคลื่นแสง จึงทำให้เกิดการรวมตัวได้ดีกว่า ปรากฏการณ์นี้เกิดขึ้นได้ก็คือ เมื่อได้ทำการส่งคลื่นอุลตราโซนิคผ่านเข้าไปในท่อ ซึ่งทำให้อัตราการรวมตัวเพิ่มขึ้นในก๊าซ เช่น อากาศและการกระจายของคลื่นอุลตราโซนิคในอากาศจะดีหรือไม่ขึ้นขึ้นอยู่กับอุณหภูมิและความดัน อัตราของการแผ่ขยายของคลื่น(ดังแสดงในรูป) ค่าอัตราการขยายสำหรับเงื่อนไขภายใต้สภาวะต่าง ๆ ของบรรยากาศปกติอยู่ระหว่าง 0.5 % ถึง 5% ช่วงที่กว้างนั้นเป็นผลมาจากปรากฏการณ์การแทรกซ้อน



รูปที่ 2.3 ความเร็วของเสียงผ่านอากาศที่ขึ้นอยู่กับความดันและอุณหภูมิ

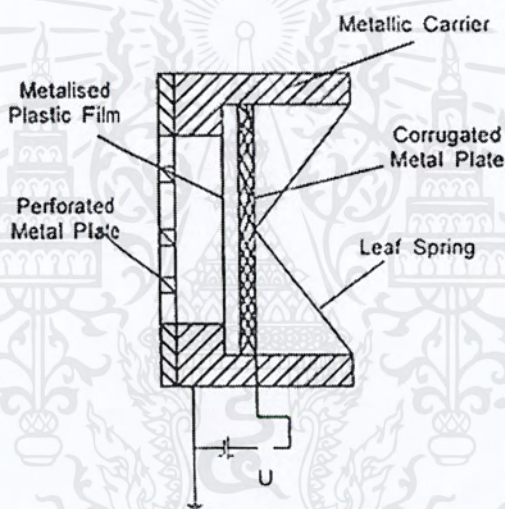
สิ่งที่มีอิทธิพลกับความเร็วเสียง คือ องค์ประกอบของอากาศ เช่น การเพิ่มขึ้นของปริมาณของ CO_2 หรือการเพิ่มของความชื้น สิ่งเจือปนในอากาศ เช่น ฝุ่นละอองหรือหมอก ทำให้เกิดการกระจายของเสียง แต่โดยปกติจะไม่มีผลกระทบต่อการทำงานของสวิทช์ ประจุอิเล็กตรอนในอากาศและการเคลื่อนที่แบบหมุนวน (Eddy) เนื่องจากความร้อนของผิวสัมผัสสามารถลดทอนคลื่นเสียงหรือทำให้เกิดสัญญาณผิดเพี้ยนได้

2.3 อุลตราซาวด์ทรานสดิวซ์เซอร์ สำหรับเซ็นเซอร์ (Ultrasound Transducer for Sensor)

อุลตราโซนิกทรานสดิวซ์เซอร์ เป็นตัวแปลงพัลส์ ทางไฟฟ้าไปเป็นอุลตราโซนิกพัลส์ (Ultrasonic Pulses) นอกจากนั้นความกดดันของเสียง จะต้องถูกแปลงไปเป็นสัญญาณทาง ไฟฟ้า สำหรับการนำมาเป็นเซ็นเซอร์จะใช้ อิเล็กโตรสแตติก ทรานสดิวซ์เซอร์ (Electrostatic Transducers) และไพโซอิเล็กทริกเซลล์ ทรานสดิวซ์เซอร์ (Piezo electrical Transducers)

2.3.1 อุลตราโตรสแตติก ทรานสดิวซ์เซอร์ (Electrostatic Transducers)

อุลตราโตรสแตติก ทรานสดิวซ์เซอร์ ประกอบด้วยฟิล์มพลาสติกที่มีสาร โลหะและแผ่น โลหะ ขดพับ (ดังแสดงในรูป) ซึ่งประกอบเข้าด้วยกันเป็นคาปาซิเตอร์ (Capacitor)



รูปที่ 2.4 อิเล็กโตรสแตติก ทรานสดิวซ์เซอร์

เมื่อต่อเข้ากับไฟฟ้ากระแสสลับ (ประมาณ 300Vp-p) แผ่นฟิล์มสั่นสะเทือนเกิดขึ้นได้ด้วยแรง อิเล็กโตรสแตติก ทำให้ผลึกคลื่นเสียงที่มีความถี่เท่ากับแหล่งจ่ายไฟ ในทางกลับกันการเปลี่ยนแปลงค่าคาปาซิเตอร์ของทรานสดิวซ์เซอร์ผ่านคลื่นเสียง สามารถถูกถอดรหัสในทางไฟฟ้า ส่วนทรานสดิวซ์เซอร์จะถูกปรับให้มีความถี่เท่ากับความถี่ธรรมชาติ ผ่านจุดศูนย์กลางร่วมของแหวน โลหะบนแผ่นโลหะ ระบบจะถูกปรับความตึงก่อน ด้วยสปริงที่ติดอยู่ข้างหลังแผ่น โลหะและการจ่ายไฟประมาณ 150VDC หลังจากปรับความตึง จะทำให้ลटरยะห่างระหว่างอิเล็กโตรด (Electrodes) ลงได้ เปอร์ฟอเรท เมทัลเพลท (Perforated Metal Plate) เป็นระบบการป้องกันทางกลที่ออกแบบให้มีการสูญเสียทางกลน้อยที่สุด ทรานสดิวซ์เซอร์ ชนิดนี้มีคุณลักษณะดังนี้

1. ตอบสนองบนย่านความถี่กว้าง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. เวลาการทำงานสั้นมาก มีขนาดเล็ก (มวลน้อย)
3. มีการกำหนดทิศทางที่ดี
4. ความดันเสียงสัมพัทธ์ต่ำ
5. เป็นระบบเปิดทำให้สกปรกได้ง่ายและต้องใช้แรงดันทางไฟฟ้าสูง

2.3.2 ปิโซอิเล็กทริกทรานสดิวซ์เซอร์ (Piezo – electric Transducers)

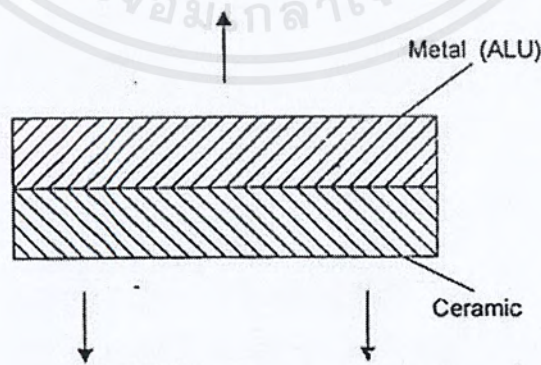
คุณลักษณะของปิโซอิเล็กทริกทรานสดิวซ์เซอร์ (Piezo electric Cystals) เช่น ไทเทเนียมลีด (Titanium Lead) หรือ ลีดเซอร์โคเนีย (Lead – Zirconia) คือเกิดการสั่นสะเทือนขึ้นเมื่อรับแรงดันไฟฟ้า (ประมาณ 250 V) หรือผลิตแรงดันไฟฟ้าเมื่อเกิดการสั่นสะเทือนขึ้น ลักษณะโดยทั่วไปของทรานสดิวซ์เซอร์นี้ คือ มีขนาดของแอมพลิจูดน้อยและแรงผลึกเนื่องจากการสั่นสะเทือนสูง เป็นผลให้การส่งถ่ายเสียงไม่ดี ต้องมีการปรับปรุงด้วยตัวขยายที่เหมาะสม

2.4 ตัวกำเนิดความถี่

ระหว่างการส่งถ่ายคลื่นเสียงที่มีแอมพลิจูดต่ำและความดันสูง ต้องได้รับการเปลี่ยนไปสู่คลื่นที่มีแอมพลิจูดขนาดใหญ่ ซึ่งจะทำให้ความดันลดลง เพื่อให้สามารถตรวจจับความสั่นสะเทือนของคริสตอลได้ คลื่นเสียงความดันต่ำ จะต้องได้รับการเปลี่ยนแปลง โดยการนำระบบรีโซแนนเตอร์ (Resonator System) (ตัวกำเนิดความถี่แบบโค้งหรือเป็นแบบแผ่นบาง ๆ) หรือใช้ชิ้นแยกพิเศษ (ตัวกำเนิดความถี่แบบ $\lambda/4$) มาประยุกต์ใช้

2.4.1 ตัวกำเนิดความถี่แบบโค้ง (Bending Oscillator)

โครงสร้างอย่างง่าย ๆ ของทรานสดิวซ์เซอร์ก็คือ ตัวกำเนิดความถี่แบบโค้ง (ดังแสดงในรูป)



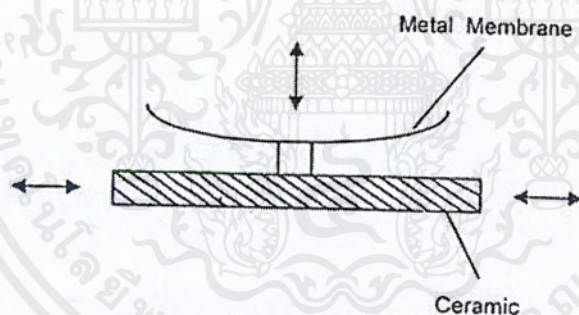
รูปที่ 2.5 ตัวกำเนิดความถี่แบบโค้ง

ตัวกำเนิดความถี่แบบ โค้งประกอบด้วย แผ่นโลหะเล็ก ๆ ทากาวติดกับงานปีโซเซรามิก (Piezo – ceramic) การสั่นสะเทือนของงานเซรามิก จะผลิตความถี่ที่คล้ายกันกับการเคลื่อนที่ของไบเมทัลล (Bi – metal) ด้วยแอมพลิจูดสูง เมื่องานได้รับการออกแบบอย่างถูกต้อง ทรานดิวซ์เซอร์ชนิดนี้มีคุณลักษณะดังนี้

1. มีโครงสร้างอย่างง่าย
2. สามารถทำในรูปของแคปซูล
3. เวลาการเกิดปฏิกิริยานาน (Resonator)
4. รัศมีการส่งออกไป มีขนาดกว้าง
5. ช่วงกว้างของย่านความถี่แคบ
6. ความดันของเสียงต่ำ
7. มีช่วงการทำงานสัมพันธ์กับย่านความถี่ต่ำ

2.4.2 ตัวกำเนิดความถี่แบบเยื่อบาง (Membrane Oscillator)

มีคุณลักษณะคล้ายกันกับตัวกำเนิดความถี่แบบ โค้ง (ดังแสดงในรูป)



รูปที่ 2.6 ตัวกำเนิดความถี่แบบเยื่อบาง

แผ่นฟิล์มโลหะที่มีความหยุ่นตัว บิดงอได้ (Membrane) ถูกกระตุ้น โดยแผ่นปีโซไฟฟ้า (Piezo – electric) เพื่อให้เกิดความถี่ธรรมชาติของตัวมันเอง แผ่นฟิล์มโลหะก็จะไปกระตุ้นอากาศ ทำให้เกิดความถี่เดียวกัน จะทำให้ได้คู่กำเนิดความถี่จากงานเซรามิกไปสู่อากาศ ทรานดิวซ์เซอร์ชนิดนี้มีคุณลักษณะดังนี้

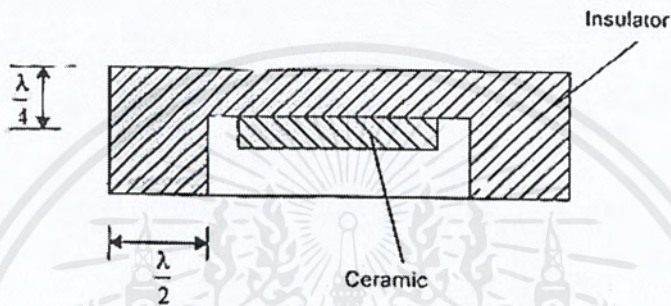
1. โครงสร้างอย่างง่าย
2. เป็นโครงสร้างแบบปิด
3. เวลาการเกิดปฏิกิริยาช้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- 4. รัศมีการส่งออกกว้าง
- 5. ย่านความถี่แคบมาก
- 6. ความดันเสียงต่ำ มีช่วงการทำงานสัมพันธ์กับย่านความถี่ต่ำ

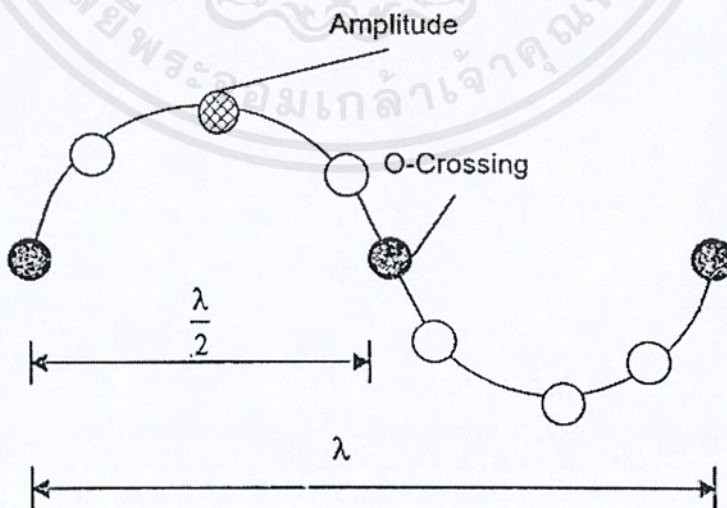
2.4.3 ตัวกำเนิดความถี่ $\lambda/4$ ($\lambda/4$)

ตัวกำเนิดความถี่ $\lambda/4$ เรียกอีกชื่อหนึ่งว่า ตัวกำเนิดความถี่แบบบ็อกเกอร์ (Bocker Oscillator) มีความเหมาะสมที่สุด สำหรับการประยุกต์ใช้งานทางอุตสาหกรรม (ดังแสดงในรูป)



รูปที่ 2.7 ตัวกำเนิดความถี่แบบ $\lambda/4$

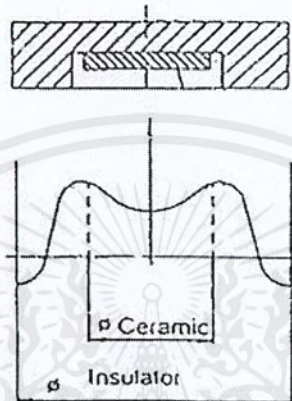
รูปแบบนี้มีความจำเป็นต้องใช้การเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ (Impedance) ทางเสียง โดยทำจนวนมาหุ้ม (ดังแสดงในรูป) จนวนดังกล่าวกำหนดให้มีความหนาเป็น $1/4$ เท่าของความยาวคลื่นในทิศทางของการส่งออกของคลื่น ตัวกำเนิดความถี่ชนิดนี้มีการประยุกต์ใช้ผลของปรากฏการณ์ของแอมพลิจูดสูงสุดที่ $\lambda/4$ และจำนวนเท่าเป็นเลขคี่ของคลื่นเสียงและจุด O - crossing ที่ $\lambda/4$



รูปที่ 2.8 แอมพลิจูด และ O - crossing

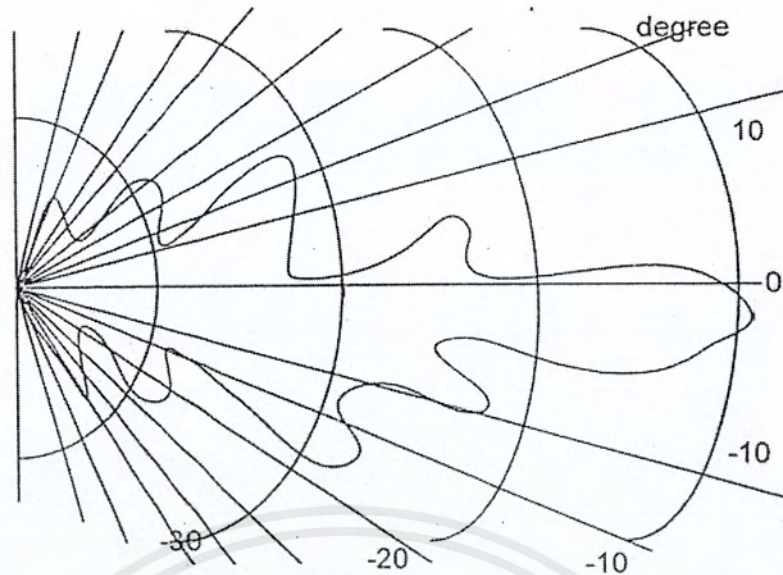
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การจัดรูปแบบลักษณะนี้จะกระตุ้นชั้นของฉนวนในทิศทางการส่งออกของคลื่นที่จุด O-crossing ขนาดที่แน่นอนของฉนวน คือ $\lambda/4$ ของความยาวคลื่น คือจากเครื่องส่ง ไปจนถึงจุดที่ทำให้เกิดแอมพลิจูดสูงสุด ทำให้เกิดแอมพลิจูดขนาดใหญ่และมีการส่งผ่านไปยังอากาศรอบ ๆ บริเวณการส่งออกของคลื่น สามารถขยายเพิ่มขึ้น โดยใช้ชั้นฉนวนป้องกัน มีความหนา $\lambda/2$ ล้อมรอบขอบของจานเซรามิก ในขณะที่เดียวกันแอมพลิจูดที่ข้าง ๆ จนถูกลดลงเป็นผลให้สะดวกต่อการทำให้ชั้นของฉนวนในตู้เรือน (Houseing) ยึดติดแน่นขึ้น



รูปที่ 2. 9 แอมพลิจูดของเซ็นเซอร์แบบ $\lambda/4$

โครงสร้างแบบนี้มีเพียงบางส่วนที่ตรงกับความต้องการ สำหรับความหนาแน่น ความเร็วของเสียงและการลดน้อยลงของระบบภายใน แต่เนื่องจากเป็น โครงสร้างทางกลที่แข็งแรงและความต้านทานต่อสารเคมีสูง จึงอนุญาตให้ใช้เซ็นเซอร์ชนิดนี้ ในงานอุตสาหกรรมที่มีผลรุนแรงต่อสิ่งแวดล้อม ได้ส่วนผสมของแก้วทรงกลมกับเรซิน (Resin) นั้น ถูกพบว่าเหมาะสมที่จะนำมาใช้เป็นชั้นของฉนวนอะคูสติก ดิคัปปลิงเลเยอร์ (acoustic decoupling layer) เป็นผลให้อุตสาหกรรมผลิต ทรานดิวซ์ชนิดที่ส่วนขอบรอบตัวยึด ไม่มีการสั่นสะเทือน วัสดุที่ใช้ทำทรานดิวซ์เซอร์ที่กล่าวมาทั้งหมด เอื้ออำนวยให้การผลิตทรานดิวซ์เซอร์ชนิด $\lambda/4$ ที่มีคุณสมบัติการส่งคลื่นออกมีความเหมาะสมที่จะใช้เป็นสวิทช์ หรือเซ็นเซอร์สำหรับวัฏระยะทางไกล ๆ (ดังแสดงในรูป)

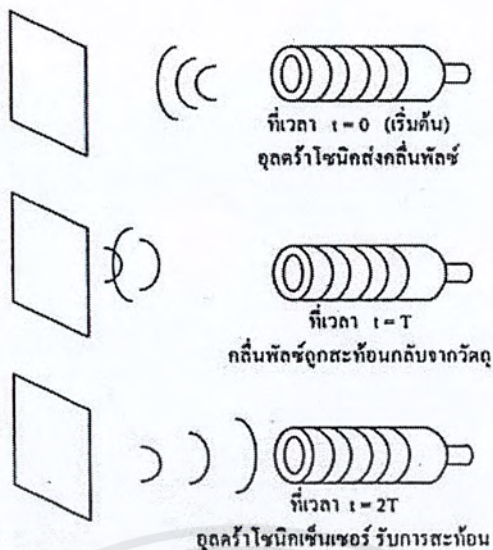


รูปที่ 2.10 คุณลักษณะของการส่ง

โครงสร้างชนิดนี้มีช่วงกว้างของย่านความถี่แคบเมื่อใช้งานที่ระยะไกล ๆ เส้นของการส่งออกแสดงถึงผลของมุมและรูปร่างของคลื่นเสียงที่มีผลต่อความดันเสียง เนื่องจากคุณสมบัติจากการสะท้อนมีผลอย่างมากต่ออุลตราโซนิกเซ็นเซอร์ที่ตรวจจับวัตถุนั้น และคุณภาพของวงจรทางอิเล็กทรอนิกส์และรูปร่างคลื่นเสียง ทำให้ไม่สามารถอาศัยคุณลักษณะการส่งออกเป็นตัวกำหนดว่ามีการตรวจจับวัตถุหรือไม่ จึงนำไปสู่การปรับปรุงลักษณะเส้นโค้งที่บ่งบอกถึงปฏิกิริยาของคลื่นอุลตราโซนิกเซ็นเซอร์ต่อวัตถุชนิดต่าง ๆ

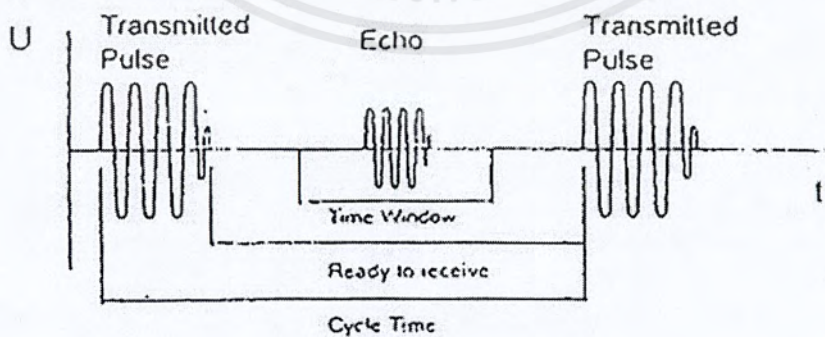
2.5 วงจรส่งผ่าน / รับ

สำหรับการทำงานเป็นวงรอบของอุลตราโซนิกเซ็นเซอร์ จะส่งผ่านคลื่นพัลส์ของเสียงในช่วงเวลาสม่ำเสมอ หรือ ช่วงเวลาที่เปลี่ยนแปลงคลื่นที่ปล่อยออกไป จะถูกสะท้อนได้โดยวัตถุที่เหมาะสม โดยเซ็นเซอร์และระบบการทำงานจะรับการสะท้อนของคลื่นที่สะท้อนการกลับมา (ดังแสดงในรูป) ความกว้างของคลื่นพัลส์อยู่ในช่วง 20 – 200 us



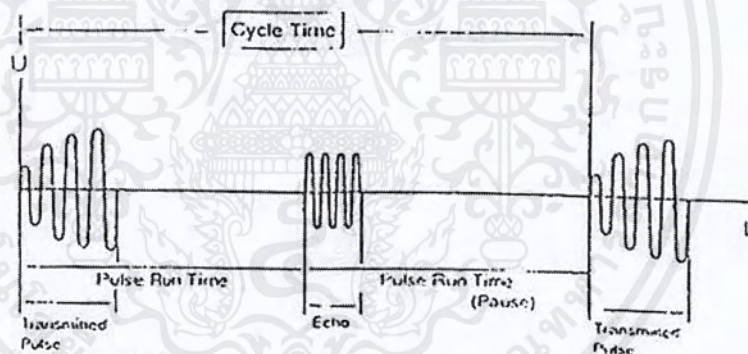
รูปที่ 2.11 วงจรส่งผ่าน / รับ

เวลาในการเดินทางของคลื่นพัลส์ของเสียงเป็นการวัดระยะทางห่างจากวัตถุ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับชนิดของเซ็นเซอร์ เนื่องจากขบวนการดำเนินไปตามเวลาที่คลื่นสะท้อนเดินทาง ไม่ใช่เป็นไปตามความเข้มของคลื่นสะท้อน จึงจัดได้ว่าอุลตราโซนิกเซ็นเซอร์มีข้อดีเหนือกว่า เซ็นเซอร์แบบออปติคัล (Optical Sensor) เวลาที่คลื่นสะท้อนเดินทาง จะทำให้ขบวนการดำเนินโดยไม่ขึ้นกับความเข้มของคลื่นสะท้อน ตรงเท่าที่วัตถุยังคงสะท้อนคลื่นที่สามารถจะตรวจจับได้ออกมา ดังนั้นคุณลักษณะการสวิทช์ไม่เปลี่ยนไป แม้ในสถานะที่การสะท้อนเป็นไปอย่างไม่ดี คลื่นสะท้อนที่อ่อนจะมีผลต่อความถูกต้องในการตรวจจับวัตถุ ซึ่งอาจทำให้ไม่สามารถทำการตรวจจับวัตถุได้เลย ความเร็วที่เปลี่ยนไปของคลื่นพัลส์ของเสียง มีผลกระทบต่อประสิทธิภาพการทำงานของสวิทช์ (ระยะทาง) โดยตรง เซ็นเซอร์ทำงานด้วยวงจรเวลาคงที่ เช่น $t = 20 \text{ ms}$ จะส่งคลื่นเสียงออกมาอย่างสม่ำเสมอ (ดังแสดงในรูป) ดังนั้นวงจรเวลาจะเป็นตัวกำหนดช่วงและวงจรการสวิทช์ของเซ็นเซอร์



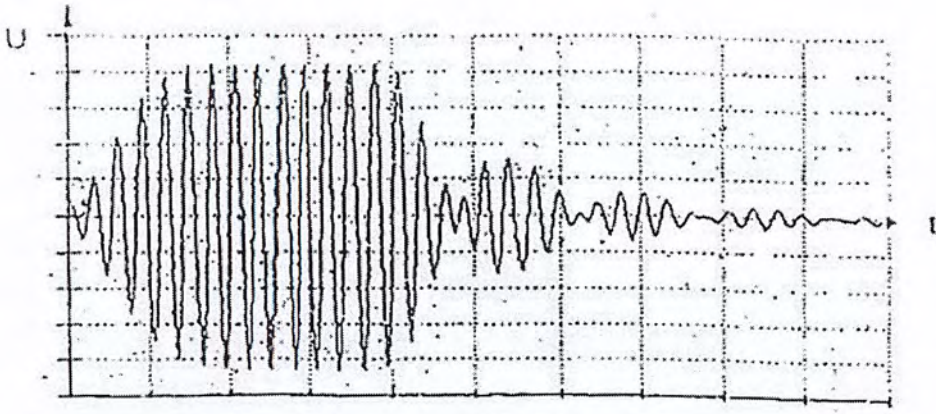
รูปที่ 2.12 วงจรเวลาคงที่

ยกตัวอย่างเช่น คลื่นเสียงที่มีความเร็ว $V = 340 \text{ m/s}$ ($20 c$) ในช่วงเวลา $t = 20 \text{ ms}$ (50 Hz) จะเดินทาง $S = Vxt = 6.8 \text{ m}$ เนื่องจากระยะทางระหว่างเซ็นเซอร์และวัตถุที่ได้จากการทำงานของเซ็นเซอร์คิดที่ไปและกลับ จึงได้ระยะทางสูงสุดสำหรับวงจรมีเป็น 3.5 m แอมพลิจูดของส่วนของคลื่นเสียงและเซ็นซิวิตี (Sensitivity) ของตัวรับต้องมีการพิจารณาเลือกใช้ เพื่อให้คลื่นสะท้อนที่เดินทางมาถึงหลังจากเวลาของวงจรถูกกำหนดแล้ว จะไม่ได้รับการตรวจจับ เนื่องจากคลื่นสะท้อนนั้นอ่อนมากซึ่งสัญญาณคลื่นนี้ จะทำให้เซ็นเซอร์สวิตช์มีการทำงานผิดพลาดหรือให้ข้อมูลที่ผิด เพื่อให้การตรวจจับวัตถุเป็นไปอย่างถูกต้อง วัตถุต้องอยู่หนึ่งเป็นเวลานานพอเพียงสำหรับสะท้อนอย่างน้อย 1 ส่วนของคลื่นเสียงภายในขอบเขตที่เซ็นเซอร์ จะทำงานได้รอบที่มากที่สุดของการสวิตช์ ซึ่งจะเปลี่ยนแปลงกับอัตราส่วนของวัตถุต่อที่ว่าง และจะพิจารณาให้มีค่าน้อยกว่ารอบของความถี่ที่จุดนี้ (ดังแสดงในรูป) เวลาที่ขยายจะสิ้นสุดระหว่างการส่งผ่านของพัลส์และการรับคลื่นสะท้อน คลื่นแรกจะถูกนำไปใช้วัดสำหรับวงจรมีเวลา เมื่อเวลาดำเนินไปเท่ากับเวลาที่คลื่นสะท้อนเดินทางไปและกลับสิ้นสุด ส่วนของคลื่นสะท้อนต่อไปจะถูกส่งออก การหยุดลงชั่วขณะของเวลาพิเศษที่คลื่นเดินทางทำขึ้น เพื่อลดสัญญาณรบกวน (Noise) ที่ดำเนินมาจากการตรวจจับวัตถุมากกว่าหนึ่งระยะ



รูปที่ 2.13 วงจรเวลาที่เปลี่ยนแปลงไป

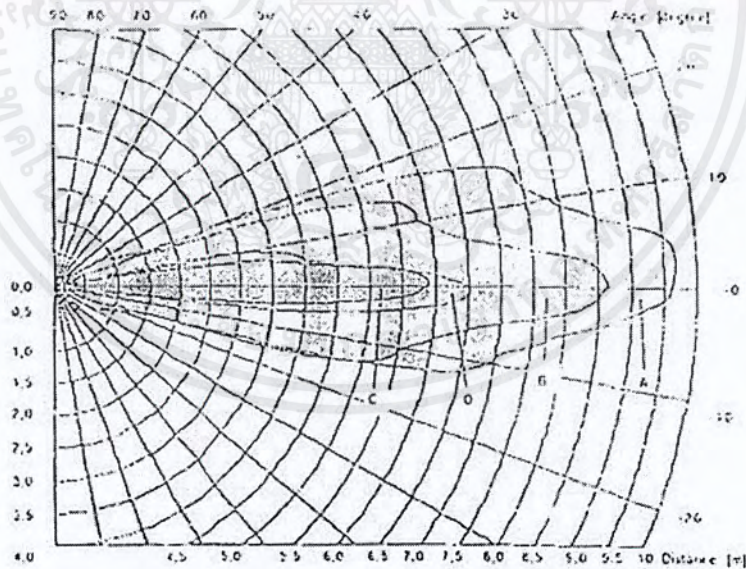
โดยเซ็นเซอร์ สามารถถูกปรับให้เหมาะสมตามสภาวะแวดล้อมซึ่งหมายถึง สำหรับการตรวจจับวัตถุที่อยู่ไกลเวลาการเดินทางจะนาน เป็นผลให้ต้องการความถี่ต่ำ ในทางตรงกันข้ามความถี่ของวงจรมีเพิ่มขึ้น เมื่อวัตถุเข้าใกล้เซ็นเซอร์ ทำให้วงจรมีสั้นลงและพลังงานที่ส่งออกไปสามารถปรับในช่วงเวลาของคลื่นเสียงที่ปล่อยออกไป เวลาที่เพิ่มขึ้นของแอมพลิจูด เมื่อมีการสวิตช์ทรานดิวซ์เซอร์ จะถูกใช้สำหรับปรับพลังงานที่ส่งออกไป (ดังแสดงในรูป) ดังนั้นคลื่นสะท้อนเบื้องหลัง สามารถควบคุมได้ด้วยการลดพลังงานในการส่งผ่าน เมื่อวัตถุอยู่ใกล้เซ็นเซอร์



รูปที่ 2.14 ทรานซิวซ์เซอร์ แบบขึ้นส่วนการอิมพัลส์ที่ 170 MHz.

2.6 การลดสัญญาณรบกวน (Noise) และสภาวะการทำงาน

ผลที่เกิดจากคลื่นรบกวนและการแทรกสอด ในการประยุกต์ใช้ชุดตรวจวินิจฉัยเซ็นเซอร์ คือ การตรวจจับวัตถุได้แต่ในระยะที่ใกล้กับเซ็นเซอร์และไม่สามารถตรวจจับวัตถุที่มีการสะท้อนได้ไม่ดี เนื่องจากความจริงที่ว่า คลื่นอุลตราโซนิกจะสะท้อนได้จากวัตถุเกือบทุกชนิดและง่ายต่อการเบี่ยงเบน วัตถุเหล่านั้นจะทำให้สวิทช์เปิด - ปิด เมื่อเข้าใกล้บริเวณที่เซ็นเซอร์ สามารถตรวจจับได้ ดังกราฟทำนายคุณลักษณะของเซ็นเซอร์ (ดังแสดงในรูป)



รูปที่ 2.15 คุณลักษณะการตรวจจับ

เพื่อหาคุณลักษณะของวัตถุชนิดต่าง ๆ จะวางตำแหน่งของวัตถุในระยะห่างเท่า ๆ กัน ที่มุมตั้งฉากกับแนวแกนของเซ็นเซอร์ จุดที่สวิทช์ทำงานก็จะถูกกำหนดขึ้น ตัวอย่างวัตถุที่ใช้คือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

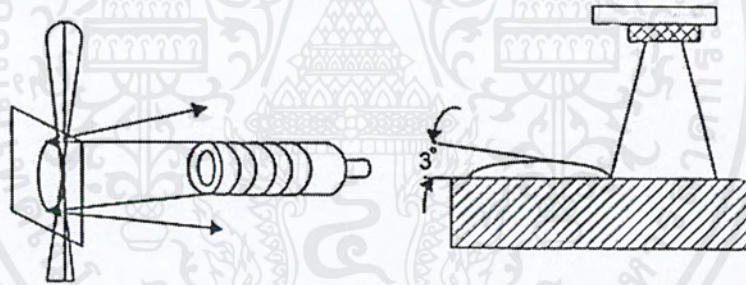
A : แผ่นงานขนาด 700*700 mm. ขอบเขตที่อยู่ด้านนอกของโค้งชั้นนี้ โดยปกติจะไม่มีวัตถุชนิดใดถูกตรวจจับได้

B : แผ่นงานขนาด 100*100 mm. แผ่นงานอ้างอิงมาตรฐานกำหนดโดยข้อมูลทางเทคนิคทั่วไป

C : ท่อพลาสติกขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 160 mm. คลุมด้วยสติกหลาดใช้เป็นตัวแทนมาตรฐาน

D : แท่นไม้ขนาด เส้นผ่านศูนย์กลาง 25 mm. วัสดุทดสอบ เช่น ระยะเวลาปลอดภัยย้อนกลับในยานพาหนะ

เพื่อให้ปราศจากปัญหาในการทำงาน จะไม่มีวัตถุอื่นใดที่ไม่ใช่เป้าหมายอยู่ภายในขอบเขตนอกสุด ในทางกลับกันวัตถุเป้าหมาย ต้องอยู่ในบริเวณพื้นที่ที่สามารถตรวจจับได้ทั้งขนาดและรูปร่าง เพื่อป้องกันปัญหาการตรวจจับคลื่อนเสียงพื้นผิวของวัตถุ ควรมีขนาดใหญ่เท่าที่จะเป็นไปได้ราบเรียบและมีมุมเอียงไม่เกิน 3 องศาของเซ็นเซอร์ (ดังแสดงในรูป) จากข้อกำหนดดังกล่าวเมื่อทำการตรวจจับวัตถุทรงกลมหรือวัตถุที่มีผิวไม่เรียบ (ของเหลว ของผสม) ก็จะเกิดปัญหาค้น



รูปที่ 2.16 พื้นผิวตรง

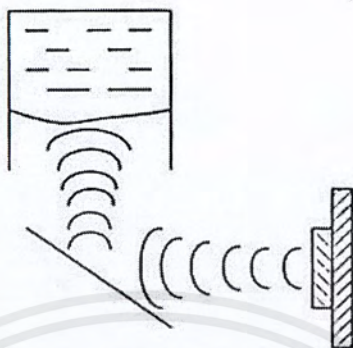
บนผิวขรุขระ (กองไม้) มุมเอียง สามารถเพิ่มขึ้นถึง 45 องศา (ดังแสดงในรูป) เนื่องจากการรวมตัวกับคลื่นสะท้อน การรวมตัวกันนี้ทำให้คลื่นสะท้อนอ่อนลง ซึ่งอาจไม่สามารถตรวจจับได้ เมื่อมีการวัดที่ระยะทางไกล



รูปที่ 2.17 การตรวจจับกองสิ่งของ

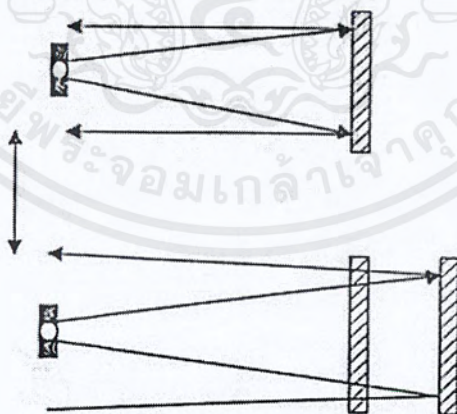
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อุลตราซาวด์ สามารถนำมาเบี่ยงเบนด้วยตัวสะท้อนอย่างง่ายที่ทำจากวัสดุใด ๆ (ดังแสดงในรูป) พื้นที่ตรวจจับยังคงเท่าเดิม ทำให้ใช้กับตัวสะท้อนขนาดใหญ่ได้โดยใช้ตัวเบี่ยงเบนไม่เกิน 2 ตัว ติดตั้งภายในทางเดินของคลื่นเสียงให้แนวทางเดินตั้งฉากอย่างถูกต้อง



รูปที่ 2.18 การเบี่ยงเบนของคลื่นเสียง

ด้วยวิธีนี้สามารถนำไปใช้ป้องกันเซ็นเซอร์ จากการใช้งานในสิ่งแวดล้อมที่เป็นอันตรายต่อเซ็นเซอร์และทำให้ลดคลื่นสะท้อนที่ไม่ต้องการจากวัตถุ การรวมคลื่นเสียงผ่านม่านกันหรือท่อโดยปกติไม่สามารถเกิดขึ้นได้ เนื่องจากการหักเหของแสงบนขอบและกำแพง เพื่อหลีกเลี่ยงการแทรกสอดจากเครื่องมือที่ให้กำเนิดคลื่นเสียงอันอื่น ๆ สัญญาณที่ได้รับจะถูกทดสอบความถี่ในตัวเอง วิธีนี้ไม่สามารถทำให้สำเร็จได้เมื่อใช้เซ็นเซอร์ชนิดเดียวกัน เพื่อหลีกเลี่ยงผลกระทบจะต้องมีการติดตั้งที่ระยะปลอดภัย ดังรูป



รูปที่ 2.19 ระยะที่ปลอดภัย

คลื่นรบกวนกับแอปพลิเคชันขนาดใหญ่ สามารถปิดกั้นเซ็นเซอร์ไม่ให้สามารถรับคลื่นสะท้อนที่อ่อนกว่าคลื่นรบกวนได้ เซ็นเซอร์บางชนิดแก้ปัญหาแทรกสอดนี้ โดยสัญญาณเตือนเอาท์พุทที่

แยกต่างหาก เพื่อเป็นการขดเชยการเปลี่ยนแปลงความเร็วของเสียง จากอุณหภูมิที่ขึ้น ๆ ลง ๆ
เช่น เซอร์บังชนิคจึงรวมเอาเซ็นเซอร์อุณหภูมิเข้าไปด้วย



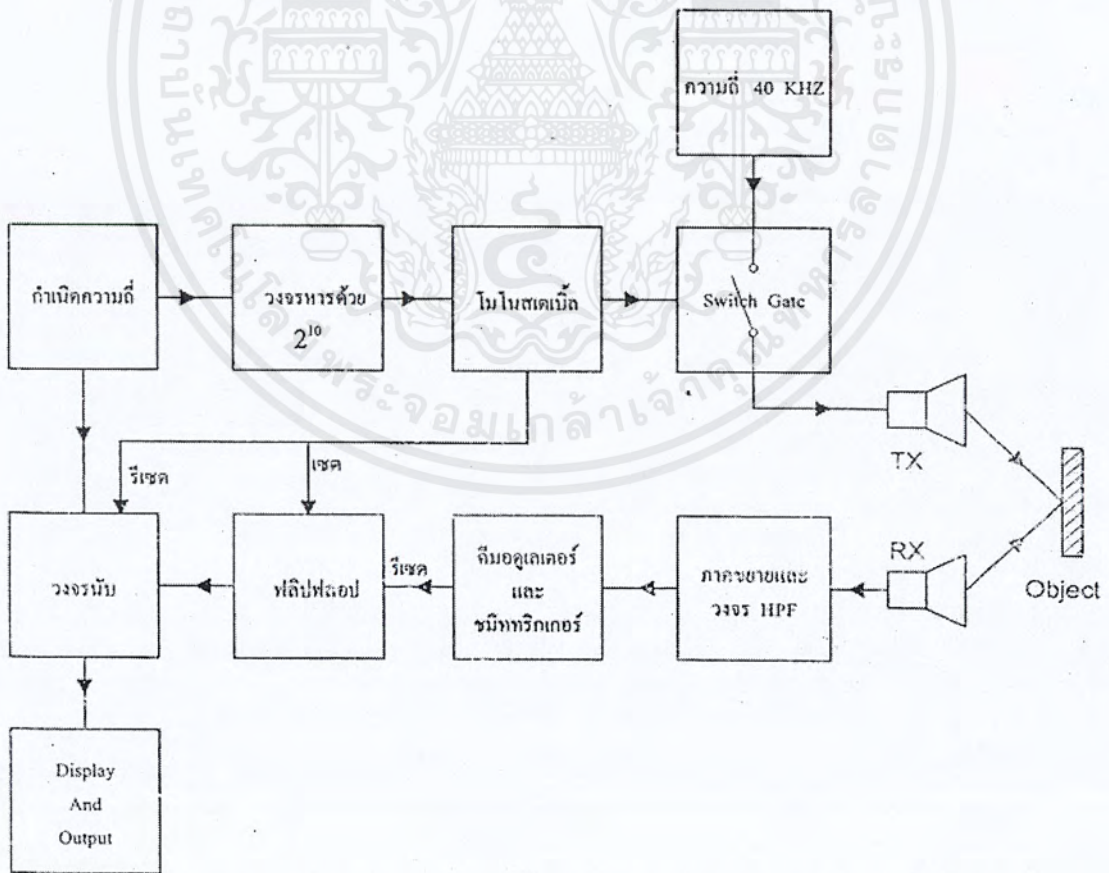
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

วงจรรากเซ็นเซอร์

3.1 หลักการทำงานเบื้องต้น

เครื่องวัดระยะไกลที่ไกลด้วยอุลตราโซนิก Ultrasonic นี้จะอาศัยลักษณะการเดินทางของคลื่นเสียงไปในอากาศด้วยความเร็วของเสียง 330 เมตร/วินาที โดยทำการส่งคลื่นอุลตราโซนิกซึ่งมีขนาดสัญญาณความถี่ 40 กิโลเฮิร์ต ออกไปในอากาศด้วยความเร็วคงที่ และสามารถรู้ค่าของความเร็วได้ในเวลาที่คลื่นเดินทางจากเครื่องส่งไปยังวัตถุ และสะท้อนกลับมาเข้าเครื่องรับแล้วนำมาคำนวณระยะทางเมื่อเครื่องเริ่มส่งแถบคลื่นอุลตราโซนิกออกไปในอากาศ จะมีวงจรรับคลื่นก็จะเริ่มการนับจำนวนของพัลส์ซึ่งมีความถี่เท่ากับตัวเลขของความเร็วเสียงเมื่อได้รับสัญญาณสะท้อนกลับชุดพัลส์ที่ส่งไปวงจรรับก็จะหยุดนับดังนั้นค่าที่นับได้จากวงจรจึงเป็นระยะทางที่สัญญาณเดินทางทั้งหมดซึ่งมีค่าเป็น 2 เท่าของระยะทางระหว่างวัตถุกับเครื่องส่งดังนั้นเพื่อให้ได้ระยะทางที่ถูกต้องจะต้องทำการหารด้วยสองซึ่งสามารถที่จะแสดงได้ด้วย Block diagram ดังรูป



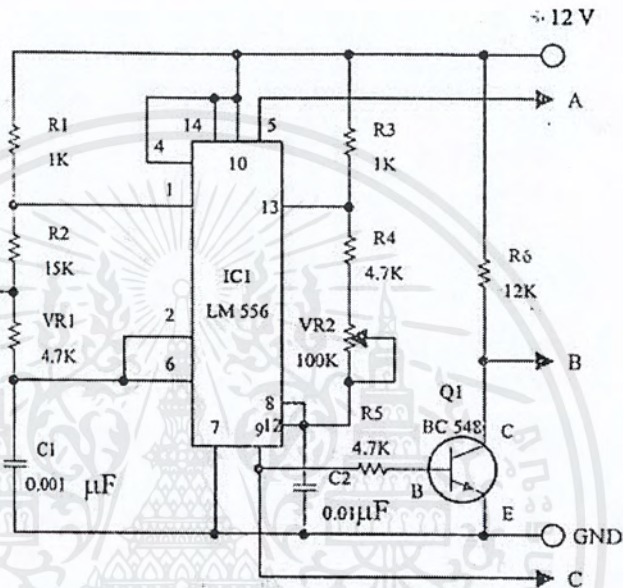
รูปที่ 3.1 Block diagram ของระบบการวัดระยะทางไกลด้วยอุลตราโซนิก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะเห็นได้ว่าจากวงจรนี้จะประกอบไปด้วย 3 ส่วนใหญ่ได้แก่ส่วนของภาคเครื่องส่ง และภาคเครื่องรับ. และส่วนของชุดวิเคราะห์สัญญาณ และแสดงผล

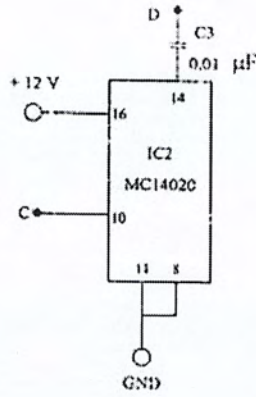
3.2 ภาคเครื่องส่ง

ภาคนี้จะประกอบไปด้วย วงจรกำเนิดความถี่. วงจรหารด้วยสอง. วงจรโมโนสเตเบิ้ล. และภาคกำเนิดความถี่ย่านอุลตราโซนิค 40 KHz ซึ่งแต่ละส่วนมีลักษณะดังรูป



รูปที่ 3.2 วงจรกำเนิดความถี่

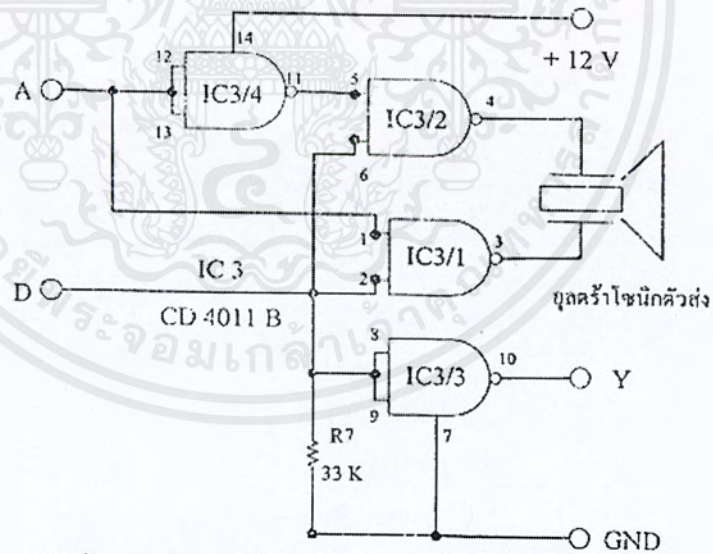
การทำงานของวงจรในรูป เริ่มจากส่วนกำเนิดความถี่ IC1 ซึ่งเป็น ไอซีตั้งเวลาประกอบอยู่ภายใน 2 ชุด ชุดแรกประกอบด้วย R1, R2, VR, C1 กำเนิดความถี่ 40 กิโลเฮิร์ตออกมาที่ขา 5 เพื่อให้อุลตราโซนิคตัวส่ง และ VR1 เป็นตัวปรับความถี่ให้ตรงกับกับความถี่ของอุลตราโซนิค ส่วนชุดที่ 2 จะประกอบด้วย R3, R4, VR2, C2 เพื่อใช้กำเนิดความถี่ออกมาที่ขา 9 โดยมี VR2 ปรับความถี่ตั้งแต่ 700 เฮิร์ตถึง 13 กิโลเฮิร์ต สัญญาณที่จุด C นี้จะเป็นสัญญาณนาฬิกาให้แก่ขา 10 ของ IC2 ซึ่งเป็น ไอซีนับ 14 สถานะดังวงจรรูป



รูปที่ 3.3 วงจรหารสองและโมโนสเตเบิล

แต่เอาต์พุตของ ไอซี 2 ที่นำมาใช้งานคือสถานะที่ 10 คือที่ขา 14 จะต่อผ่าน ซี 3 ทุก ๆ ครั้ง ที่ขา 14 เกิดสถานะลอจิก “1” แรงดันที่ ซี 3 และ อาร์ 7 จะสูงขึ้นเป็นลอจิก 1 ด้วยแต่พอเอาต์พุตของขา 14 เป็นลอจิก “0” แรงดันที่ ซี 3 จะชาร์จผ่าน อาร์ 7 เป็นผลให้ค่าแรงดันที่ขา ซี 3 ยังคงค้างสถานะลอจิก “1” เอาไว้นานประมาณ 0.2 มิลลิวินาที ซึ่งสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 14 ของ ไอซี 2

ซึ่งพัลส์นี้ก็จะนำมาใช้เป็นตัวเปิดเกทให้ความถี่ 40 กิโลเฮิร์ตส์ผ่านไปโดยมี IC3/1 และ IC3/2 เปิดเกทให้ความถี่เดียวกันแต่ถูกกลับเฟสโดย IC3/4 ดังรูป



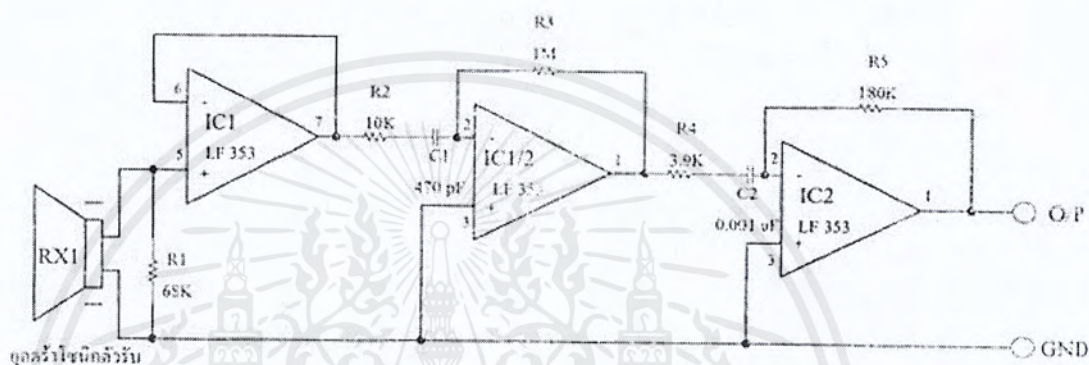
รูปที่ 3.4 วงจรภาคส่งสัญญาณ ความถี่ 40 KHz

เอาต์พุตจากเกททั้งสองที่กลับเฟสกันนี้จะเป็นการ “Push-Pull” กระแสผ่านไปอูลตราโซนิค ตัวส่ง TXI พัลส์ 0.2 มิลลิวินาที นี้จะใช้ในการรีเซตวงจรนับ ไอซี 5 ด้วยโดยผ่านทางขา 15 และยังใช้เพื่อเซตให้วงจรฟลิปฟล็อปที่ประกอบจาก IC4/1 และ IC4/2 มีการทำงานโดยผ่านทาง IC3/3 เอาต์พุตของฟลิปฟล็อปที่ออกมาทางขา 4 ของ IC4/2 จะแสดงสถานะลอจิก “0” และทำให้ขา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

13 ของ IC5 ได้รับลอจิก “0” จึงเกิดการนับโดยมี R9 เป็นตัวต้านทาน พูลคาวน์ วงจรจะเริ่มนับขึ้นเรื่อย ๆ ตามสัญญาณนาฬิกาที่เข้ามาทางขา 14 ซึ่งมี Q1 กลับเฟสสัญญาณนาฬิกาที่ผ่านมาที่ขา 14 ของ IC5 และยังเป็นกรยกระดับสัญญาณนาฬิกาให้แก่ IC5 เพราะ IC5 ต้องการระดับสัญญาณที่แน่นอนเพราะความถี่ที่เกิดขึ้นที่ขา 9 จะเป็นสัญญาณนาฬิกาถูกแบ่งไปเป็นอินพุตให้ IC2 ด้วยซึ่งจะทำให้ระดับสัญญาณลดลง

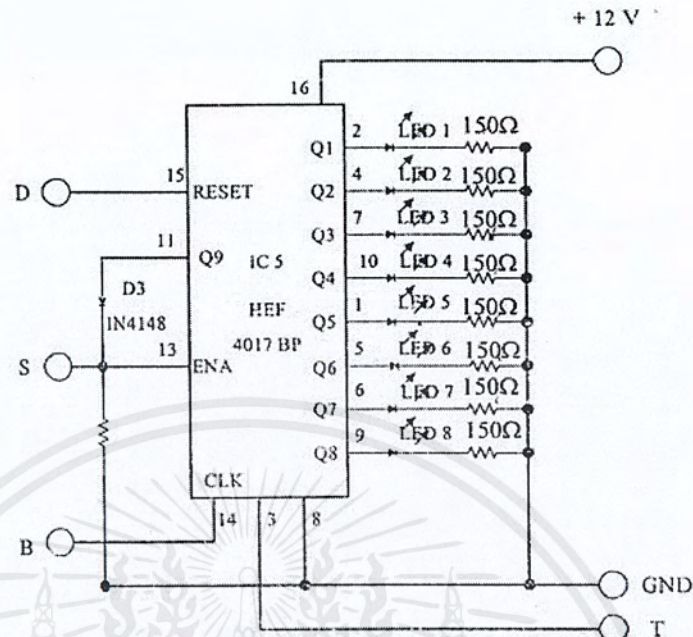
3.3 วงจรภาครับ



รูปที่ 3.5 วงจรภาครับ

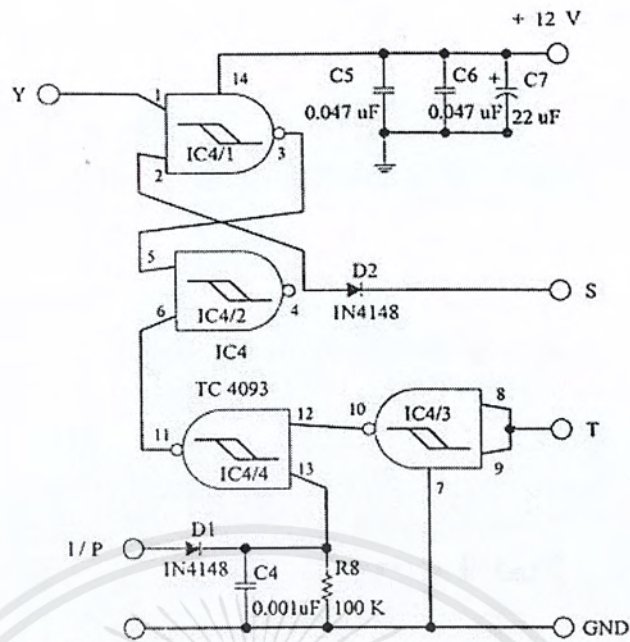
จากวงจรเป็นส่วนของภาครับซึ่งจะใช้ ออปแอมป์ ขยายทั้งหมด 3 stage โดยที่ตัวแรกจะใช้เป็นในลักษณะที่เรียกว่าเป็นวงจร Buffer ทั้งนี้เพื่อทำการขยายสัญญาณที่รับเข้ามาที่แรกก่อนและยังเป็นการทำให้เกิดการ Matching Impedance ระหว่างตัวรับคลื่นอุลตราโซนิกกับวงจรขยายใน stage ต่อไป จากนั้นสัญญาณที่ได้จะส่งผ่านเข้าไปยังวงจร High pass filter ทั้งนี้เพื่อกรองเอาเฉพาะความถี่ที่สูงออกไปเท่านั้นส่วน Noise ที่ความถี่ต่ำ ๆ หรืออื่น ๆ ที่ไม่ใช่ความถี่ที่ต้องการจะถูกกำจัดทิ้งไปจากนั้นก็จะนำเอาสัญญาณที่ได้ไปผ่านเข้าวงจรขยายใน stage ที่ 2 ซึ่งมีอัตราการขยายประมาณ 100 เท่าเพราะว่าสัญญาณที่รับเข้ามามีขนาดที่ค่อนข้างจะต่ำมาก ๆ และก็จะนำไปผ่านเข้าวงจร High filter อีกครั้งก่อนที่จะส่งสัญญาณผ่านเข้าไปในวงจรขยายใน stage 3 ต่อไปซึ่งจะมีอัตราการขยายประมาณ 50 เท่า ทั้งนี้เพื่อให้สัญญาณที่ได้มีขนาดที่แรงพอสมควรจะนำไปทำการ detect ต่อไป

3.4 วงจรนับ และส่วนแสดงผล



รูปที่ 3.6 ลักษณะของวงจรรนับ

เมื่อสัญญาณนาฬิกาถูกแรกเข้ามาที่ขา 14 ของ IC5 LED1 จะติดและพอพัลส์ลูกที่สองเข้ามา LED 2 จะติดแทนและพอลูกต่อมา LED ตัวถัดไปก็จะติดตามไปเรื่อย ๆ ถึง LED8 ซึ่งสว่างหลังจากพัลส์ลูกที่ 8 เข้ามาและถ้าคลื่นเสียงที่ปล่อยออกไปไม่กระทบกับวัตถุจนถึงพัลส์ลูกที่ 9 เข้ามาวงจรจะนับขึ้นเป็นสถานะสุดท้ายขา 11 ของ IC5 จะมีสถานะลอจิกเป็น “1” เป็นผลให้ขา 13 มีลอจิก “1” ด้วยโดยผ่าน ไอโอด D3 ซึ่งจะทำให้วงจรรนับหยุดนับทันทีที่ทั้งนี้เพื่อป้องกันการเกิดการนับย้อนไปที่สถานะเริ่มต้นใหม่อีกครั้งเมื่อไม่มีวัตถุมาให้ตกกระทบ



รูปที่ 3.7 วงจร ภาควิทยาศาสตร์และฟิสิกส์

วงจรมอนอสแตเบิลจะหยุดนิ่งเมื่อคลื่นเสียงอัลตราโซนิกสะท้อนกลับมาถึงตัวรับความถี่ 40 กิโลเฮิร์ตซ์ที่ได้รับสัญญาณที่ได้จากทางด้าน output จะผ่านเข้ามาเข้าที่ขาแอนโอดของ D1 และ D1 จะทำการตัดยอดสัญญาณให้เกิดสัญญาณครึ่งซีกด้านบวก C4 จะทำการชาร์จแรงดันสูงขึ้นตั้งนั้นแรงดันที่ขา 13 ของ IC4/4 จะได้รับสถานะลอจิก “1” เมื่อความถี่ 40 กิโลเฮิร์ตซ์หยุดส่งมา C4 จะดิสชาร์จผ่าน R8 และ 13 ของ IC4/4 จะมีแรงดันที่ 0 โวลต์กำหนดให้ขา 12 ของ IC4/4 มีสถานะลอจิกเป็น “1” ขณะเดียวกันการรับคลื่นเสียงอัลตราโซนิก จะเป็นผลให้ขา 11 ของ IC4/4 ได้รับสถานะลอจิก “0” และไปรีเซ็ตฟลิปฟลอปทำให้ขา 4 ของ IC4/2 ได้รับสถานะลอจิก “1” พร้อมกันนั้น IC5 จึงหยุดนิ่ง ขา 12 ของ IC4/4 จะได้รับสถานะลอจิก “0” ขณะที่ขา 3 (ตำแหน่ง Qo) ของ IC5 แสดงสถานะเป็น “1” ซึ่งหมายความว่าก่อนที่คลื่นอัลตราโซนิก จะผ่านเข้ามาวงจรมอนอสแตเบิลจะยังไม่ทำงานใดๆ จนกว่าอัลตราโซนิกตัวรับจะได้รับคลื่นเสียงจากตัวส่งฟลิปฟลอปก็จะรีเซ็ตโดยทันที

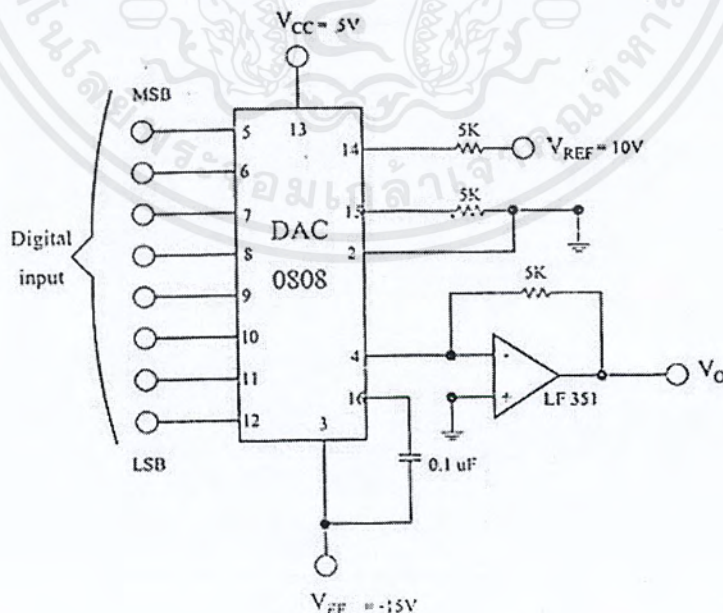
บทที่ 4

ภาคแปลงสัญญาณ และควบคุม

ในบทนี้จะกล่าวถึงส่วนของการแปลงสัญญาณที่รับมาจากภาคเซ็นเซอร์ และการควบคุมชุดขับเคลื่อนรถไฟฟ้า ซึ่งในส่วนของการแปลงสัญญาณนั้นเราจะใช้วงจร D/A (digital - to - analog) Converter ส่วนในส่วนของการควบคุมชุดขับเคลื่อนของรถไฟฟ้า นั้นเราจะใช้วงจร PWM เป็นตัวควบคุม ซึ่งจะกล่าวในแต่ละส่วนดังนี้

4.1 วงจร D/A Converter

วงจรนี้จะทำหน้าที่ในการเปลี่ยนสัญญาณที่มีลักษณะเป็น Binary word ให้เป็นกระแสหรือแรงดันตามสัดส่วนของสัญญาณที่รับเข้ามา ซึ่งสัญญาณที่รับเข้ามาจากภาคเซ็นเซอร์นั้น มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงของระดับสัญญาณที่รวดเร็ว และมีลักษณะ การเปลี่ยนแปลงเป็น 2 ระดับเท่านั้น คือ “High” และ “Low” ซึ่งก็คือลักษณะของสัญญาณ ที่เป็นดิจิทัลนั่นเอง โดยจะทำการเปลี่ยนสัญญาณนี้ให้มีลักษณะที่มีความต่อเนื่องหรือ เป็นแบบ Analog นั้นเองดังนั้นระดับแรงดันที่ได้จากวงจ D/A Converter นี้จะมีลักษณะต่อเนื่องซึ่งสามารถที่จะนำไปใช้ในการเปรียบเทียบสัญญาณได้ ในโครงงานนี้เราจะใช้ IC เบอร์ DAC 0808 ซึ่งเป็น IC D/A Converter ที่มีสัญญาณอินพุทขนาด 8 Bit ดังวงจรในรูป



รูปที่ 4.1 วงจร D/A Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

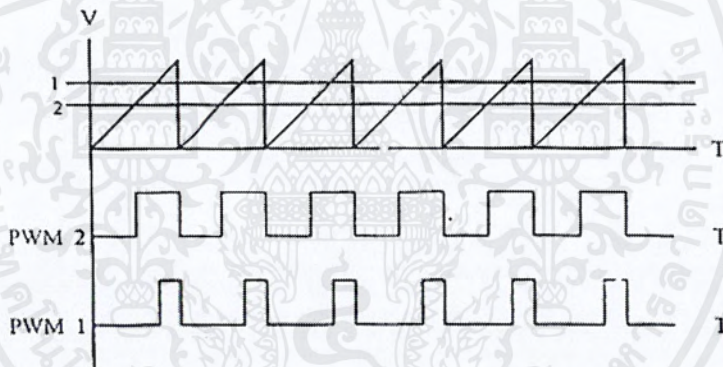
จะเห็นได้ว่าลักษณะของสัญญาณเขาเข้านั้นได้มาจากภาคเซ็นเซอร์ ซึ่งมีลักษณะของสัญญาณเปลี่ยนแปลงไปตามระยะห่างของรถไฟฟ้า ซึ่งแรงดันทางด้าน output ของวงจร D/A Converter มีค่าตามสมการดังนี้

$$V_0 = 10V \left(\frac{A1}{2} + \frac{A2}{4} + \dots + \frac{A8}{256} \right)$$

ลักษณะของสัญญาณ output ที่ได้มีลักษณะดังนี้

4.2 วงจร PWM (Pulse width modulation)

ในการควบคุมการขับเคลื่อนของรถไฟฟ้านั้นเราจะใช้วงจร PWM เป็นวงจรควบคุมซึ่งจะอาศัยหลักการของการนำเอาแรงดัน dc มารวมกันกับ แรงดันสัญญาณรูปฟันเลื่อยที่ผลิตขึ้นมาดังรูป

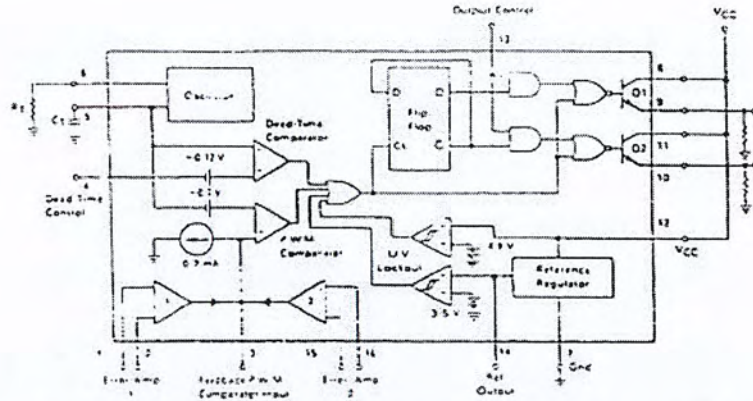


รูปที่ 4.2 ลักษณะการรวมแรงดัน dc กับสัญญาณรูปฟันเลื่อยที่ระดับต่าง ๆ

เพื่อทำให้เกิด พัลส์ไปทริกวงจรถุดขับเคลื่อนต่อไป ในโครงการนี้เราจะใช้ IC เบอร์ TL 494 เป็นตัวกำเนิดสัญญาณ PWM ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

4.3 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน

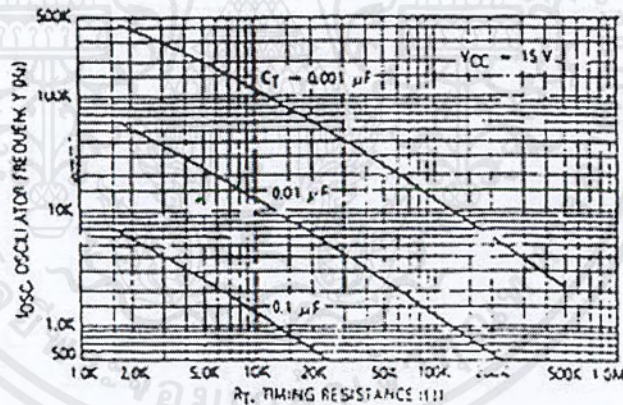
ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหมดควบคุมจากแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายใน และการจัดขาของ TL 494 แสดงในรูป การทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้



รูปที่ 4.3 การจัดโครงสร้างภายใน และการจัดขาของไอซี TL 494

4.4 การกำหนดคาบเวลาการทำงาน

วงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของ output pulse กำหนดโดยค่าของ R_1 และ C_1 จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก



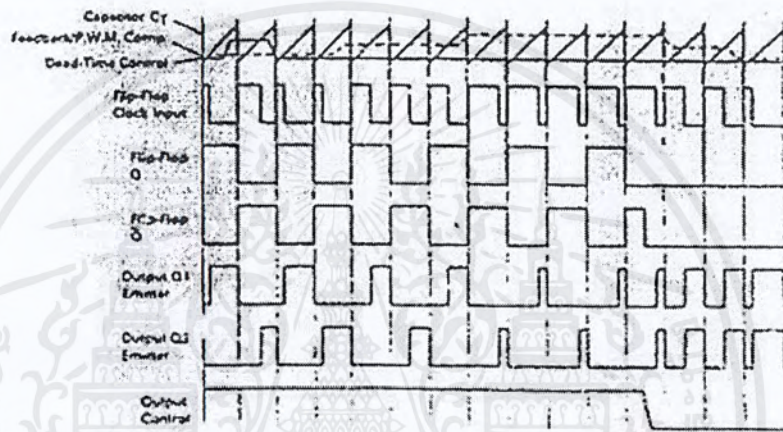
รูปที่ 4.4 ความสัมพันธ์ของค่า R_1 , C_1 ในการกำหนดความถี่

4.5 การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของคอนเวอร์เตอร์

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 5 กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขา Ck ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ "Low" เท่านั้นซึ่ง Ck จะเป็น "Low" ได้ก็ต่อเมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่า แรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจาก output ของคอนเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้นความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง ในทางกลับกัน แรงดัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ป้อนกลับหากมีค่าลดลงความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนี้อาจกำหนดให้มีค่ามากที่สุด หรือมีค่าเท่ากับ 0 ได้ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมดตั้งแต่ -0.3 ถึง (Vcc-2) โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้งสองตัว จะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ “High” (Active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non – inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ที่ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างของเอาต์พุตของไอซี



รูปที่ 4.5 รูปคลื่นลักษณะการทำงานของ TL 494

4.6 การกำหนดค่าเวลาเพื่อ TD

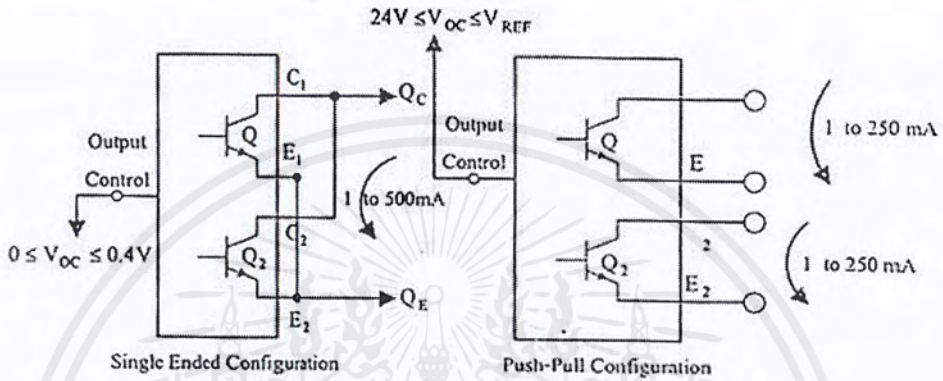
TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเพื่อเวลาเพื่อ t_D ของวงจรได้เองด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 ของไอซีอย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเพื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4% ของค่าคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ ต่ออยู่ภายในดังนั้นช่วงเวลา t_{ON} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (output control) เข้ากับขา 14 (+15 V_{ref}) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

4.7 การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมดคือ ทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (output control) โดยขณะที่ C_t ดิสชาร์จเอาต์พุตของ Dead-Time Comparator จะให้พัลส์ออกมาจาก Ck จะมีสถานะเป็น “High” และหยุดการทำงานของ Q1 และ Q2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “High” โดยการต่อเข้ากับขา 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

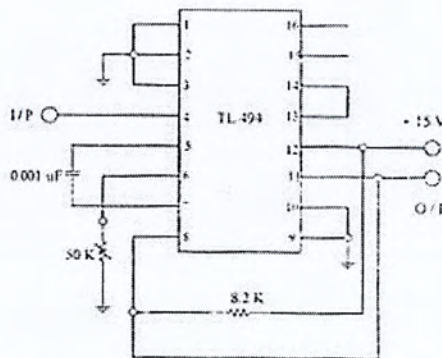
(+5Vref) Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip - Flop เพื่อให้ขับคอนเวอร์เตอร์แบบพุก - พูลในกรณีนี้ค่าเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่า ของค่าคาบเวลาสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น “Low” โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก Flip - Flop) Q1 , Q2 จะทำงานพร้อมกัน และสามารถขนาน Q1 , Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสได้มากขึ้น ในกรณีนี้ค่าเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี (ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลา)



รูปที่ 4.6 ลักษณะการเลือกใช้อาต์พุตของ TL 494

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง $7 \leq V_{CC} \leq 40$ โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน $V_{ref} = 5$ โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์ เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง $\pm 1.5\%$ ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70 องศาเซลเซียส ลักษณะของสัญญาณ PWM เมื่อรดไฟฟ้าอยู่ที่ตำแหน่งต่าง ๆ มีลักษณะดังนี้

ในโครงงานนี้จะใช้ TL 494 เป็นตัวสร้าง PWM โดยจะทำการกำเนิดความถี่ที่คงที่ขึ้นมาค่าหนึ่ง สัญญาณที่ได้จะมีลักษณะเป็น Pulse ซึ่งได้มาจากการเปรียบเทียบของสัญญาณสองสัญญาณ โดยรับแรงดัน DC มาจากภาคแปลงสัญญาณเข้ามาเปรียบเทียบกับแรงดันรูปฟันเลื่อยที่ผลิตขึ้นภายในตัว TL 494 ดังวงจรในรูป



รูปที่ 4.7 วงจร Pulse width modulation

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่เลือกค่าความถี่ได้จากค่า Capacitor และ Resistor ที่ค่า C_T และ R_T เมื่อได้ทำการเปรียบเทียบสัญญาณทั้งสองสัญญาณแล้วจะได้รูปร่างของสัญญาณ Output เป็นพัลส์ที่สามารถจะปรับค่า duty cycle ได้ตามความต้องการ แต่ในที่นี้ค่า duty cycle ของวงจรนี้จะเปลี่ยนแปลงไปตามลักษณะของสัญญาณที่ได้มาจากเซ็นเซอร์

จะเห็นได้ว่าลักษณะของสัญญาณมีรูปร่างที่แตกต่างกัน แต่เนื่องมาจากว่าในตำแหน่งของรถไฟฟ้าแต่ละตำแหน่งจะให้ค่าของแรงดัน output ที่ออกมาจากวงจร D/A Converter ที่นำมาใช้ควบคุม TL 494 แตกต่างกันนั่นเองจึงทำให้ค่าของ duty cycle ของ trigger pulse แตกต่างกันไปด้วย



บทที่ 5

ภาคขับเคลื่อนของรถไฟฟ้า

ในบทนี้ซึ่งเป็นส่วนสุดท้ายของโครงการนี้จะกล่าวถึงภาคขับเคลื่อนรถไฟฟ้า ซึ่งเป็นส่วนที่ออกแบบวงจรขับเคลื่อนโดยใช้หลักการของ Four Quadrant Drive ซึ่งจะอาศัยลักษณะของการกลับทางหมุนของมอเตอร์ขับเคลื่อนเองโดยอัตโนมัติ และอุปกรณ์หลักที่ทำหน้าที่สำคัญในส่วนนี้ได้แก่ หม้อแปลงสวิตชิงที่ใช้ทำหน้าที่ในการแยก Ground ระหว่างภาค Power กับภาค Control ออกจากกัน และอีกตัวหนึ่งคือ Power Mosfet ซึ่งทำหน้าที่เป็นวงจรกำลังในการขับเคลื่อนมอเตอร์ ซึ่งจะกล่าวถึงแต่ละส่วนประกอบดังต่อไปนี้

5.1 หม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิง Switching Transforme จัดเป็นอุปกรณ์ที่สำคัญอีกอย่างหนึ่ง สำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย ผู้ออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย จึงจำเป็นต้องศึกษารูปแบบที่เป็นไปได้ในลักษณะต่าง ๆ ของหม้อแปลงสวิตชิง ความเหมาะสมในการใช้งาน การคำนวณ ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์และขนาดของลวดทองแดง รวมทั้งการกำหนดความปลอดภัยทางไฟฟ้า เพื่อความปลอดภัยและลดกำลังงานสูญเสียในหม้อแปลงสวิตชิงขณะทำงาน ดังจะได้กล่าวไว้โดยละเอียดดังนี้

5.2 ส่วนประกอบของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงมีหน้าที่หลักในการลดทอนแรงดันไฟตรงที่อินพุทของคอนเวอร์เตอร์ซึ่งอาจมีค่าสูงได้ถึง 310 โวลต์ ให้มีค่าลดลงเป็นแรงดันไฟค่าต่ำที่เอาต์พุต และทำให้เกิดการแยกจากกันทางไฟฟ้าระหว่างแรงดันอินพุทและแรงดันเอาต์พุตที่ได้ เพื่อป้องกันอันตรายจากการถูกไฟฟ้าช็อต

5.3 แกนเฟอร์ไรต์ Ferrite Core

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก Ferromagnetic material การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์ จะมีผลทำให้เกิดความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก เฟอร์ไรต์มีค่าจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3.000 ถึง 4.000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวมันต่ำที่ความถี่สูง ๆ ดังนั้นหม้อแปลง

สวิตช์ จึงนิยมใช้แกนเป็นเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของหม้อแปลงสวิตช์จะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ

5.4 บอบบี้ Bobbin

บอบบี้ หรือแบบรองพัน ปกติจะทำจากพลาสติกชนิดทนความร้อนได้สูงและไม่ติดไฟ บอบบี้จะช่วยให้การพันขดลวดบนแกนเฟอร์ไรต์สะดวกขึ้น และป้องกันปัญหาการลัดวงจรระหว่างขดลวดกับแกนเฟอร์ไรต์ได้ บอบบี้จะมีขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ บอบบี้ส่วนใหญ่จะถูกออกแบบให้มีขาพักลวดทองแดงเพื่อความสะดวกในการพันขดลวด และบัดกรีติดกับแผ่น PCB

5.5 ลวดทองแดงอาบน้ำยา Enamelled Copper Wire

การพันขดลวดทั้งไพรมารีและเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตช์ที่กำลังไม่สูงมากนัก ปกติจะใช้ลวดทองแดงอาบน้ำยาพันบนแกนบอบบี้ เพื่อให้ได้จำนวนรอบตามต้องการ ขนาดของขดลวดทองแดงที่จะใช้พันนั้น ขึ้นอยู่กับค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านขดลวด ความถี่และผลข้างเคียงอื่นๆ จะได้อธิบายต่อไป

5.6 เทปฉนวน Insulation Tape

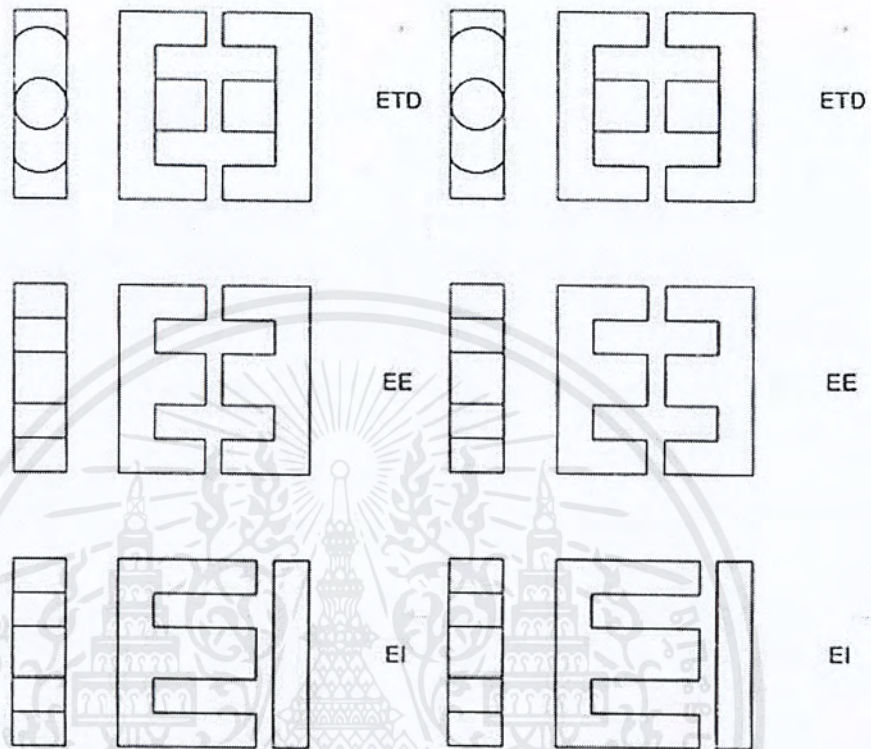
เทปฉนวนใช้พันสำหรับเป็นตัวรองระหว่างชั้นของขดลวดในหม้อแปลงสวิตช์ และมีหน้าที่สำคัญในการแยกส่วนทางไฟฟ้าระหว่างขดไพรมารี และขดเซคันดารีด้วยวัสดุที่ใช้ทำเทปฉนวนอาจเป็นพวกลินเอยล์ หรือโพลีเอสเตอร์ ที่มีความหนาอยู่ในช่วง 0.05 – 0.1 มิลลิเมตร การเลือกใช้จะขึ้นอยู่กับารออกแบบ และค่าความปลอดภัยที่ต้องการจากหม้อแปลงสวิตช์เป็นหลัก

5.7 แกนเฟอร์ไรต์ และการเลือกใช้

5.7.1 ลักษณะและขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์

แกนเฟอร์ไรต์ สำหรับ หม้อแปลงสวิตช์โดยทั่วไป จะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรงต่าง ๆ ตามมาตรฐานเดียวกัน เช่นแกนแบบ EI, EE, ETD หรือแกนแบบ POT เป็นต้นโดยปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมา ในลักษณะของกลุ่มประกบ เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบี้

การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นภายในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้ ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่าง ๆ แสดงไว้ในรูป



รูปที่ 5.1 ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD

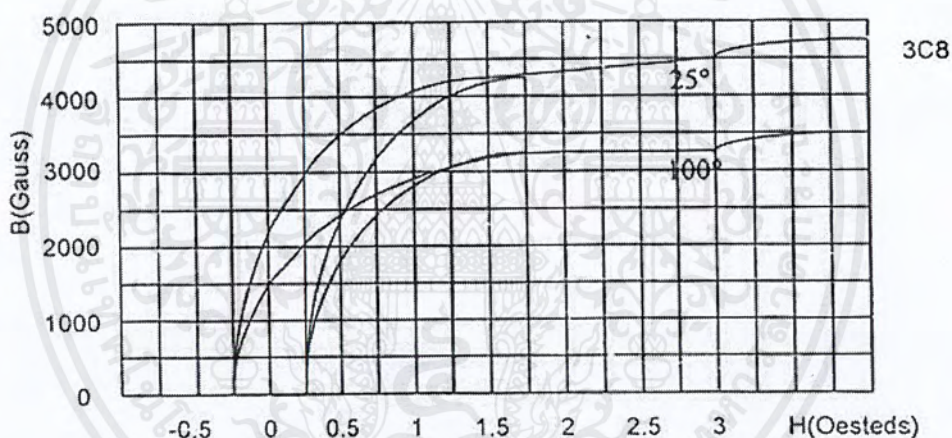
แกนแบบ POT นั้นจะใช้กับหม้อแปลงสวิตชิงที่ไม่ต้องการกำลังสูง (ไม่เกิน 125 วัตต์) และในงานที่ต้องการสัญญาณรบกวน EMI/REF ต่ำ เนื่องจากลักษณะรูปทรงของมันสามารถที่จะป้องกันการแพร่กระจายของสัญญาณรบกวนได้ดี แต่แกนแบบ POT มีช่องสำหรับให้ขดลวดออกมาภายนอกได้ค่อนข้างเล็กน้อย จึงเป็นอุปสรรคในการพันลวดทองแดงขนาดใหญ่เมื่อหม้อแปลงต้องการกำลังสูง ๆ แกนที่นิยมใช้กันมากสำหรับหม้อแปลงสวิตชิงที่ต้องการกำลังงานสูง จะเป็นแกนแบบ EI, EE, ETD เนื่องจากสามารถพันขดลวดรอบแกนบนบอบบิ้นได้สะดวก แกนในกลุ่มนี้จะมีขนาดต่าง ๆ ให้เลือกใช้งานได้เป็นจำนวนมาก โดยสามารถให้กำลังงานได้ตั้งแต่ 5 วัตต์ ไปจนถึง 10 กิโลวัตต์ อย่างไรก็ตามสัญญาณรบกวน EMI/REF ที่เกิดขึ้นจะมีค่ามากกว่าแกนแบบ POT ยังมีแกนเฟอร์ไรต์ในแบบอื่น ๆ ที่สามารถนำมาใช้งานได้ อีก เช่น แกนแบบ RM, PQ, LP แต่ไม่ค่อยพบเห็นตามท้องตลาดทั่วไป และไม่ค่อยเป็นที่นิยม

5.7.2 ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

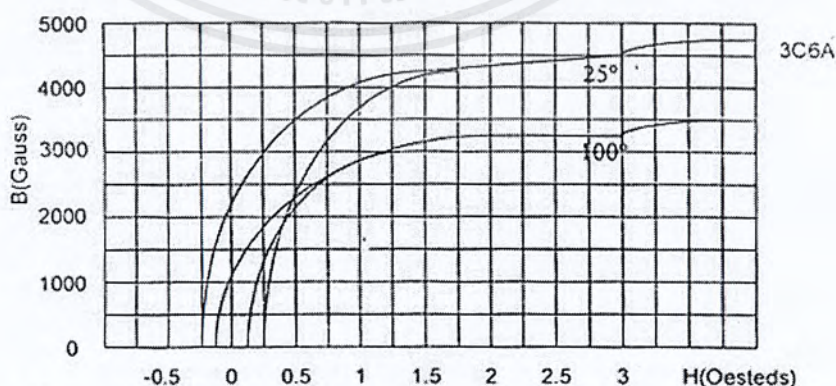
ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันนั้น จะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กภายในของแกนเฟอร์ไรต์แตกต่างกันด้วย ถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้นจะต้องมีรายละเอียดคุณสมบัติเนื้อสารแสดงไว้เสมอ ข้อมูลสำคัญที่ควรจะทำความเข้าใจและศึกษาไว้ก็คือเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส Hysteresis curve และค่าการสูญเสียภายในแกนเฟอร์ไรต์

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส Hysteresis curve

เส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส จะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นฟลักซ์ B ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก H ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวดที่พันบนแกน ในรูปที่ จะแสดงลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8 และ 3C6A ตามลำดับ ซึ่งผลิตโดยผู้ผลิต คือ FERROXCUBE จากรูปจะเห็นว่าค่าความหนาแน่นฟลักซ์



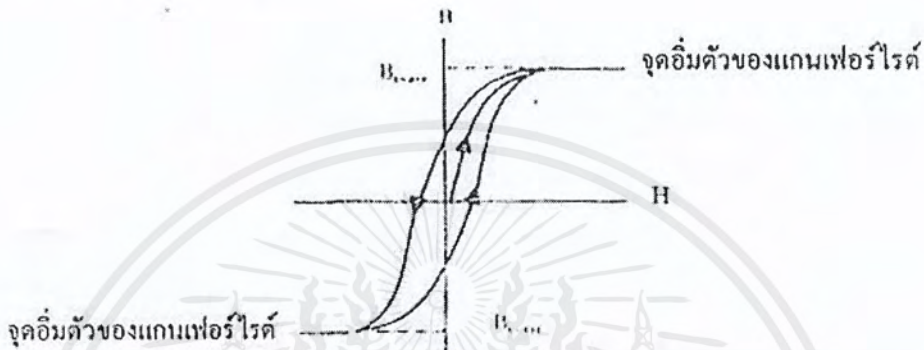
รูปที่ 5.2 ลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C8



รูปที่ 5.3 ลักษณะของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสของเนื้อสารชนิด 3C6A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แม่เหล็ก B จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็ก H มีค่าเพิ่มขึ้น จนถึงจุดหนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B มีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มของสนามแม่เหล็ก H ก็ตามจากจุดดังกล่าวเราจะเรียกว่าแกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก Saturation โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิส เพียงครั้งเดียวเพราะ เนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสจะมีลักษณะเหมือนกันทุกประการเพียงแต่จะมีลักษณะกลับทิศกันเท่านั้นดังแสดงไว้ในรูป

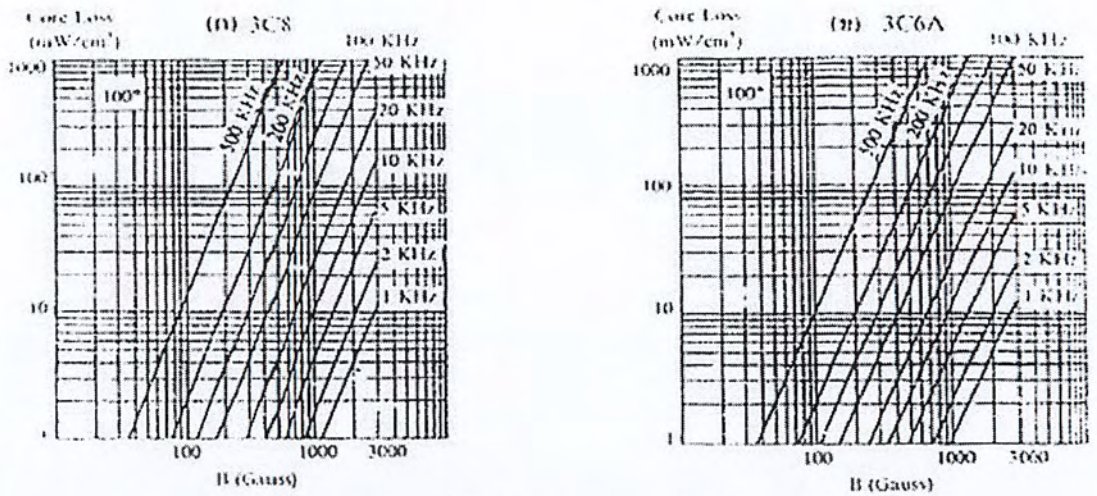


รูปที่ 5.4 ลักษณะที่สมบูรณ์ของเส้นโค้งฮิสเตอร์รีซิสซึ่งจะมีลักษณะสมมาตรของกราฟซิกบอนและล่าง

การใช้งานแกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงสวิตชิงจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวขึ้นได้ ดังนั้นโดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง จึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B ที่ยอมให้เกิดขึ้นได้ในแกนขณะทำงาน มีค่าทั้งหมดไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์เพื่อความปลอดภัย

ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ Core Loss

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อน ซึ่งมีสาเหตุสำคัญหลักๆ 2 ประการคือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์รีซิสของแกน และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนภายในแกนเฟอร์ไรต์ ที่ความถี่ต่ำกว่า 100 กิโลเฮิร์ตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดไม่ใหญ่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์รีซิสเพียงอย่างเดียว ตัวอย่างกราฟแสดงค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์แสดงไว้ในรูปที่ 8 ปกติค่ากำลังสูญเสียจะถูกระบุไว้เป็นมิลลิวัตต์ต่อหนึ่งลูกบาศก์เซนติเมตร และมีค่าขึ้นกับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่การใช้งานรวมถึงอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์



รูปที่ 5.5 ค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์

5.7.3 การกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนหม้อแปลง

ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กในแกนของแม่เหล็ก จะขึ้นอยู่กับจำนวนรอบของขดลวดไพรมารี และขนาดของแกน จากกฎของฟาราเดย์จะได้ว่า

$$\Delta B = \frac{V \cdot t}{N_p \cdot A_c} \times 10^8$$

เมื่อ ΔB คือค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนเป็นเกาส์

V คือค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี เป็นโวลต์

N_p คือค่าจำนวนรอบของขดไพรมารี เป็นรอบ

A_c คือค่าขนาดพื้นที่หน้าตัดของแกน เป็นตารางเซนติเมตร

t คือช่วงเวลาที่มีการเปลี่ยนแปลงฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้น เป็นวินาที

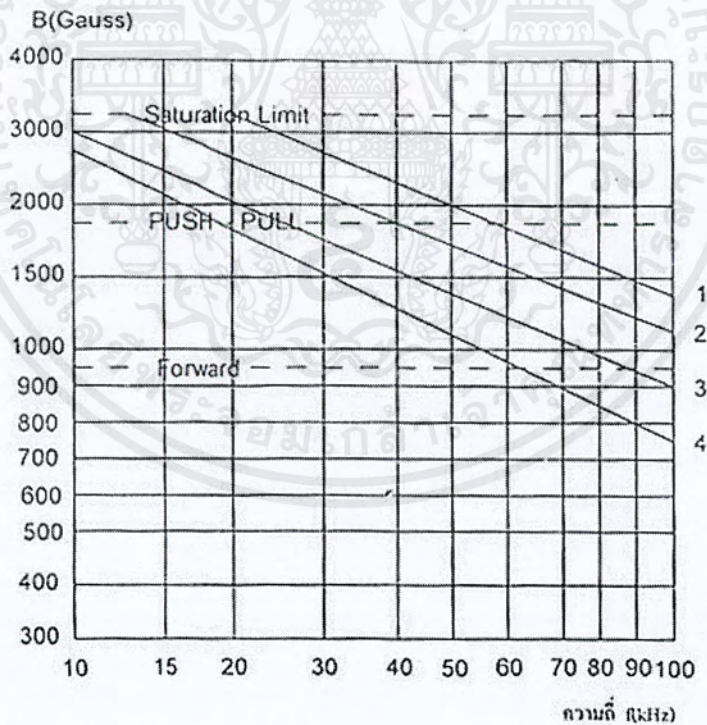
จะเห็นได้ว่ายิ่งจำนวนรอบของขดลวดไพรมารีมีค่าน้อยลง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์ที่เกิดขึ้นจะยังมีค่ามากซึ่งการลดจำนวนรอบของขดไพรมารีลง จะทำให้สามารถใช้ลวดทองแดงขนาดใหญ่ขึ้นได้และสามารถทนกระแสได้สูงทำให้หม้อแปลงให้กำลังได้สูงขึ้น

อย่างไรก็ตามหากค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัว จะทำให้แรงดันตกคร่อมขดไพรมารีมีค่าลดลงรวดเร็วแรงดันอินพุตจะไปตกคร่อมที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

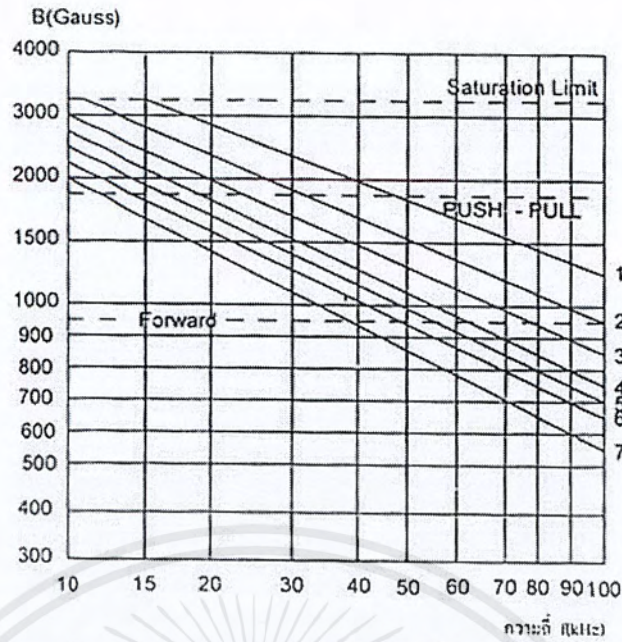
ขณะที่กำลังนำกระแสสูงๆ แทน ทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์พังเสียหายได้ และความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่มีค่าสูงจะทำให้เกิดการสูญเสียภายในแกนสูงอีกด้วย ดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่ยอมให้เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลงขณะทำงานจึงมีข้อควรคำนึงถึง 2 ประการ คือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิมตัวขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกน ขณะทำงานจะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่สุด

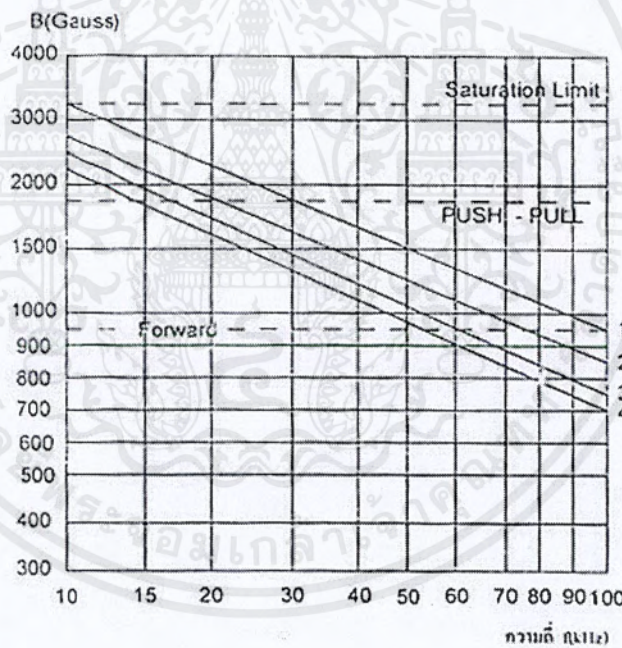
ในรูปเป็นกราฟแสดงค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เหมาะสมของแกนเฟอร์ไรต์ซึ่งแนะนำไว้โดย L.M.Bracke ใช้สำหรับพวย - พูลคอนเวอร์เตอร์ และฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ เพื่อให้ได้กำลังงานสูงสุด และมีค่าการสูญเสียที่น้อยที่สุดน้อย การใช้กราฟนี้ เพื่อกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในขั้นต้นสำหรับการออกแบบหม้อแปลงสวิตชิง ซึ่งจะก่อให้เกิดความสะดวกรวดเร็วขึ้นมาก



รูปที่ 5.6 ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เหมาะสมของแกนเฟอร์ไรต์



รูปที่ 5.7 ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เหมาะสมของแกนเฟอร์ไรต์



ขนาดแกนเฟอร์ไรต์ : (1) ETD 34 (3) ETD 44
 (2) ETD 39 (4) ETD 49

รูปที่ 5.8 ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เหมาะสมของแกนเฟอร์ไรต์

5.7.4 การเลือกขนาดแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสม

การใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตซิ่ง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวด และแกนเฟอร์ไรต์จะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รื้อนกำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่าง ๆ พิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน (A_c) และขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น (A_w) โดยอาจคำนวณได้จากสมการต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์

$$P = 0.5 \Delta \frac{B_{(max)} \cdot f \cdot A_c \cdot A_w}{D} \times 10^{-3}$$

สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของฟูล-ฟูลคอนเวอร์เตอร์

$$P = \Delta \frac{B_{(max)} \cdot f \cdot A_c \cdot A_w}{D} \times 10^{-3}$$

สำหรับแกนที่ใช้กับหม้อแปลงของฮาล์ฟบริดจ์ และฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

$$P = 1.4 \Delta \frac{B_{(max)} \cdot f \cdot A_c \cdot A_w}{D} \times 10^{-3}$$

โดยที่ $\Delta B_{(max)}$ = ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นเกาส์

F = ค่าความถี่การทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ เป็นเฮิรตซ์

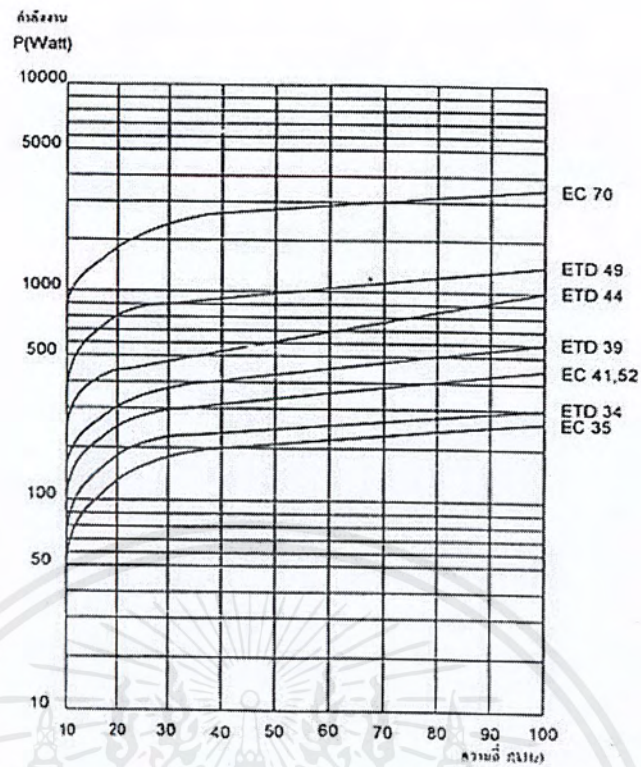
A_c = พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร

A_w = พื้นที่ช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น เป็นตารางเซนติเมตร

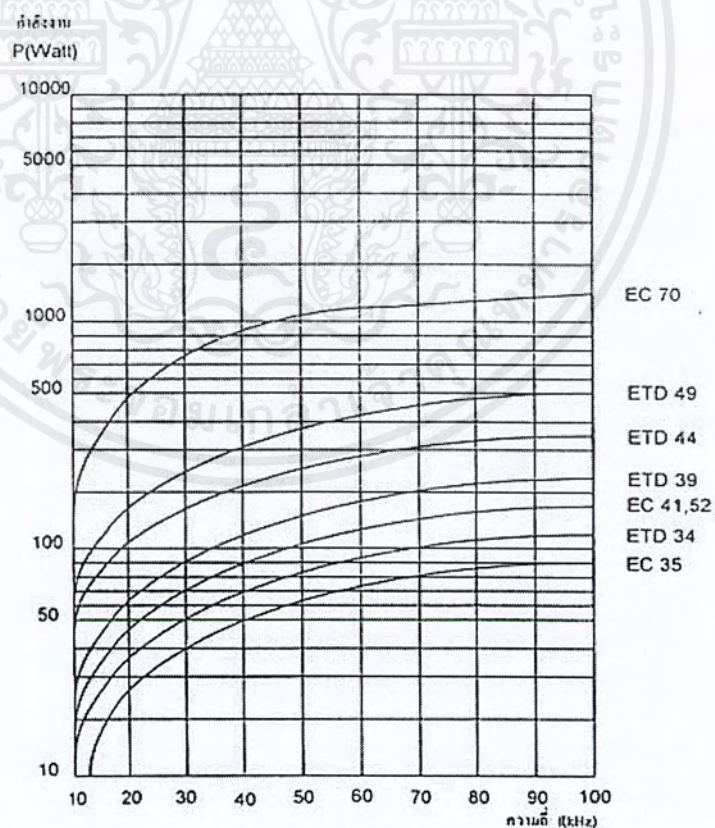
D = ค่าความหนาแน่นกระแสในเจตไพรมารี เป็นเซอร์คูลาร์มิลต่อแอมป์

P = กำลังงานสูงสุดที่ได้จากแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวัตต์

Δ ค่าของ $B_{(max)}$ ที่เหมาะสมหาได้จากรูปที่ 12 ส่วนค่าของ A_c และ A_w เป็นขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้ โดยดูได้จากข้อมูลจากผู้ผลิตที่ให้มา กับแกนเฟอร์ไรต์ค่าของ D กำหนดได้จากขนาดของขดลวดทองแดงที่ใช้พัน



รูปที่ 5.9 แสดงค่ากำลังงานที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่าง ๆ



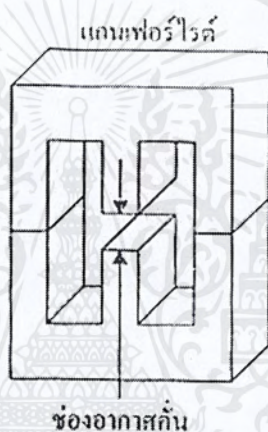
รูปที่ 5.10 แสดงค่ากำลังงานที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

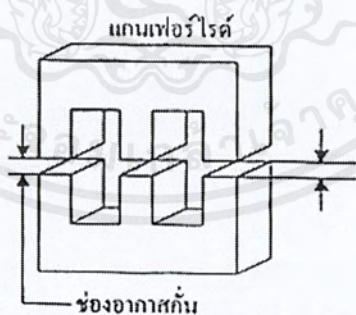
5.7.5 ช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ (Air Gap)

การกำหนดช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก ในแกนเฟอร์ไรต์ เป็นวิธีการหนึ่งที่ใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ และช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงสวิตช์ซึ่งมีค่ามากขึ้นได้ด้วย อย่างไรก็ตามช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณมารบกวน EMI ออกมา และอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้เช่นกัน

สำหรับแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE,EI,ETD หรือ POT สามารถกำหนดลักษณะของช่องอากาศคั่นในแกนได้ 2 ลักษณะ ดังรูป คือ การกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลางอย่างเดียว และการคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ



รูปที่ 5.11 การกำหนดช่องอากาศคั่น I_g ที่แกนกลาง



รูปที่ 5.12 การคั่นช่องอากาศ I_g ระหว่างคู่ประกบของแกนเฟอร์ไรต์

การคั่นแกนด้วยช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ สามารถทำได้ง่ายกว่าการคั่นช่องอากาศที่แกนกลาง ซึ่งทำได้โดยการใช้แผ่นฉนวน ที่มีความหนาเป็นครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคั่นที่ต้องการ นำมาคั่นระหว่างแกนนอกของคู่ประกบ ส่วนการกำหนดช่องอากาศคั่นที่แกนกลาง ต้องตั้งโดยตรงจากผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์ หรือขีดแกนกลางออกเองเพื่อให้ได้ระยะช่องอากาศคั่นตามต้องการ มีข้อสังเกตคือ การคั่นช่องอากาศระหว่างคู่ประกบ ความหนาของแผ่นฉนวนคั่นที่ใช้จะมีเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของระยะช่องอากาศคันที่ต้องการเท่านั้น เนื่องจากช่องอากาศที่เกิดขึ้นจะคั่นทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กถึงสองครั้งในแกนคันนั้นระยะช่องอากาศคันที่ได้จึงเป็นผลรวมของระยะช่องอากาศที่เกิดขึ้นทั้งหมด

5.7.6 แกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลง

หม้อแปลงสวิตชิงจะทำงานในลักษณะที่ต้องเก็บสะสมพลังงานไว้ก่อน แล้วจึงจะทำการถ่ายเทพลังงานออกไป จึงอาจกล่าวได้ว่ากำลังที่ได้จากหม้อแปลงจะมาจากค่าพลังงานที่หม้อแปลงสามารถสะสมไว้ได้นั่นเอง ในช่วงที่มีการสะสมพลังงานของหม้อแปลง พลังงานที่ถูกสะสมไว้จะมีค่าเท่ากับ

$\frac{1}{2} LI^2$ ความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานสะสมกับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์สามารถหาได้จาก

$$\Delta LI^2 p(pk) = \frac{B_{(max)}^2 \cdot lg \cdot A_c \cdot 10^{-8} \text{ (จูล)}}{0.4}$$

โดยที่ lg คือ ระยะห่างช่องอากาศคันแกนเฟอร์ไรต์ เป็นเซนติเมตร

A_c คือ ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์ เป็นตารางเซนติเมตร

$\Delta B_{(max)}^2$ คือ ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกน เป็นเกาส์

L คือ ค่าความเหนี่ยวนำขดไพรมารีของหม้อแปลง เป็นเฮนรี่

$I_{p(pk)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดที่ผ่าน L เป็นแอมป์

ค่าของ $\Delta B_{(sat)}$ โดยทั่วไปจะกำหนดไว้เป็นครึ่งหนึ่งของค่าอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ ($B_{(sat)}/2$)

จะเห็นได้ว่าเราสามารถเพิ่มค่าพลังงานสะสม (หรือเพิ่มกำลังของหม้อแปลง) ได้โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศคัน lg หรือโดยการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น ในทางปฏิบัติการเพิ่มระยะช่องอากาศคันจะเป็นที่นิยมใช้มากกว่า เพราะต้องการให้หม้อแปลงสวิตชิงอย่างไรก็ตามแกนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดหนึ่ง ๆ ระยะของช่องอากาศคันสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยการสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวดเพราะจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบจะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศที่เพิ่มขึ้นดังสมการ

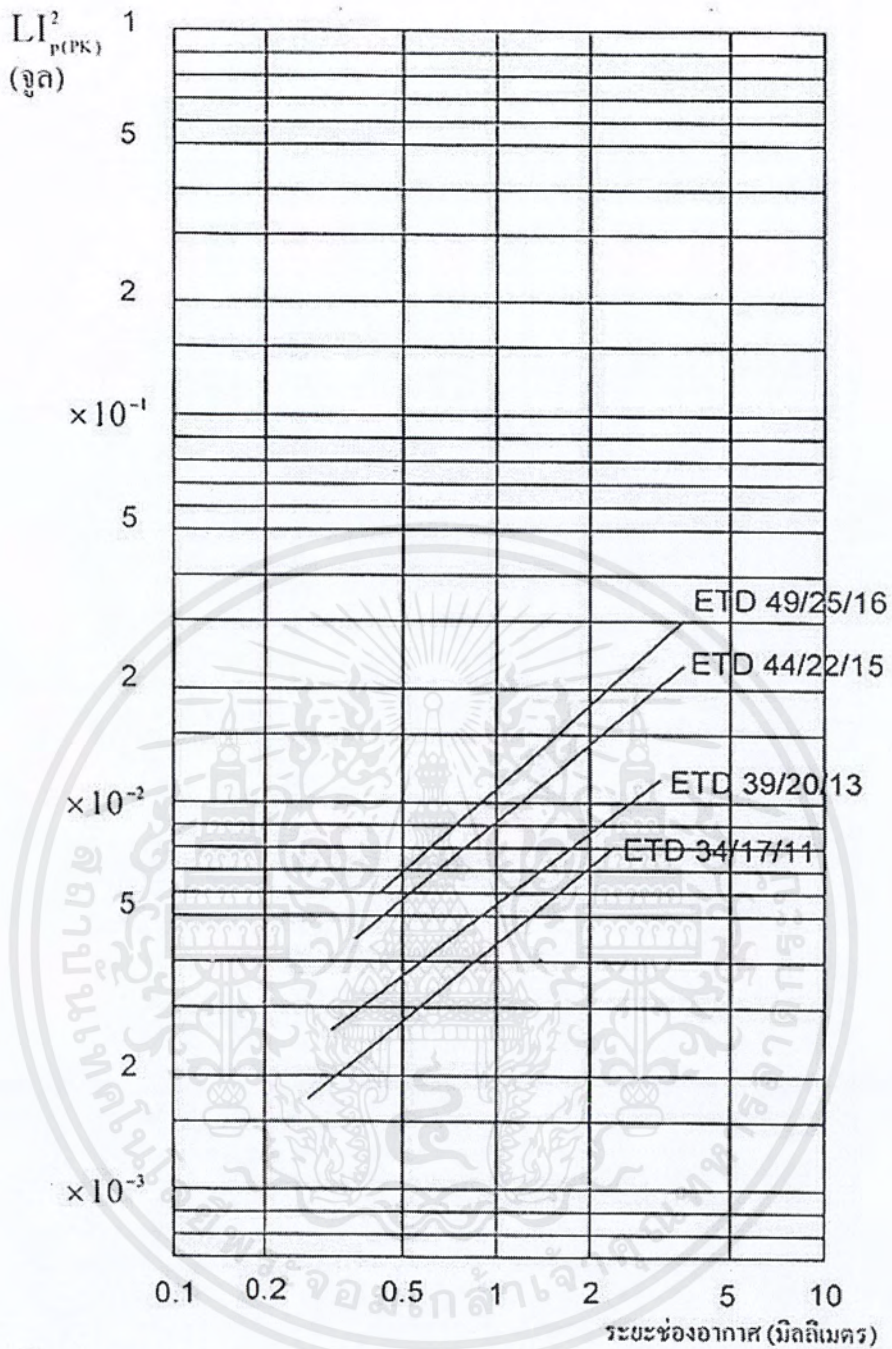
$$\Delta N = \frac{B_{(max)}^2 \cdot lg}{0.4 I_{p(pk)}}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ N คือ จำนวนรอบของขดไฟโรมารี่ของหม้อแปลง

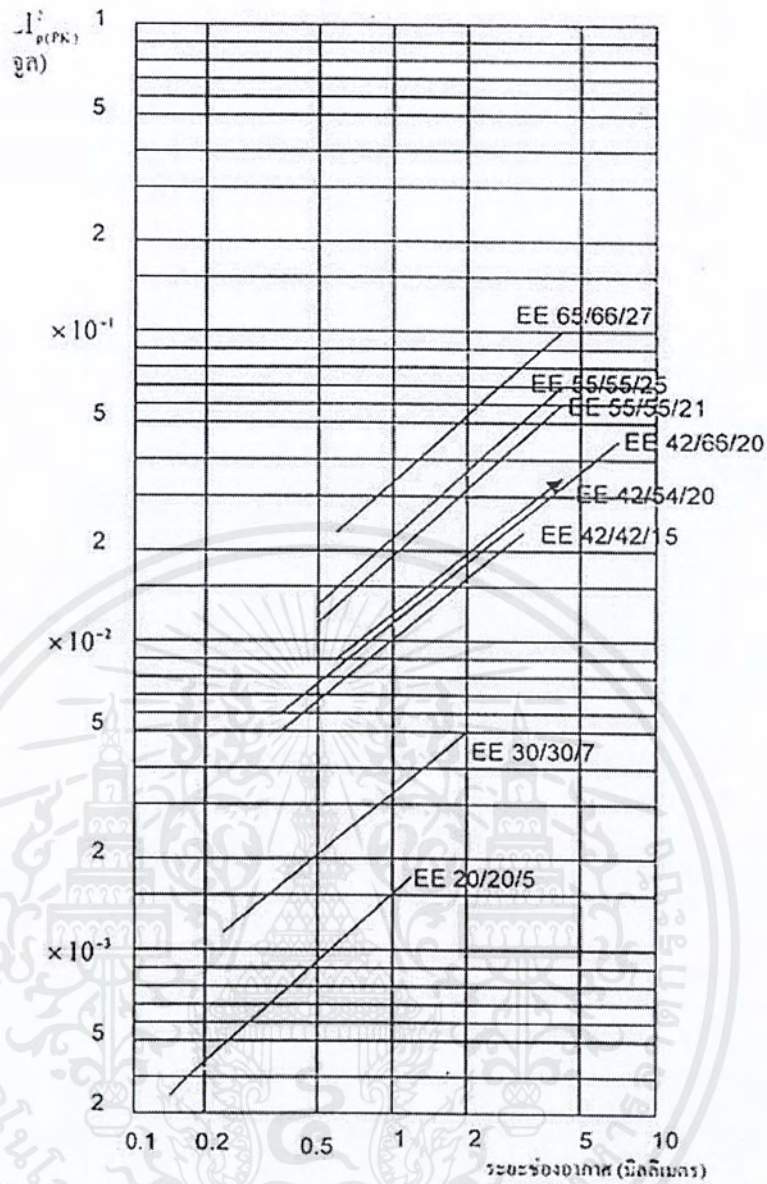
เนื่องจากระยะพันบนบอบบิ้นมีค่าจำกัด และอาจมีเนื้อที่ไม่พอสำหรับจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้น รวมถึงการสูญเสียที่เกิดในลวดทองแดงจะมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้น ซึ่งจะทำให้หม้อแปลงร้อนผู้ออกแบบจึงต้องพิจารณาจุดที่เหมาะสมระหว่างการเพิ่มระยะช่องอากาศหรือ การเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ด้วย รูปแสดงค่าสูงสุดของ $LI^2_{p(pk)}$ กับระยะห่างช่องอากาศที่เหมาะสมที่ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ต่าง ๆ สำหรับแกนแบบ ETD และ EE ตามลำดับ และมีข้อสังเกตคือที่ค่า $LI^2_{p(pk)}$ ค่าหนึ่งๆ อาจมีแกนเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสมได้หลายขนาด โดยมีระยะห่างช่องอากาศที่แตกต่างกัน กรณีนี้การพิจารณาเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์จะขึ้นอยู่กับ การสูญเสียในขดลวดการเพื่อค่าความปลอดภัยทางไฟฟ้า และค่าใช้จ่ายเป็นหลัก





รูปที่ 5.13 ค่าสูงสุดของ $LI^2_{p(pk)}$ กับระยะห่างช่องทางอากาศคั่นสำหรับแกนแบบ ETD

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



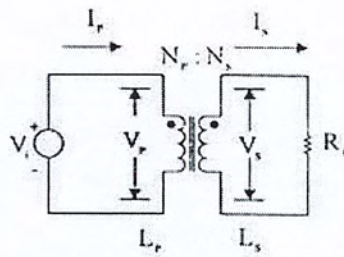
รูปที่ 5.14 ความสัมพันธ์ระหว่าง $LI_{p(pk)}^2$ กับระยะห่างช่องอากาศคั่นสำหรับแกนแบบ EE

5.8 ความสัมพันธ์ระหว่างขดไพรมารีและขดเซคันดารีของหม้อแปลงสวิตชิง

หม้อแปลงสวิตชิงจะมีความสัมพันธ์ของขดไพรมารีและขดเซคันดารี เป็นไปตามทฤษฎีหม้อแปลงทั่วไปผลของจำนวนรอบ และค่าของแรงดันที่เกิดขึ้นในวงจรดังรูป จะเป็นดังนี้

$$V_p = N_p = I_s$$

$$\frac{V_s}{N_s} = I_p$$



รูปที่ 5.15 ความสัมพันธ์พื้นฐานของหม้อแปลง

และ

$$\frac{N_p}{N_s} = \sqrt{\frac{L_p}{L_s}}$$

- เมื่อ N_p คือ จำนวนรอบของขดไพรมารี
 N_s คือ จำนวนรอบของขดเซคันดารี
 V_p คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดไพรมารี
 V_s คือ ค่าแรงดันตกคร่อมขดเซคันดารี
 L_p คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดไพรมารี
 L_s คือ ค่าความเหนี่ยวนำของขดเซคันดารี
 I_p คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารี
 I_s คือ ค่ากระแสที่ไหลผ่านขดเซคันดารี

มีข้อสังเกตคือ แรงดัน V_p เป็นค่าแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารีซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กภายในแกนของหม้อแปลง เนื่องจากมีกระแสไหลผ่านขดไพรมารีไม่ใช่ค่าแรงดันอินพุต V_1 โดย V_p จะมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$V_p = N_p \cdot \frac{A_E (dB)}{dt} \times 10^{-8}$$

และค่า V_p ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับค่า V_1 แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัวอัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก (dB/dt) จะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ แรงดันตกคร่อม V_p จะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเหมือนเกิดการลัดวงจร และจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงและวงจรที่เกี่ยวข้องด้วย ต่อไปจะกล่าวถึงอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่หลักอีกตัวหนึ่งที่ถือว่ามีความสำคัญนั่นก็คือ ฟิวด์เอฟเฟกทรานซิสเตอร์ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.9 ฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์

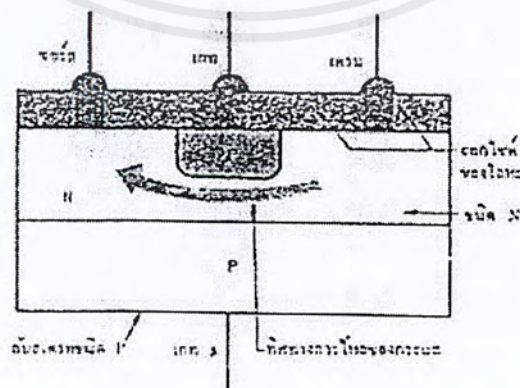
ฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ เป็นสิ่งประดิษฐ์สารกึ่งตัวนำชนิด ยูนิโพลาร์แตกต่างจากทรานซิสเตอร์ซึ่งเป็นชนิด ไบโพลาร์ ทั้งคำว่ายูนิโพลาร์ หรือ ไบโพลาร์เป็นคำที่ใช้อธิบายปรากฏการณ์ ที่เกิดขึ้นกับประจุพาหะในเนื้อสารกึ่งตัวนำของสิ่งประดิษฐ์นั้นๆ ฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์จะมีกระแสไหลเนื่องจากประจุเพียงชนิดเดียวเท่านั้นคือ “อิเล็กตรอนอิสระ” หรือ “โฮล” ฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์มีลักษณะการทำงานที่ไม่เหมือนทรานซิสเตอร์ธรรมดา กล่าวคือ ทรานซิสเตอร์ธรรมดามีการทำงานแบบที่เรียกว่าเป็นแหล่งกำเนิดกระแส หรือควบคุมการไหลของกระแสคอลเลคเตอร์ด้วยกระแสเบส พูดย่างๆ ก็คือกระแสที่ไหลเข้าทางคอลเลคเตอร์จะขึ้นอยู่กับกระแสที่เบส ส่วนฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์มีการทำงานในลักษณะที่แรงดันเป็นตัวควบคุมกระแสเหมือนกับหลอดสูญญากาศ นั่นคือกระแสจะถูกควบคุมด้วยสนามไฟฟ้าที่เกิดจากแรงดัน

ชนิดของฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์

ฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์มีอยู่ 2 ชนิด คือ

1. ฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ชนิดมีหัวต่อ P-N (junction field of transistor) เรียกย่อ ๆ ว่า JEET แต่โดยทั่วไปเราจะเรียกว่า เฟท หรือ เจเฟท
2. ฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ที่ประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำที่เคลือบผิวบางส่วนด้วยโลหะออกไซด์ (metal oxide semiconductor field effect transistor) ซึ่งมีชื่อย่อ ๆ ว่า MOSFET หรือเรียกขานว่ามอสเฟท หรือบางทีจะเรียกว่าฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ที่เกทมีฉนวนกัน

ซึ่งลักษณะของฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ชนิด สามารถแสดงดังรูป



รูปที่ 5.16 ฟิวด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ชนิดหัวตัว PN บนแผ่นสับสเตรท

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

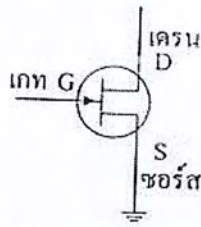
สำหรับฟิลด์เอฟเฟกทรานซิสเตอร์อาจจะยกตัวอย่างได้ดังนี้ สมมติว่าถ้าทนกำลังงานสูญเสียได้ 300 มิลลิวัตต์ นั่นคือผลคูณของ V_{DS} และ I_D จะต้องมีค่าน้อยกว่า 300 มิลลิวัตต์ สำหรับเส้นกราฟที่เขียนสมการ $V_{DS} I_D = 300$ มิลลิวัตต์ ซึ่งแสดงให้เห็นดังรูป ดังตัวอย่างเช่น ถ้าแรงดัน V_{DS} มีค่า 20 โวลต์ กระแส I_D จะมีค่าได้สูงสุดเท่ากับ $0.3/20 = 15$ มิลลิแอมป์แปรจุดของกราฟกำลังงานสูญเสีย 300 มิลลิวัตต์นั่นเอง โดยปกติการพิจารณากำลังสูญเสียสูงสุดของฟิลด์เอฟเฟกทรานซิสเตอร์ จะคิดที่อุณหภูมิห้องปรกติ คือ 25 องศา ถ้าให้ฟิลด์เอฟเฟกทรานซิสเตอร์ทำงานที่อุณหภูมิเพิ่มขึ้นค่ากำลังงานสูญเสียสูงสุดที่ตัวมันจะลดลงเช่นเดียวกับทรานซิสเตอร์ทั่วไป ดังเช่นถ้าอุณหภูมิเพิ่มขึ้นเป็น 65 องศา ตัวฟิลด์เอฟเฟกทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะมีกำลังสูญเสียลดลงจาก 300 เหลืออีกเพียง 220 มิลลิวัตต์ ตัวอย่างค่าจำกัดอื่น ๆ ของตัวฟิลด์เอฟเฟกทรานซิสเตอร์ขนาดเล็กโดยประมาณที่ควรทราบคือ

แรงดันระหว่างซอร์ส-เกต V_{SG}	-30 โวลต์
แรงดันระหว่างเดรน-ซอร์ส V_{DS}	30 โวลต์
แรงดันระหว่างเดรน-เกต V_{DG}	-30 โวลต์
แรงดันพินช์ออฟระหว่างเกต-ซอร์ส V_p	5.5 โวลต์
กระแสรั่วไหลเมื่อไบแอสกลับที่เกต I_{GSS}	
เมื่อ $I_{GSS} = 20$ โวลต์	0.15 นาโนแอมแปร์
กระแสเดรนอิมิตัว I_{DSS}	18 mA
กำลังงานสูญเสียสูงสุดที่อุณหภูมิ 25 องศา	300 mW
กำลังงานสูญเสียสูงสุดที่อุณหภูมิ 65 องศา	220 mW
และจะมีกำลังสูญเสียลดลง 2 มิลลิวัตต์ทุก ๆ องศาเซนติเกรด	

จากคุณลักษณะสมบัติของฟิลด์เอฟเฟกทรานซิสเตอร์จะพบว่าถ้าให้การไบแอสที่เกตมีค่าลบมากขึ้น ฟิลด์เอฟเฟกทรานซิสเตอร์จะให้คุณสมบัติเหมือนหลอดสูญญากาศ คือกระแสเดรนจะมีค่าลดลงจนมีค่าเกือบเป็น 0 แรงดันไบแอสที่ทำให้กระแสเดรนมีค่าเป็น 0 นี้จึงเป็นตัวพารามิเตอร์ที่สำคัญของฟิลด์เอฟเฟกฯ อีกตัวหนึ่งซึ่งเรียกว่า “แรงดันพินช์ออฟ” ซึ่งค่าแรงดันนี้จะกำหนดมาให้กับฟิลด์เอฟเฟกฯ ทุกตัว สิ่งสำคัญอีกประการหนึ่งที่จะบอกคุณลักษณะที่สำคัญของฟิลด์เอฟเฟกฯ คือ กระแสเดรนอิมิตัว กระแสส่วนนี้วัดได้โดยให้แรงดันไบแอสระหว่างเกตกับซอร์ส มีค่าเป็นศูนย์

ลักษณะการจัดวางตัวฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์

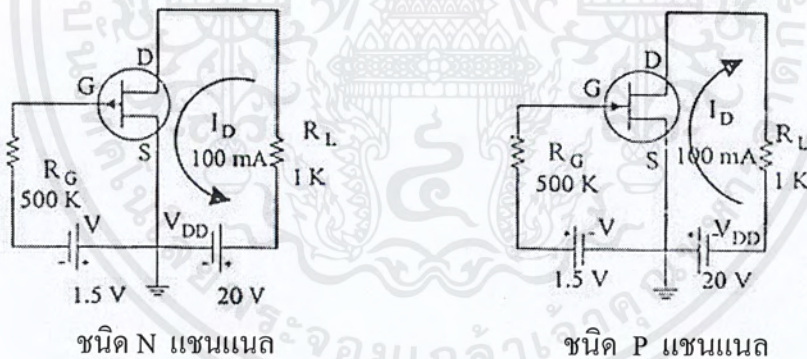
ฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ประกอบด้วยขา 3 ขามีชื่อว่า เกรน ซอร์ส และเกต ดังรูป



รูปที่ 5.19 ฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์

การไบแอสฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์

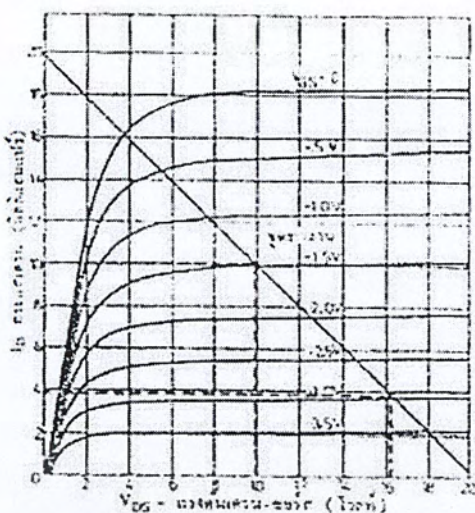
ในฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ชนิด N แชนแนลเราต้องต่อขั้ว + ของแบตเตอรี่เข้ากับขา เกรนและให้แรงดันลบกับเกต ดังนั้นถ้าให้แรงดันที่เกตมีค่าลบน้อยลงจนเข้าใกล้ศูนย์ กระแสเกรน จะเพิ่มขึ้นเพราะช่องทางกระแสไหลมีค่ามากขึ้นเอง ส่วนในชนิด P แชนแนลจะต้องต่อขั้วลบของ แบตเตอรี่เข้ากับขั้วเกรนและต่อแรงดันไฟบวกให้กับขั้วเกตเพื่อไบแอสให้วงจรทำงานนั้น คือ ถ้า ลดแรงดันไบแอสที่เกตลดลงก็จะทำให้กระแสเกรนเพิ่มขึ้นได้อีกเช่นกันดังรูป



รูปที่ 5.20 การไบแอสฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์

การใช้สมการเส้นโหลด

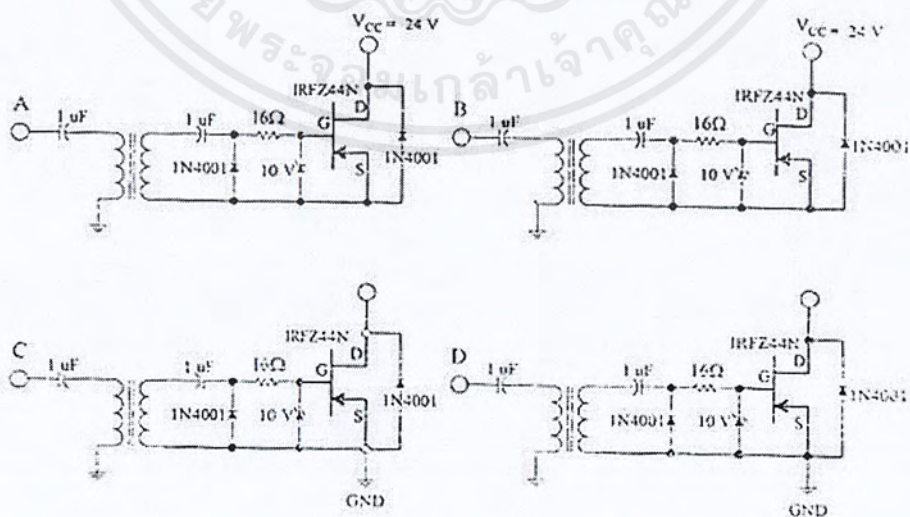
สมการเส้น โหลด เป็นสมการที่บอกภาวะการทำงานของฟิลด์เอฟเฟคทรานซิสเตอร์ ซึ่ง สามารถเขียนลงบนกราฟลักษณะสมบัติของมันได้เช่นเดียวกับทรานซิสเตอร์ทั่ว ๆ ไปซึ่งเส้น สมการโหลดมีลักษณะดังรูป



รูปที่ 5.21 เส้นสมการโหลด

ในการหาเส้นสมการโหลด อาจทำได้ง่าย ๆ โดยการหาค่าแรงดันคร่อมระหว่างเดรนกับซอร์ส เมื่อกระแสเดรนมีค่าเป็นศูนย์ซึ่งจะพบว่าจุดบนกราฟดังรูป ที่ค่าแรงดัน V_{DD} นั้นเองส่วนอีกปลายหนึ่งของเส้นเปรียบเสมือนว่าฟิลต์ออฟเฟลคๆ เกิดการลัดวงจรระหว่างเดรนและซอร์ส ดังนั้นจึงมีกระแสไหลได้เต็มที่คือค่า $I_D = V_{DD} / R_D$ นั้นเอง

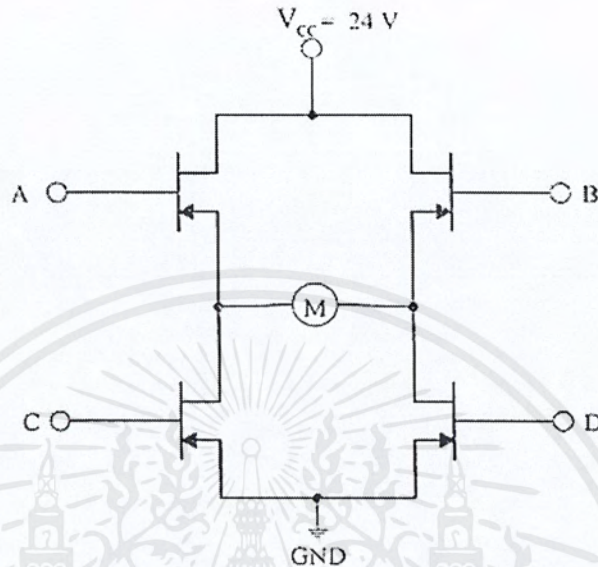
จากรายละเอียดและทฤษฎีของอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่หลักนั้นสามารถนำมาทำการออกแบบ วงจร 4 – Quadrant drive ซึ่งหม้อแปลงแยกกราวด์นั้นจะใช้หม้อแปลงขนาด 1 : 1 โดยพันขดลวด ทางด้าน Primary และ Secondary เป็นจำนวน 4 รอบแกน EI ขนาด 19 โดยทำการพันไปและกลับ จำนวน 2 เที้ยว ส่วนทางด้านภาคกำลังนั้นจะใช้ Power Mosfet เป็นตัวขับ Output ลักษณะวงจร ดังรูป



รูปที่ 5.22 วงจรขับเคลื่อนรถไฟฟ้า

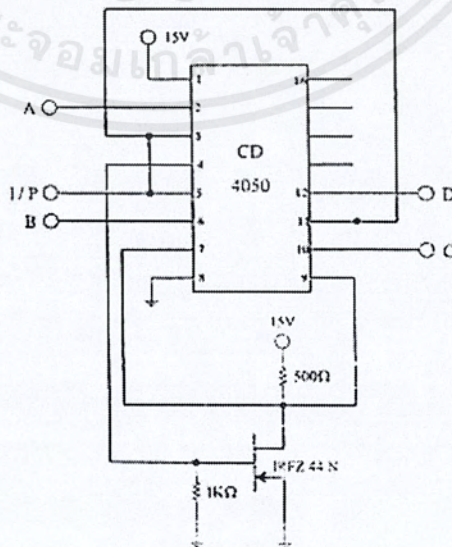
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรจะเห็นได้ว่า Power Mosfet จะทำหน้าที่เป็นเสมือนกับสวิตช์โดยจะทำงานเป็นคู่ สลับกันไปตามลักษณะของสัญญาณพัลส์ที่นำมาทริก ดังนั้นคือ วงจร A กับ D จะทำงานพร้อมกัน และ วงจร B กับ C จะทำงานพร้อมกัน ซึ่งสามารถแสดงวงจรการทำงานได้ดังรูป



รูปที่ 5.23 วงจร 4 – Quadrant drive

เริ่มแรกสัญญาณที่รับเข้ามาจาก PWM จะผ่านมายังวงจร Buffer ก่อนซึ่งในที่นี้ใช้ IC เบอร์ CD 4050 ทั้งนี้เพื่อป้องกันการคังกระแสหรือทำให้ สัญญาณ Input ที่มาจากภาค PWM นั้นเกิดการ ผิดเพี้ยนไปจากรูปเดิม จากนั้นสัญญาณที่ออกจาก Buffer จะถูกนำไปกลับเฟส โดยใช้ Mosfet ดัง ในรูป



รูปที่ 5.24 วงจร Buffer

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่ใช้ Mosfet ก็เพราะว่า ตัว Mosfet จะมีช่วงเวลาในการ Turn on and Turn off ดังนั้นจะสามารถช่วยป้องกันการ on พร้อมกันได้ของ Mosfet ต่อจากนั้นจะส่งสัญญาณที่ได้ผ่านไปที่ Primary ของหม้อแปลง ซึ่งจะใช้ CI มาต่อกันไว้ข้างหน้าเพื่อกันไฟ DC ออกไปก่อน ทั้งนี้เพื่อป้องกันไม่ให้แกนเหล็กเกิดการอิ่มตัว หลังจากผ่านหม้อแปลงแล้วก็จะนำสัญญาณที่ได้ไปทริก Mosfet แต่จะต้องมีวงจรถอดแรงดันขึ้นมาก่อนซึ่งในที่นี้จะใช้ C2 and D1 ต่อกันเป็นวงจร Clamping สัญญาณที่ได้จะนำไปผ่านเข้าที่ R1 เพื่อให้ทำหน้าที่ในการเผาผลาญประจุที่เกิดขึ้นในช่วง Turn off ของ Mosfet และซีเนอร์ไดโอดจะมีหน้าที่กำจัดผลของ Spice Voltage ที่เกิดขึ้นเพื่อป้องกันไม่ให้ Mosfet เกิดการเสียหาย และสัญญาณทริกที่นำไปทริกที่ Mosfet



บทที่ 6

สรุปผลการทำโครงการและข้อเสนอแนะ

จากการทำโครงการในครั้งนี้ได้ผลการทดลองเป็นที่น่าพอใจและสำเร็จลุล่วงไปด้วยดีเพียงระดับหนึ่งเท่านั้น ซึ่งจะสามารถนำโครงการไปประยุกต์และพัฒนาเพิ่มเติมได้ แต่ปัญหาที่พบและเกิดขึ้นระหว่างทำโครงการก็มีมากพอสมควร เช่นกัน โดยจะขอกล่าวถึงปัญหาที่สำคัญและข้อเสนอแนะในการแก้ไขไว้ดังนี้คือ

ในการทำงานเกี่ยวกับภาคความถี่ จะพบปัญหาในการจับคู่ลักษณะลูกคลื่นสัญญาณว่ามีลักษณะอย่างไรนั้น ไม่สามารถทำได้ในระหว่างการทดลอง เนื่องจากสโคปที่ใช้มีความไวไม่พอ ทั้งนี้เป็นเพราะว่าออสซิลโลสโคปจะส่งความถี่ออกมาเป็นช่วง ๆ ไม่ได้ส่งออกมาเป็นแถบความถี่ ดังนั้นวิธีการที่จะวัดลูกคลื่นของสัญญาณ ว่ามีลักษณะการส่งออกมาอย่างไร จึงต้องใช้สโคปที่สามารถจะ Storage สัญญาณไว้ได้

การทดสอบปรากฏว่าพบปัญหาอยู่ 2 ลักษณะคือ ปัญหาแรกเกี่ยวกับสล็อต ถ้าหากว่าใช้สล็อตที่ไม่มีดอกยางและลักษณะของยางมีลักษณะที่แข็งและลื่น จะพบว่าการที่รถเคลื่อนที่ในครั้งแรก จะเกิดการลื่นไถล ดังนั้นจึงแก้ไขด้วยการใส่ยางที่มีลักษณะนุ่มและมีดอกยางด้วย ทั้งนี้เพราะว่าจะได้ควบคุมระยะห่างระหว่างรถ ในขณะที่เกิดการ เปลี่ยน แปลงระดับของ สัญญาณที่ตัวเซ็นเซอร์ได้ โดยให้เกิดความผิดพลาดน้อยที่สุด

ปัญหาที่ 2 คือ เมื่อเรานั้นตัวอุปกรณ์ตรวจจับออสซิลโลสโคป มาติดตั้งไว้บนรถจะพบว่า ขณะที่รถเคลื่อนที่นั้น การตรวจจับของออสซิลโลสโคป จะทำได้ไม่ราบเรียบเนื่องจากการสั่นสะเทือนของตัวรับและตัวส่ง เพราะเวลารถเคลื่อนตัว จึงทำให้เกิดการสั่นสะเทือน จึงทำให้รั้ววงกระตุกบ้างแต่ วิธีแก้ไขให้นำกระดาษมาครอบข้าง ๆ ข้องตัวรับตัวส่ง จะช่วยแก้ปัญหาได้ในระดับหนึ่ง

บรรณานุกรม

ทะนง โชติสรยุทธ์ , “เทคนิคการใช้งานอุลตราโซนิคทรานสดิวเซอร์สำหรับนักทดลอง” หนังสือนิตยสาร , หน้า 83 – 93 , 2526

ฐิรพงษ์ นามเก่ง , “เครื่องตรวจระยะใกล้ใกล้ด้วยอุลตราโซนิค” , หนังสือนิตยสาร Hobby Electronic เล่ม 5 , หน้า 121 – 128 , 2539

ยี่นภู่วรรณ , “ฟิลต์ออฟเฟลททรานซิสเตอร์” วิทยุและการใช้งานอิเล็กทรอนิกส์ เล่ม 2 , หน้า 1 – 23

สุวัฒน์ คั่น , “หม้อแปลงสวิตชิง” , “ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมแรงดัน” เทคนิคการออกแบบสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย , หน้า 78 – 96 , 133 – 135 , พิมพ์ครั้งที่ 2

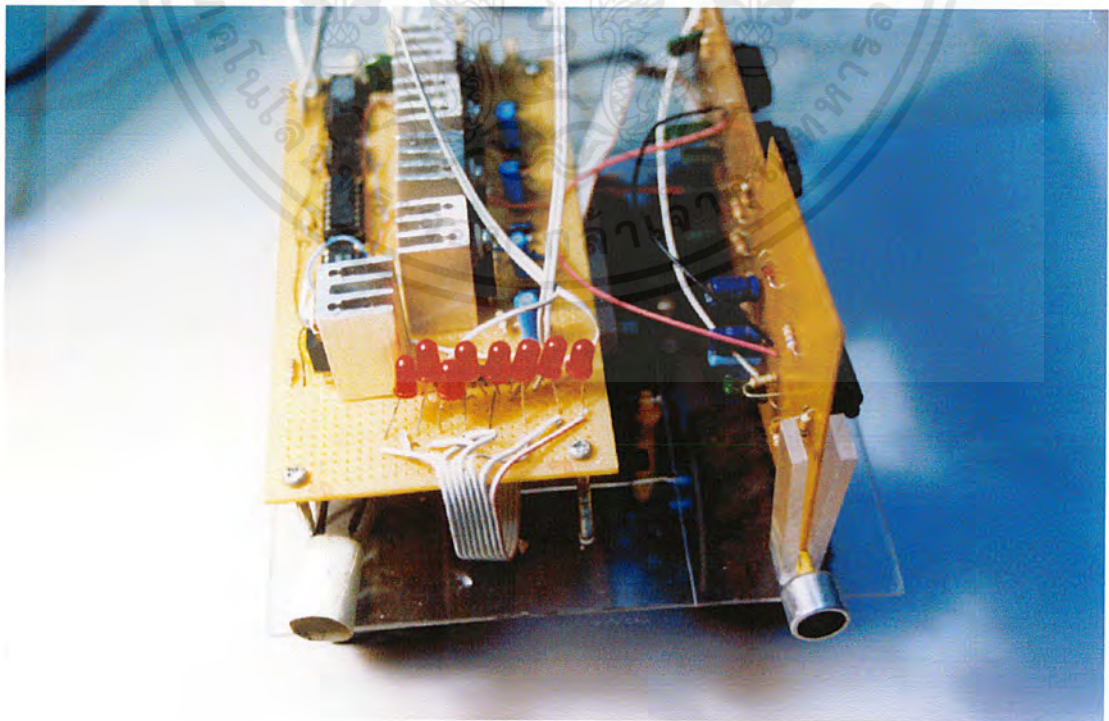
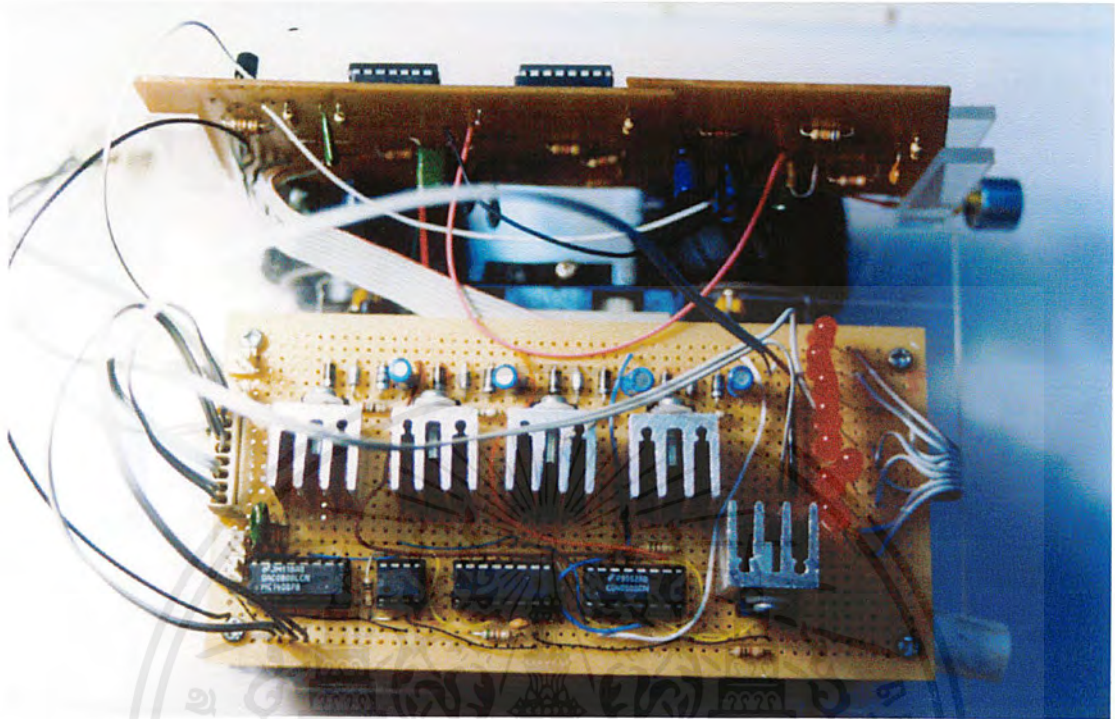
Jeck Blitz and Geoff Simpson , “Non – Destctive Evaluation Ultrasonic Methods of Non – destructive testing”

Yuzo Yoshida , Kaneo Mohri and Keiichi Yoshino , “PWM Inverter Using High – Gain Pulse – Triggered Power Transistors and a New PWM Controll Method” , IEEE Transaction on Industrail Electronics volume IE – 33 No.2 , May 1986

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DAC0808 8-Bit D/A Converter

General Description

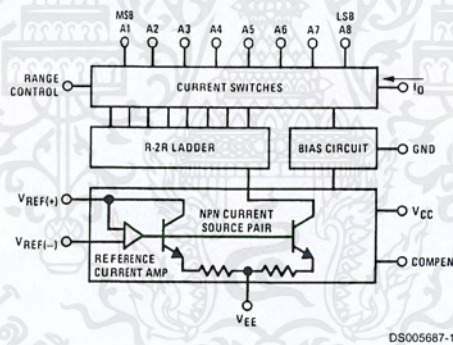
The DAC0808 is an 8-bit monolithic digital-to-analog converter (DAC) featuring a full scale output current settling time of 150 ns while dissipating only 33 mW with $\pm 5V$ supplies. No reference current (I_{REF}) trimming is required for most applications since the full scale output current is typically ± 1 LSB of $255 I_{REF}/256$. Relative accuracies of better than $\pm 0.19\%$ assure 8-bit monotonicity and linearity while zero level output current of less than $4 \mu A$ provides 8-bit zero accuracy for $I_{REF} \geq 2$ mA. The power supply currents of the DAC0808 is independent of bit codes, and exhibits essentially constant device characteristics over the entire supply voltage range.

The DAC0808 will interface directly with popular TTL, DTL or CMOS logic levels, and is a direct replacement for the MC1508/MC1408. For higher speed applications, see DAC0800 data sheet.

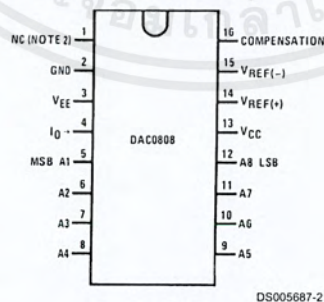
Features

- Relative accuracy: $\pm 0.19\%$ error maximum
- Full scale current match: ± 1 LSB typ
- Fast settling time: 150 ns typ
- Noninverting digital inputs are TTL and CMOS compatible
- High speed multiplying input slew rate: 8 mA/ μs
- Power supply voltage range: $\pm 4.5V$ to $\pm 18V$
- Low power consumption: 33 mW @ $\pm 5V$

Block and Connection Diagrams



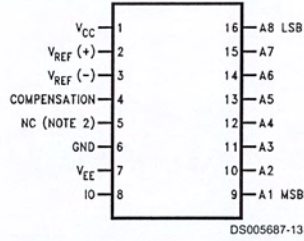
Dual-In-Line Package



Top View
Order Number DAC0808
See NS Package M16A or N16A

Block and Connection Diagrams (Continued)

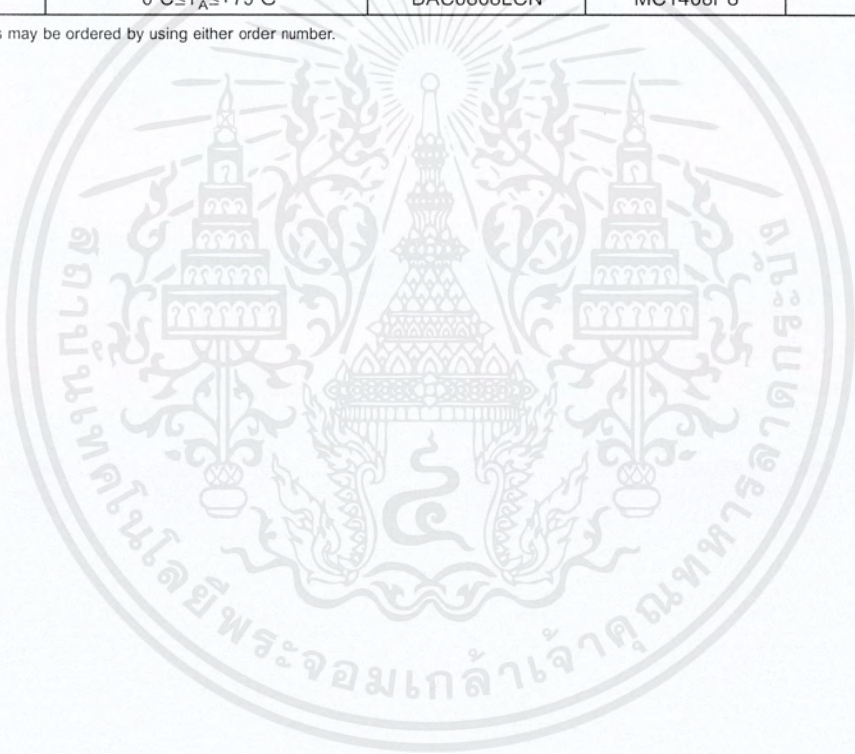
Small-Outline Package



Ordering Information

ACCURACY	OPERATING TEMPERATURE RANGE	N PACKAGE (N16A) (Note 1)		SO PACKAGE (M16A)
		DAC0808LCN	MC1408P8	DAC0808LCM
8-bit	0°C ≤ T _A ≤ +75°C			

Note 1: Devices may be ordered by using either order number.



Absolute Maximum Ratings (Note 2)

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

Power Supply Voltage

V_{CC}	+18 V_{DC}
V_{EE}	-18 V_{DC}
Digital Input Voltage, V5–V12	-10 V_{DC} to +18 V_{DC}
Applied Output Voltage, V_O	-11 V_{DC} to +18 V_{DC}
Reference Current, I_{14}	5 mA
Reference Amplifier Inputs, V14, V15	V_{CC} , V_{EE}
Power Dissipation (Note 4)	1000 mW
ESD Susceptibility (Note 5)	TBD

Storage Temperature Range	-65°C to +150°C
Lead Temp. (Soldering, 10 seconds)	
Dual-In-Line Package (Plastic)	260°C
Dual-In-Line Package (Ceramic)	300°C
Surface Mount Package	
Vapor Phase (60 seconds)	215°C
Infrared (15 seconds)	220°C

Operating Ratings

Temperature Range	$T_{MIN} \leq T_A \leq T_{MAX}$
DAC0808	$0 \leq T_A \leq +75^\circ\text{C}$

Electrical Characteristics

($V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15 V_{DC}$, $V_{REF}/R14 = 2 \text{ mA}$, and all digital inputs at high logic level unless otherwise noted.)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
E_r	Relative Accuracy (Error Relative to Full Scale I_O)	(Figure 4)				%
	DAC0808LC (LM1408-8)				± 0.19	%
	Settling Time to Within $\frac{1}{2}$ LSB (Includes t_{PLH})	$T_A = 25^\circ\text{C}$ (Note 7), (Figure 5)		150		ns
t_{PLH} , t_{PHL}	Propagation Delay Time	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Figure 5)		30	100	ns
TCI_O	Output Full Scale Current Drift			± 20		ppm/°C
MSB	Digital Input Logic Levels	(Figure 3)				
V_{IH}	High Level, Logic "1"		2			V_{DC}
V_{IL}	Low Level, Logic "0"				0.8	V_{DC}
MSB	Digital Input Current	(Figure 3)				
	High Level	$V_{IH} = 5V$		0	0.040	mA
	Low Level	$V_{IL} = 0.8V$		-0.003	-0.8	mA
I_{15}	Reference Input Bias Current	(Figure 3)		-1	-3	μA
	Output Current Range	(Figure 3)				
		$V_{EE} = -5V$	0	2.0	2.1	mA
		$V_{EE} = -15V$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	0	2.0	4.2	mA
I_O	Output Current	$V_{REF} = 2.000V$, $R14 = 1000\Omega$, (Figure 3)	1.9	1.99	2.1	mA
	Output Current, All Bits Low	(Figure 3)		0	4	μA
	Output Voltage Compliance (Note 3)	$E_r \leq 0.19\%$, $T_A = 25^\circ\text{C}$				
		$V_{EE} = -5V$, $I_{REF} = 1 \text{ mA}$			-0.55, +0.4	V_{DC}
		V_{EE} Below -10V			-5.0, +0.4	V_{DC}
SRI_{REF}	Reference Current Slew Rate	(Figure 6)	4	8		mA/ μs
	Output Current Power Supply Sensitivity	$-5V \leq V_{EE} \leq -16.5V$		0.05	2.7	$\mu\text{A}/V$
	Power Supply Current (All Bits Low)	(Figure 3)				
I_{CC}				2.3	22	mA
I_{EE}				-4.3	-13	mA
V_{CC} V_{EE}	Power Supply Voltage Range	$T_A = 25^\circ\text{C}$, (Figure 3)	4.5 -4.5	5.0 -15	5.5 -16.5	V_{DC} V_{DC}
	Power Dissipation					

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Electrical Characteristics (Continued)

($V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15V$, $V_{REF}/R14 = 2\text{ mA}$, and all digital inputs at high logic level unless otherwise noted.)

Symbol	Parameter	Conditions	Min	Typ	Max	Units
	All Bits Low	$V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -5V$		33	170	mW
		$V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15V$		106	305	mW
	All Bits High	$V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = -5V$		90		mW
		$V_{CC} = 15V$, $V_{EE} = -15V$		160		mW

Note 2: Absolute Maximum Ratings indicate limits beyond which damage to the device may occur. DC and AC electrical specifications do not apply when operating the device beyond its specified operating conditions.

Note 3: Range control is not required.

Note 4: The maximum power dissipation must be derated at elevated temperatures and is dictated by T_{JMAX} , θ_{JA} , and the ambient temperature, T_A . The maximum allowable power dissipation at any temperature is $P_D = (T_{JMAX} - T_A)/\theta_{JA}$ or the number given in the Absolute Maximum Ratings, whichever is lower. For this device, $T_{JMAX} = 125^\circ\text{C}$, and the typical junction-to-ambient thermal resistance of the dual-in-line J package when the board mounted is 100°C/W . For the dual-in-line N package, this number increases to 175°C/W and for the small outline M package this number is 100°C/W .

Note 5: Human body model, 100 pF discharged through a 1.5 k Ω resistor.

Note 6: All current switches are tested to guarantee at least 50% of rated current.

Note 7: All bits switched.

Note 8: Pin-out numbers for the DAL080X represent the dual-in-line package. The small outline package pinout differs from the dual-in-line package.

Typical Application

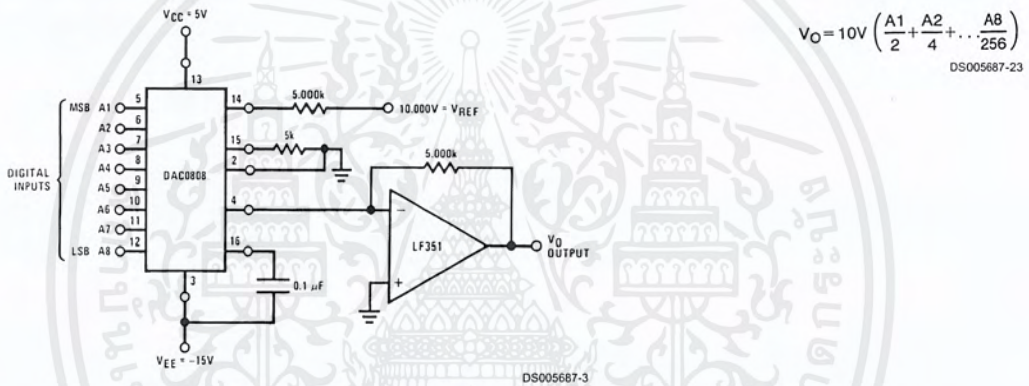
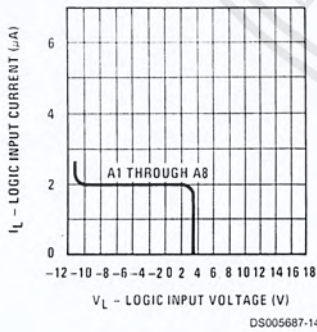


FIGURE 1. +10V Output Digital to Analog Converter (Note 8)

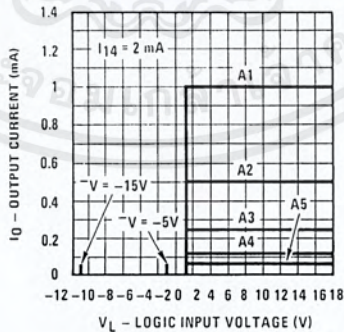
Typical Performance Characteristics $V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15V$, $T_A = 25^\circ\text{C}$, unless otherwise noted

Logic Input Current vs Input Voltage



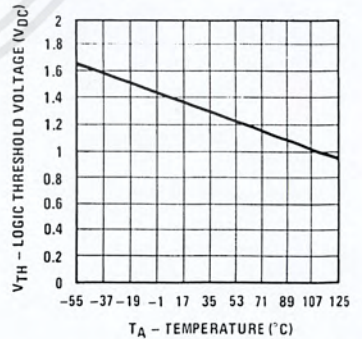
DS005687-14

Bit Transfer Characteristics



DS005687-15

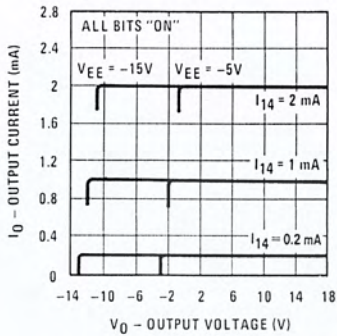
Logic Threshold Voltage vs Temperature



DS005687-16

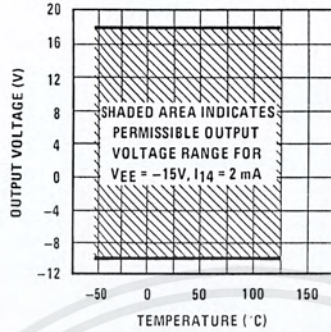
Typical Performance Characteristics $V_{CC} = 5V$, $V_{EE} = -15V$, $T_A = 25^\circ C$, unless otherwise noted (Continued)

Output Current vs Output Voltage (Output Voltage Compliance)



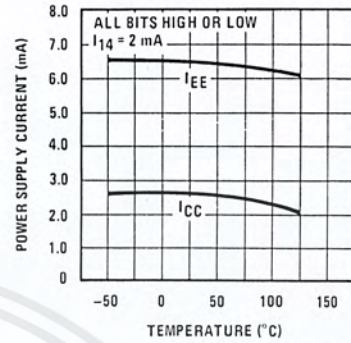
DS005687-17

Output Voltage Compliance vs Temperature



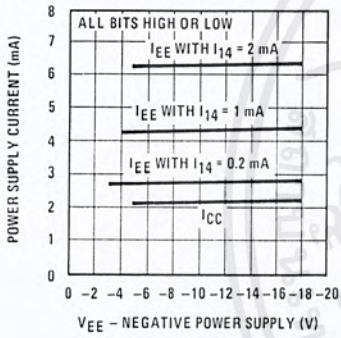
DS005687-18

Typical Power Supply Current vs Temperature



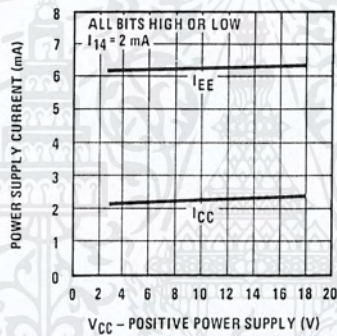
DS005687-19

Typical Power Supply Current vs VEE



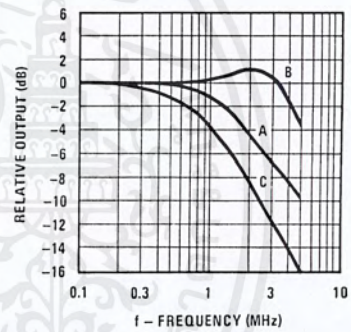
DS005687-20

Typical Power Supply Current vs VCC



DS005687-21

Reference Input Frequency Response



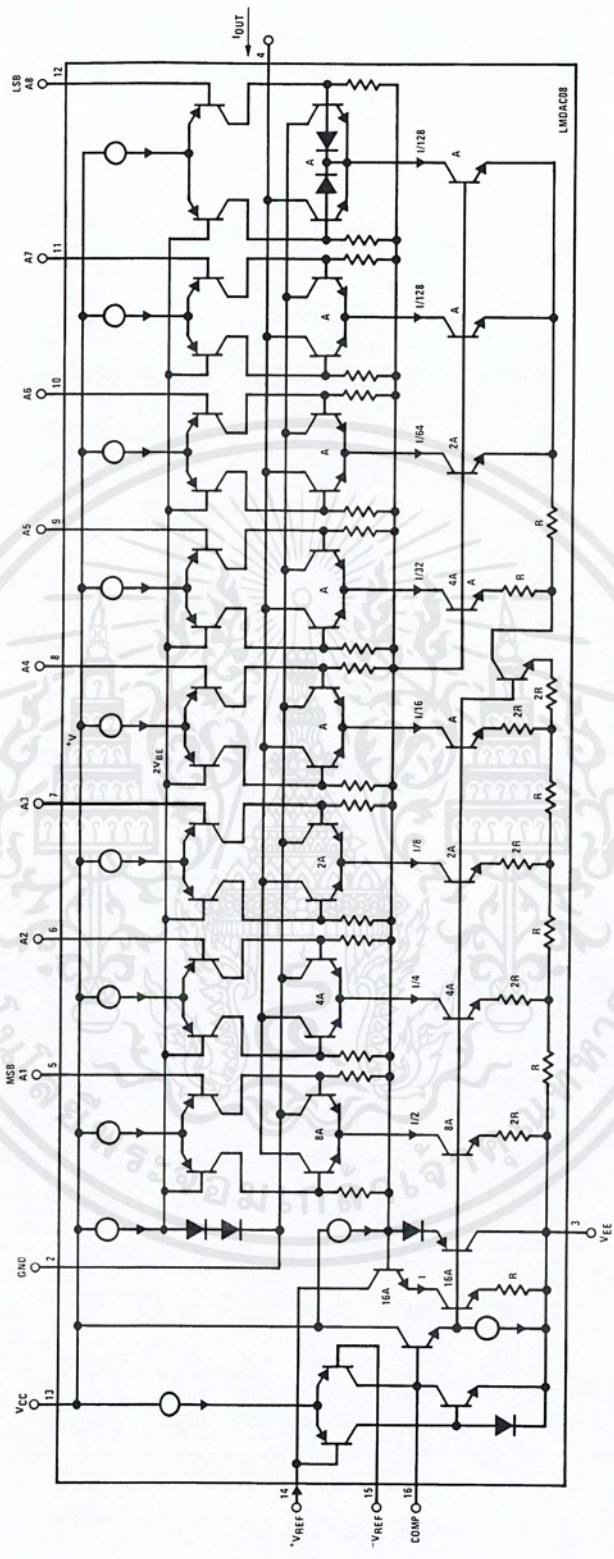
DS005687-22

Unless otherwise specified: $R_{14} = R_{15} = 1\text{ k}\Omega$, $C = 15\text{ pF}$, pin 16 to V_{EE} ; $R_L = 50\Omega$, pin 4 to ground.

Curve A: Large Signal Bandwidth Method of Figure 7, $V_{REF} = 2\text{ Vp-p}$ offset 1V above ground.

Curve B: Small Signal Bandwidth Method of Figure 7, $R_L = 250\Omega$, $V_{REF} = 50\text{ mVp-p}$ offset 200 mV above ground.

Curve C: Large and Small Signal Bandwidth Method of Figure 9 (no op amp, $R_L = 50\Omega$), $R_S = 50\Omega$, $V_{REF} = 2V$, $V_S = 100\text{ mVp-p}$ centered at 0V.

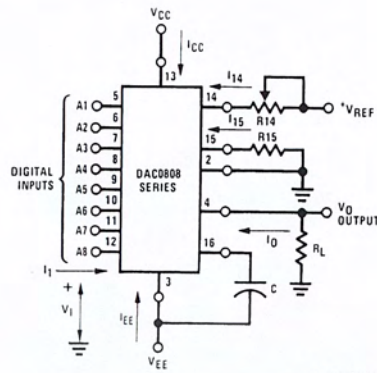


DS000687-4

FIGURE 2. Equivalent Circuit of the DAC0808 Series (Note 8)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuits



DS005687-6

V_I and I_1 apply to inputs A1–A8.

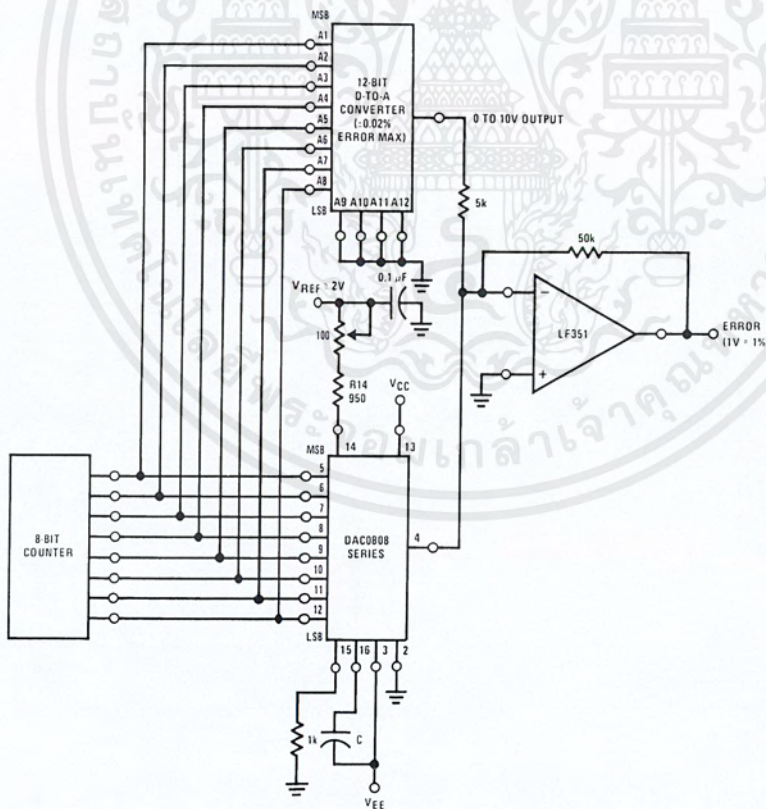
The resistor tied to pin 15 is to temperature compensate the bias current and may not be necessary for all applications.

$$I_O = K \left(\frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \frac{A_4}{16} + \frac{A_5}{32} + \frac{A_6}{64} + \frac{A_7}{128} + \frac{A_8}{256} \right)$$

where $K \cong \frac{V_{REF}}{R_{14}}$

and $A_N = "1"$ if A_N is at high level
 $A_N = "0"$ if A_N is at low level

FIGURE 3. Notation Definitions Test Circuit (Note 8)



DS005687-7

FIGURE 4. Relative Accuracy Test Circuit (Note 8)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Test Circuits (Continued)

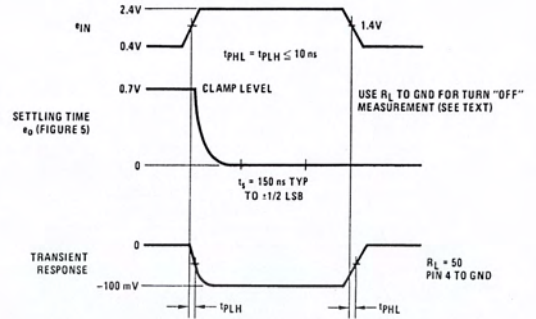
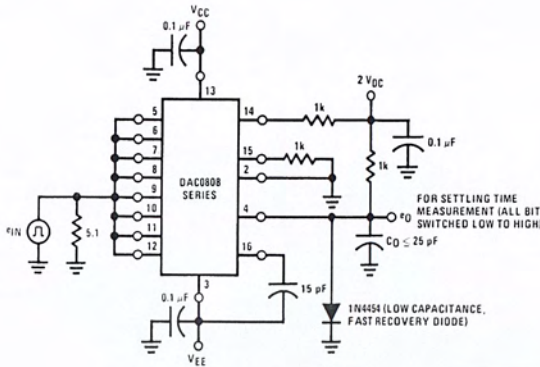


FIGURE 5. Transient Response and Settling Time (Note 8)

DS005687-8

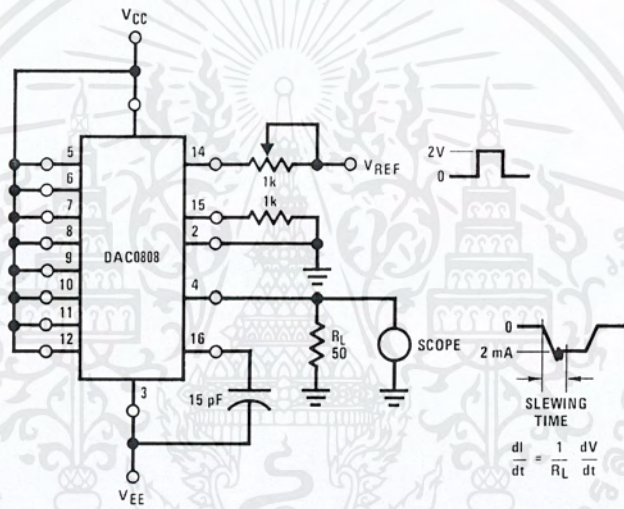


FIGURE 6. Reference Current Slew Rate Measurement (Note 8)

DS005687-9

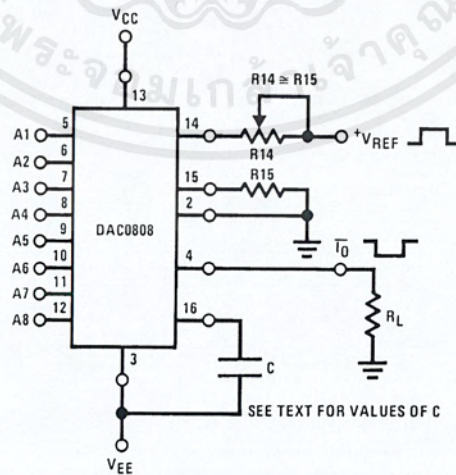


FIGURE 7. Positive V_{REF} (Note 8)

DS005687-10

Test Circuits (Continued)

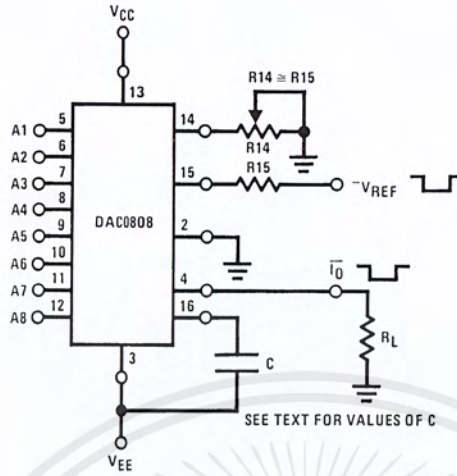


FIGURE 8. Negative V_{REF} (Note 8)

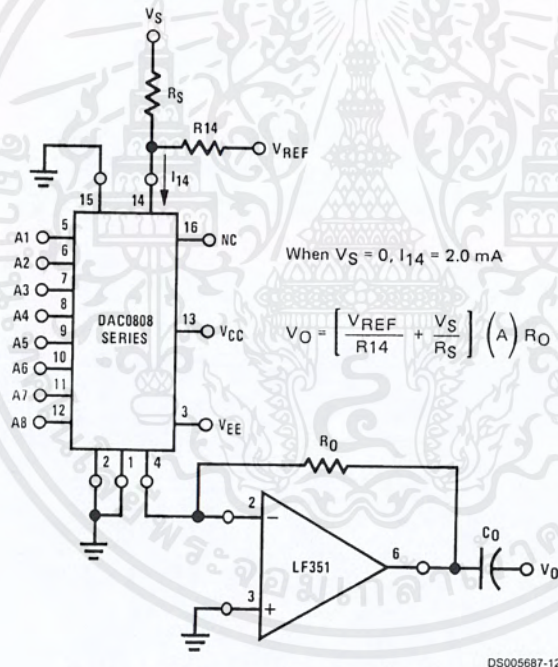


FIGURE 9. Programmable Gain Amplifier or Digital Attenuator Circuit (Note 8)

Application Hints

REFERENCE AMPLIFIER DRIVE AND COMPENSATION

The reference amplifier provides a voltage at pin 14 for converting the reference voltage to a current, and a turn-around circuit or current mirror for feeding the ladder. The reference amplifier input current, I_{14} , must always flow into pin 14, regardless of the set-up method or reference voltage polarity.

Connections for a positive voltage are shown in Figure 7. The reference voltage source supplies the full current I_{14} .

For bipolar reference signals, as in the multiplying mode, R_{15} can be tied to a negative voltage corresponding to the minimum input level. It is possible to eliminate R_{15} with only a small sacrifice in accuracy and temperature drift.

The compensation capacitor value must be increased with increases in R_{14} to maintain proper phase margin; for R_{14} values of 1, 2.5 and 5 k Ω , minimum capacitor values are 15, 37 and 75 pF. The capacitor may be tied to either V_{EE} or ground, but using V_{EE} increases negative supply rejection.

A negative reference voltage may be used if R_{14} is grounded and the reference voltage is applied to R_{15} as shown in Figure 8. A high input impedance is the main

Application Hints (Continued)

advantage of this method. Compensation involves a capacitor to V_{EE} on pin 16, using the values of the previous paragraph. The negative reference voltage must be at least 4V above the V_{EE} supply. Bipolar input signals may be handled by connecting R14 to a positive reference voltage equal to the peak positive input level at pin 15.

When a DC reference voltage is used, capacitive bypass to ground is recommended. The 5V logic supply is not recommended as a reference voltage. If a well regulated 5V supply which drives logic is to be used as the reference, R14 should be decoupled by connecting it to 5V through another resistor and bypassing the junction of the 2 resistors with 0.1 μ F to ground. For reference voltages greater than 5V, a clamp diode is recommended between pin 14 and ground.

If pin 14 is driven by a high impedance such as a transistor current source, none of the above compensation methods apply and the amplifier must be heavily compensated, decreasing the overall bandwidth.

OUTPUT VOLTAGE RANGE

The voltage on pin 4 is restricted to a range of -0.55 to 0.4 V when $V_{EE} = -5$ V due to the current switching methods employed in the DAC0808.

The negative output voltage compliance of the DAC0808 is extended to -5 V where the negative supply voltage is more negative than -10 V. Using a full-scale current of 1.992 mA and load resistor of 2.5 k Ω between pin 4 and ground will yield a voltage output of 256 levels between 0 and -4.980 V. Floating pin 1 does not affect the converter speed or power dissipation. However, the value of the load resistor determines the switching time due to increased voltage swing. Values of R_L up to 500 Ω do not significantly affect performance, but a 2.5 k Ω load increases worst-case settling time to 1.2 μ s (when all bits are switched ON). Refer to the subsequent text section on Settling Time for more details on output loading.

OUTPUT CURRENT RANGE

The output current maximum rating of 4.2 mA may be used only for negative supply voltages more negative than -8 V, due to the increased voltage drop across the resistors in the reference current amplifier.

ACCURACY

Absolute accuracy is the measure of each output current level with respect to its intended value, and is dependent upon relative accuracy and full-scale current drift. Relative accuracy is the measure of each output current level as a fraction of the full-scale current. The relative accuracy of the DAC0808 is essentially constant with temperature due to the excellent temperature tracking of the monolithic resistor ladder.

The reference current may drift with temperature, causing a change in the absolute accuracy of output current. However, the DAC0808 has a very low full-scale current drift with temperature.

The DAC0808 series is guaranteed accurate to within $\pm 1/2$ LSB at a full-scale output current of 1.992 mA. This corresponds to a reference amplifier output current drive to the ladder network of 2 mA, with the loss of 1 LSB (8 μ A) which is the ladder remainder shunted to ground. The input current to pin 14 has a guaranteed value of between 1.9 and 2.1 mA, allowing some mismatch in the NPN current source pair. The accuracy test circuit is shown in Figure 4. The 12-bit converter is calibrated for a full-scale output current of 1.992 mA. This is an optional step since the DAC0808 accuracy is essentially the same between 1.5 and 2.5 mA. Then the DAC0808 circuits' full-scale current is trimmed to the same value with R14 so that a zero value appears at the error amplifier output. The counter is activated and the error band may be displayed on an oscilloscope, detected by comparators, or stored in a peak detector.

Two 8-bit D-to-A converters may not be used to construct a 16-bit accuracy D-to-A converter. 16-bit accuracy implies a total error of $\pm 1/2$ of one part in 65,536 or $\pm 0.00076\%$, which is much more accurate than the $\pm 0.019\%$ specification provided by the DAC0808.

MULTIPLYING ACCURACY

The DAC0808 may be used in the multiplying mode with 8-bit accuracy when the reference current is varied over a range of 256:1. If the reference current in the multiplying mode ranges from 16 μ A to 4 mA, the additional error contributions are less than 1.6 μ A. This is well within 8-bit accuracy when referred to full-scale.

A monotonic converter is one which supplies an increase in current for each increment in the binary word. Typically, the DAC0808 is monotonic for all values of reference current above 0.5 mA. The recommended range for operation with a DC reference current is 0.5 to 4 mA.

SETTLING TIME

The worst-case switching condition occurs when all bits are switched ON, which corresponds to a low-to-high transition for all bits. This time is typically 150 ns for settling to within $\pm 1/2$ LSB, for 8-bit accuracy, and 100 ns to $1/2$ LSB for 7 and 6-bit accuracy. The turn OFF is typically under 100 ns. These times apply when $R_L \leq 500\Omega$ and $C_O \leq 25$ pF.

Extra care must be taken in board layout since this is usually the dominant factor in satisfactory test results when measuring settling time. Short leads, 100 μ F supply bypassing for low frequencies, and minimum scope lead length are all mandatory.

Notes



LIFE SUPPORT POLICY

NATIONAL'S PRODUCTS ARE NOT AUTHORIZED FOR USE AS CRITICAL COMPONENTS IN LIFE SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS WITHOUT THE EXPRESS WRITTEN APPROVAL OF THE PRESIDENT AND GENERAL COUNSEL OF NATIONAL SEMICONDUCTOR CORPORATION. As used herein:

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, and whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in a significant injury to the user.
2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.



National Semiconductor Corporation
Americas
Email: support@nsc.com

National Semiconductor Europe
Fax: +49 (0) 180-530 85 86
Email: europe.support@nsc.com
Deutsch Tel: +49 (0) 69 9508 6208
English Tel: +44 (0) 870 24 0 2171
Français Tel: +33 (0) 1 41 91 8790

National Semiconductor Asia Pacific Customer Response Group
Tel: 65-2544466
Fax: 65-2504466
Email: ap.support@nsc.com

National Semiconductor Japan Ltd.
Tel: 81-3-5639-7560
Fax: 81-3-5639-7507

www.national.com

National does not assume any responsibility for use of any circuitry described, no circuit patent licenses are implied and National reserves the right at any time without notice to change said circuitry and specifications.

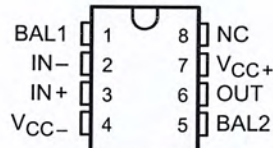
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LF351 WIDE-BANDWIDTH JFET-INPUT OPERATIONAL AMPLIFIER

SLOS014B – MARCH 1987 – REVISED AUGUST 1994

- Low Input Bias Current . . . 50 pA Typ
- Low Input Noise Voltage . . . 18 nV/√Hz Typ
- Low Input Noise Current
0.01 pA/√Hz Typ
- Low Supply Current . . . 1.8 mA Typ
- High Input impedance . . . 10¹² Ω Typ
- Low Total Harmonic Distortion
- Internally Trimmed Offset Voltage
10 mV Typ
- High Slew Rate . . . 13 V/μs Typ
- Wide Gain Bandwidth . . . 3 MHz
- Pin Compatible With Standard 741

D OR P PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

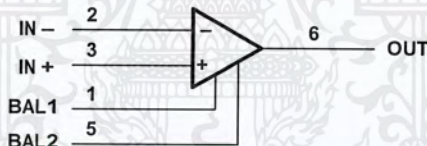
description

This device is a low-cost, high-speed, JFET-input operational amplifier with an internally trimmed input offset voltage. It requires low supply current yet maintains a large gain-bandwidth product and a fast slew rate. In addition, the matched high-voltage JFET input provides very low input bias and offset currents. It uses the same offset voltage adjustment circuits as the 741.

The LF351 can be used in applications such as high-speed integrators, digital-to-analog converters, sample-and-hold circuits, and many other circuits.

The LF351 is characterized for operation from 0°C to 70°C.

symbol (each amplifier)



AVAILABLE OPTIONS

T _A	V _{IO} max AT 25°C	PACKAGE	
		SMALL OUTLINE (D)	PLASTIC DIP (P)
0°C to 70°C	10 mV	LF351D	LF351P

The D packages are available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (ie., LF351DR).

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

Supply voltage, V _{CC+}	18 V
Supply voltage, V _{CC-}	-18 V
Differential input voltage, V _{ID}	±30 V
Input voltage, V _I (see Note 1)	±15 V
Duration of output short circuit	unlimited
Continuous total power dissipation	500 mW
Operating temperature range	0°C to 70°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds	260°C

NOTE 1: Unless otherwise specified, the absolute maximum negative input voltage is equal to the negative power supply voltage.

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

**TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1994, Texas Instruments Incorporated

2-1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

LF351
WIDE-BANDWIDTH JFET-INPUT
OPERATIONAL AMPLIFIER

SLOS014B – MARCH 1987 – REVISED AUGUST 1994

recommended operating conditions

	MIN	MAX	UNIT
Supply voltage, V_{CC+}	3.5	18	V
Supply voltage, V_{CC-}	-3.5	-18	V

electrical characteristics over operating free-air temperature range, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V (unless otherwise noted)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	T_A †	MIN	TYP	MAX	UNIT
V_{IO}	Input offset voltage	$V_{IC} = 0, R_S = 10\text{ k}\Omega$	25°C	5	10		mV
			Full range			13	
α_{VIO}	Average temperature coefficient of input offset voltage	$V_{IC} = 0, R_S = 10\text{ k}\Omega$			10		$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$
I_{IO}	Input offset current‡	$V_{IC} = 0$	25°C	25	100		pA
			70°C			4	nA
I_{IB}	Input bias current‡	$V_{IC} = 0$	25°C	50	200		pA
			70°C			8	nA
V_{ICR}	Common-mode input voltage range			± 11	-12 to 15		V
V_{OM}	Maximum peak output voltage swing	$R_L = 10\text{ k}\Omega$		± 12	± 13.5		V
A_{VD}	Large-signal differential voltage	$V_O = \pm 10\text{ V}, R_L = 2\text{ k}\Omega$	25°C	25	200		V/mV
			Full range	15	200		
r_i	Input resistance	$T_J = 25^\circ\text{C}$			10^{12}		Ω
CMRR	Common-mode rejection ratio	$R_S \leq 10\text{ k}\Omega$		70	100		dB
kSVR	Supply-voltage rejection ratio	See Note 2		70	100		dB
I_{CC}	Supply current				1.8	3.4	mA

† Full range is 0°C to 70°C.

‡ Input bias currents of a FET-input operational amplifier are normal junction reverse currents, which are temperature sensitive. Pulse techniques must be used that will maintain the junction temperatures as close to the ambient temperature as possible.

NOTE 2: Supply-voltage rejection ratio is measured for both supply magnitudes increasing or decreasing simultaneously.

operating characteristics, $V_{CC\pm} = \pm 15$ V

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
SR	Slew rate		8	13		V/ μs
B_1	Unity-gain bandwidth			3		MHz
V_n	Equivalent input noise voltage	$f = 1\text{ kHz}, R_S = 20\ \Omega$		18		$\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$
I_n	Equivalent input noise current	$f = 1\text{ kHz}$		0.01		$\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$



IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments (TI) reserves the right to make changes to its products or to discontinue any semiconductor product or service without notice, and advises its customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that the information being relied on is current.

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

Certain applications using semiconductor products may involve potential risks of death, personal injury, or severe property or environmental damage ("Critical Applications").

TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, INTENDED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT APPLICATIONS, DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS.

Inclusion of TI products in such applications is understood to be fully at the risk of the customer. Use of TI products in such applications requires the written approval of an appropriate TI officer. Questions concerning potential risk applications should be directed to TI through a local SC sales office.

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

TI assumes no liability for applications assistance, customer product design, software performance, or infringement of patents or services described herein. Nor does TI warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used.

Copyright © 1995, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494C, TL494I, TL494M, TL494Y PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074A – JANUARY 1983 – REVISED AUGUST 1995

- Complete PWM Power Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200-mA Sink or Source Current
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead Time Provides Control Over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply With 5% Tolerance
- Circuit Architecture Allows Easy Synchronization

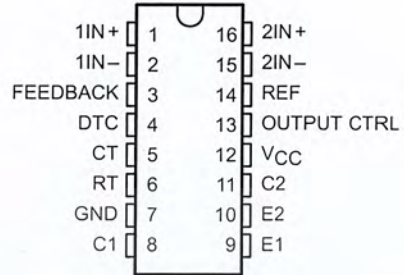
description

The TL494 incorporates on a single monolithic chip all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation control circuit. Designed primarily for power supply control, this device offers the systems engineer the flexibility to tailor the power supply control circuitry to a specific application.

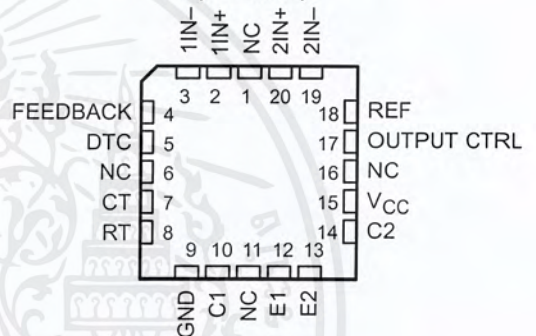
The TL494 contains two error amplifiers, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control (DTC) comparator, a pulse-steering control flip-flop, a 5-V, 5%-precision regulator, and output-control circuits.

The error amplifiers exhibit a common-mode voltage range from -0.3 V to $V_{CC} - 2\text{ V}$. The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time. The on-chip oscillator may be bypassed by terminating RT to the reference output and providing a sawtooth input to CT, or it may drive the common circuits in synchronous multiple-rail power supplies.

TL494C, TL494I . . . D, N, OR PW PACKAGE
TL494M . . . J PACKAGE
(TOP VIEW)



TL494M . . . FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC – No internal connection

FUNCTION TABLE

INPUT TO OUTPUT CTRL	OUTPUT FUNCTION
$V_I = \text{GND}$	Single-ended or parallel output
$V_I = V_{\text{ref}}$	Normal push-pull operation

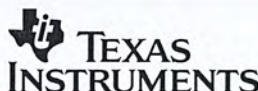
AVAILABLE OPTIONS

T _A	PACKAGED DEVICES					CHIP FORM (Y)
	SURFACE MOUNT (D) [†]	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	PLASTIC DIP (N)	SHRINK SMALL OUTLINE (PW) [‡]	
0°C to 70°C	TL494CD	—	—	TL494CN	TL494CPW	TL494Y
-40°C to 85°C	TL494ID	—	—	TL494IN	—	—
-55°C to 125°C	—	TL494MFK	TL494MJ	—	—	—

[†] The D package is available taped and reeled. Add R suffix to device type (e.g., TL494CDR).

[‡] The PW package is only available left-end taped and reeled.

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



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1995, Texas Instruments Incorporated
On products compliant to MIL-STD-883, Class B, all parameters are tested unless otherwise noted. On all other products, production processing does not necessarily include testing of all parameters.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494C, TL494I, TL494M, TL494Y

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

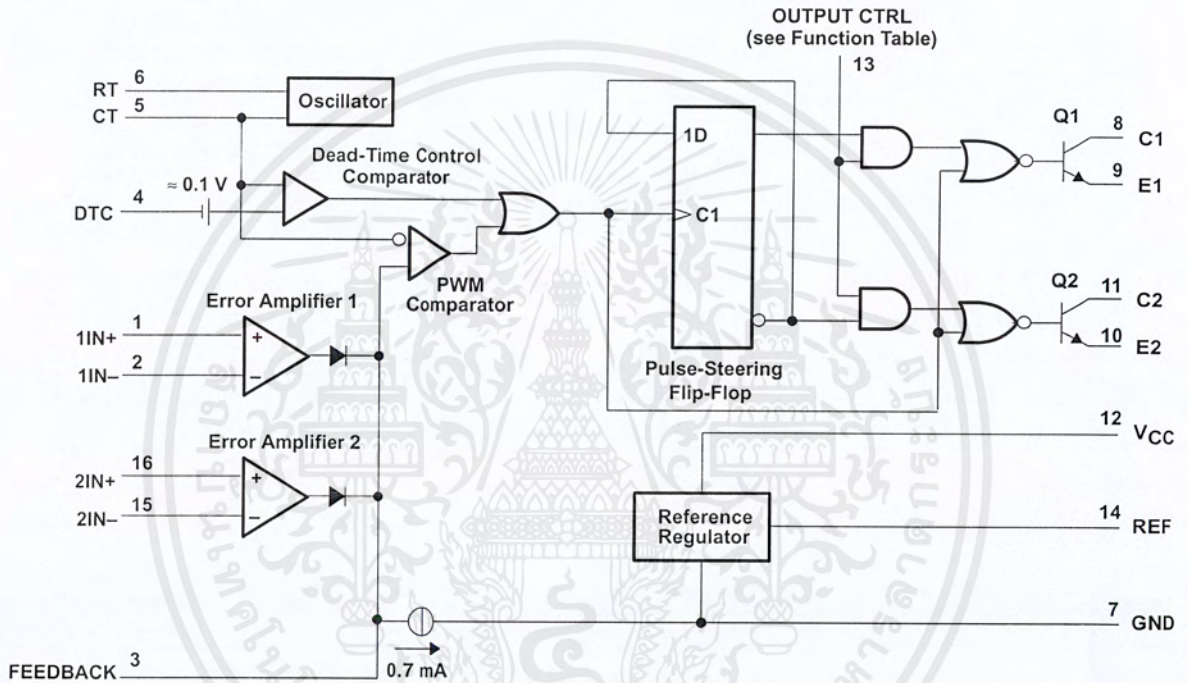
SLVS074A – JANUARY 1983 – REVISED AUGUST 1995

description (continued)

The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. The TL494 provides for push-pull or single-ended output operation, which may be selected through the output-control function. The architecture of this device prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation.

The TL494C is characterized for operation from 0°C to 70°C. The TL494I is characterized for operation from -40°C to 85°C. The TL494M is characterized for operation from -55°C to 125°C.

functional block diagram



NOTE A. The terminal numbers indicated apply only to the D, J, N, and PW packages.



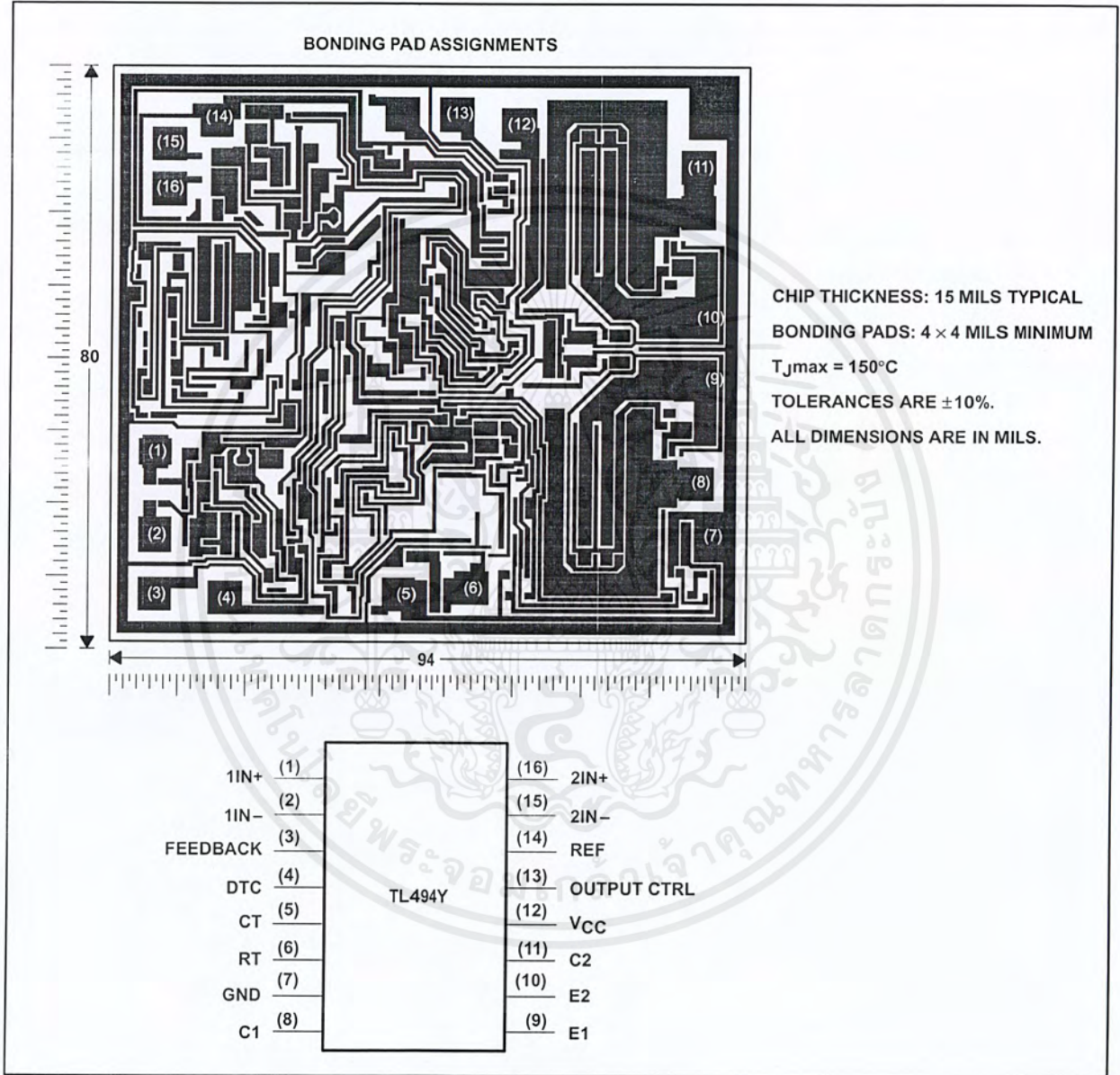
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL494C, TL494I, TL494M, TL494Y PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074A – JANUARY 1983 – REVISED AUGUST 1995

TL494Y chip information

This chip, when properly assembled, display characteristics similar to the TL494C. Thermal compression or ultrasonic bonding may be used on the doped aluminum bonding pads. The chips may be mounted with conductive epoxy or a gold-silicon preform.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL494C, TL494I, TL494M, TL494Y

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074A – JANUARY 1983 – REVISED AUGUST 1995

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

	TL494C	TL494I	TL494M	UNIT
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)	41	41	41	V
Amplifier input voltage, V_I	$V_{CC} + 0.3$	$V_{CC} + 0.3$	$V_{CC} + 0.3$	V
Collector output voltage, V_O	41	41	41	V
Collector output current, I_O	250	250	250	mA
Continuous total power dissipation	See Dissipation Rating Table			
Operating free-air temperature range, T_A	0 to 70	-40 to 85	-55 to 125	°C
Storage temperature range, T_{Stg}	-65 to 150	-65 to 150	-65 to 150	°C
Case temperature for 60 seconds, T_C : FK package	—	—	260	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D, N, or PW package	260	260	—	°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: J package	—	—	300	°C

[†] Stresses beyond those listed under "absolute maximum ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under "recommended operating conditions" is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

NOTE 1: All voltage values, except differential voltages, are with respect to the network ground terminal.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$	DERATING FACTOR	DERATE ABOVE T_A	$T_A = 70^\circ\text{C}$	$T_A = 85^\circ\text{C}$	$T_A = 125^\circ\text{C}$
	POWER RATING			POWER RATING	POWER RATING	POWER RATING
D	900 mW	7.6 mW/°C	25°C	558 mW	444 mW	—
FK	1375 mW	11.0 mW/°C	25°C	880 mW	715 mW	275 mW
J	1375 mW	11.0 mW/°C	25°C	880 mW	715 mW	275 mW
N	1000 mW	9.2 mW/°C	41°C	733 mW	595 mW	—
PW	700 mW	5.6 mW/°C	25°C	448 mW	—	—

recommended operating conditions

	TL494C		TL494I		TL494M		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	7	40	7	40	7	40	V
Amplifier input voltage, V_I	-0.3	$V_{CC} - 2$	-0.3	$V_{CC} - 2$	-0.3	$V_{CC} - 2$	V
Collector output voltage, V_O	40		40		40		V
Collector output current (each transistor)	200		200		200		mA
Current into feedback terminal	0.3		0.3		0.3		mA
Oscillator frequency, f_{osc}	1	300	1	300	1	300	kHz
Timing capacitor, C_T	0.47	10000	0.47	10000	0.47	10000	nF
Timing resistor, R_T	1.8	500	1.8	500	1.8	500	k Ω
Operating free-air temperature, T_A	0	70	-40	85	-55	125	°C



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494C, TL494I, TL494M, TL494Y PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074A – JANUARY 1983 – REVISED AUGUST 1995

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

reference section

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494C, TL494I			TL494M			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX	
Output voltage (REF)	$I_O = 1\text{ mA}$	4.75	5	5.25	4.75	5	5.25	V
Input regulation	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$		2	25		2	25	mV
Output regulation	$I_O = 1\text{ mA to }10\text{ mA}$		1	15		1	15	mV
Output voltage change with temperature	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$		2	10		2	30*	mV/V
Short-circuit output current§	REF = 0 V		25			-25		mA

* On products compliant to MIL-STD-883, Class B, this parameter is not production tested.

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

‡ All typical values except for parameter changes with temperature are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

§ Duration of the short circuit should not exceed one second.

oscillator section, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494C, TL494I			TL494M			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	MIN	TYP‡	MAX	
Frequency			10			10		kHz
Standard deviation of frequency¶	All values of V_{CC} , C_T , R_T , and T_A constant		100			100		Hz/kHz
Frequency change with voltage	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		1			1		Hz/kHz
Frequency change with temperature#	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$			10			10*	Hz/kHz

* On products compliant to MIL-STD-883, Class B, this parameter is not production tested.

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

‡ All typical values except for parameter changes with temperature are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

¶ Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

Temperature coefficient of timing capacitor and timing resistor not taken into account.

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$$

error amplifier section (see Figure 2)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494C, TL494I TL494M			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Input offset voltage	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		2	10	mV
Input offset current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		25	250	nA
Input bias current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		0.2	1	μA
Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$		-0.3 to $V_{CC}-2$		V
Open-loop voltage amplification	$\Delta V_O = 3\text{ V}$, $R_L = 2\ \text{k}\Omega$, $V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$		70	95	dB
Unity-gain bandwidth	$V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2\ \text{k}\Omega$			800	kHz
Common-mode rejection ratio	$\Delta V_O = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		65	80	dB
Output sink current (FEEDBACK)	$V_{ID} = -15\text{ mV to }-5\text{ V}$, $V (\text{FEEDBACK}) = 0.7\text{ V}$		0.3	0.7	mA
Output source current (FEEDBACK)	$V_{ID} = 15\text{ mV to }5\text{ V}$, $V (\text{FEEDBACK}) = 3.5\text{ V}$		-2		mA

‡ All typical values except for parameter changes with temperature are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

4-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494C, TL494I, TL494M, TL494Y

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074A – JANUARY 1983 – REVISED AUGUST 1995

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

reference section

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Output voltage (REF)	$I_O = 1\text{ mA}$	5			V
Input regulation	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$	2			mV
Output regulation	$I_O = 1\text{ mA to }10\text{ mA}$	1			mV
Short-circuit output current‡	REF = 0 V	25			mA

oscillator section, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$ (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Frequency		10			kHz
Standard deviation of frequency§	All values of V_{CC} , C_T , R_T , and T_A constant	100			Hz/kHz
Frequency change with voltage	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	1			Hz/kHz

error amplifier section (see Figure 2)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Input offset voltage	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V	2			mV
Input offset current	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V	25			nA
Input bias current	V_O (FEEDBACK) = 2.5 V	0.2			μA
Open-loop voltage amplification	$\Delta V_O = 3\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$	95			dB
Unity-gain bandwidth	$V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$	800			kHz
Common-mode rejection ratio	$\Delta V_O = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$	80			dB
Output sink current (FEEDBACK)	$V_{ID} = -15\text{ mV to }-5\text{ V}$, V (FEEDBACK) = 0.7 V	0.7			mA

† All typical values except for parameter changes with temperature are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

‡ Duration of the short circuit should not exceed one second.

§ Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$$

TL494C, TL494I, TL494M, TL494Y PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074A – JANUARY 1983 – REVISED AUGUST 1995

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

output section

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494C, TL494I TL494M, TL494Y			UNIT	
		MIN	TYP†	MAX		
Collector off-state current	$V_{CE} = 40\text{ V}$, $V_{CC} = 40\text{ V}$	2	100		μA	
Emitter off-state current	$V_{CC} = V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0$			-100	μA	
Collector-emitter saturation voltage	Common emitter	$V_E = 0$,	$I_C = 200\text{ mA}$	1.1	1.3	V
	Emitter follower	$V_{O(C1\text{ or }C2)} = 15\text{ V}$,	$I_E = -200\text{ mA}$	1.5	2.5	
Output control input current	$V_I = V_{ref}$			3.5	mA	

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

dead-time control section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494C, TL494I TL494Y			TL494M			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	MIN	TYP†	MAX	
Input bias current (DEAD-TIME CTRL)	$V_I = 0\text{ to }5.25\text{ V}$		-2	-10		-2	-10	μA
Maximum duty cycle, each output	V_I (DEAD-TIME CTRL) = 0, $C_T = 0.1\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$		45%		45%	50%*		
Input threshold voltage (DEAD-TIME CTRL)	Zero duty cycle		3	3.3		3	3.3	V
	Maximum duty cycle		0			0*		

* On products compliant to MIL-STD-883, Class B, this parameter is not production tested.

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

PWM comparator section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494C, TL494I TL494M, TL494Y			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	
Input threshold voltage (FEEDBACK)	Zero duty cycle		4	4.5	V
Input sink current (FEEDBACK)	V (FEEDBACK) = 0.7 V	0.3	0.7		mA

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

total device

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494C, TL494I TL494Y			TL494M			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	MIN	TYP†	MAX	
Standby supply current	$R_T = V_{ref}$, All other inputs and outputs open	$V_{CC} = 15\text{ V}$	6	10	6	21	mA	
		$V_{CC} = 40\text{ V}$	9	15	9	26		
Average supply current	V_I (DEAD-TIME CTRL) = 2 V, See Figure 1		7.5		7.5		mA	

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

4-7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494C, TL494I, TL494M, TL494Y

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074A – JANUARY 1983 – REVISED AUGUST 1995

electrical characteristics over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted) (continued)

switching characteristics, $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494C, TL494I TL494Y			TL494M			UNIT
		MIN	TYP†	MAX	MIN	TYP†	MAX	
Rise time	Common-emitter configuration, See Figure 3		100	200	100	200*	ns	
Fall time			25	100	25	100*	ns	
Rise time	Emitter-follower configuration, See Figure 4		100	200	100	200*	ns	
Fall time			40	100	40	100*	ns	

* On products compliant to MIL-STD-883, Class B, this parameter is not production tested.

† All typical values except for temperature coefficient are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.



TL494C, TL494I, TL494M, TL494Y PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074A – JANUARY 1983 – REVISED AUGUST 1995

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

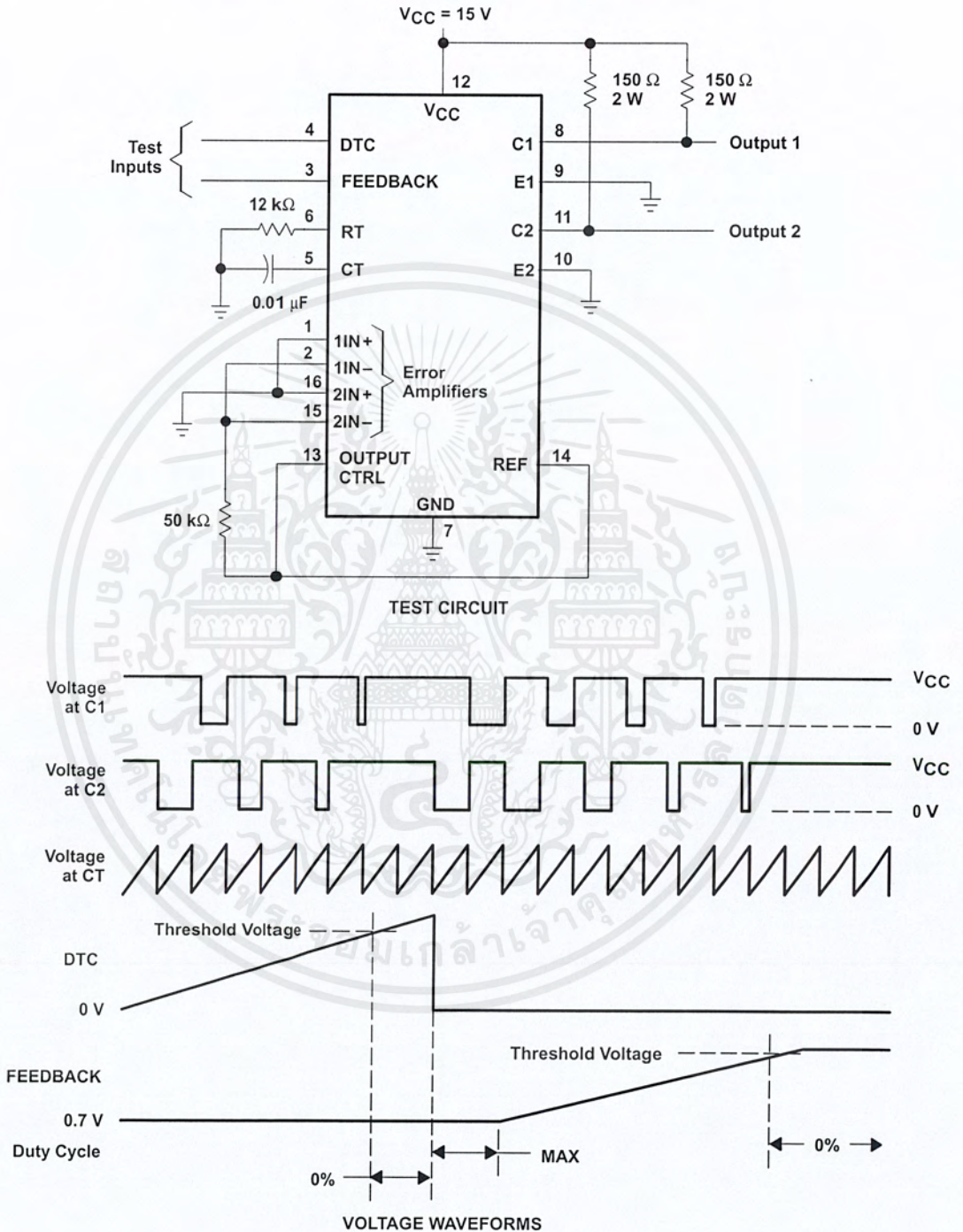


Figure 1. Operational Test Circuit and Waveforms

ti TEXAS
INSTRUMENTS

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

4-9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494C, TL494I, TL494M, TL494Y
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074A – JANUARY 1983 – REVISED AUGUST 1995

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

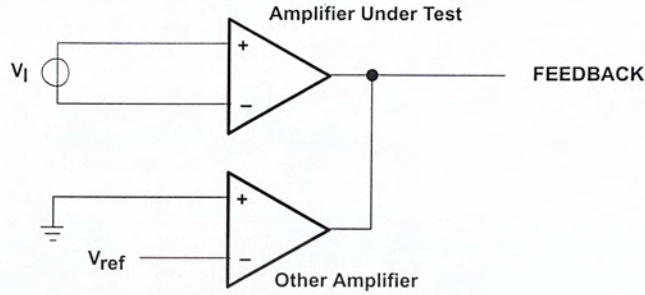


Figure 2. Amplifier Characteristics

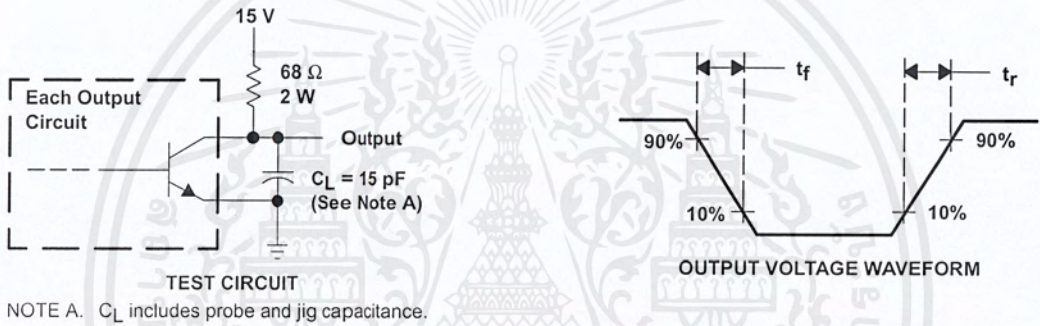


Figure 3. Common-Emitter Configuration

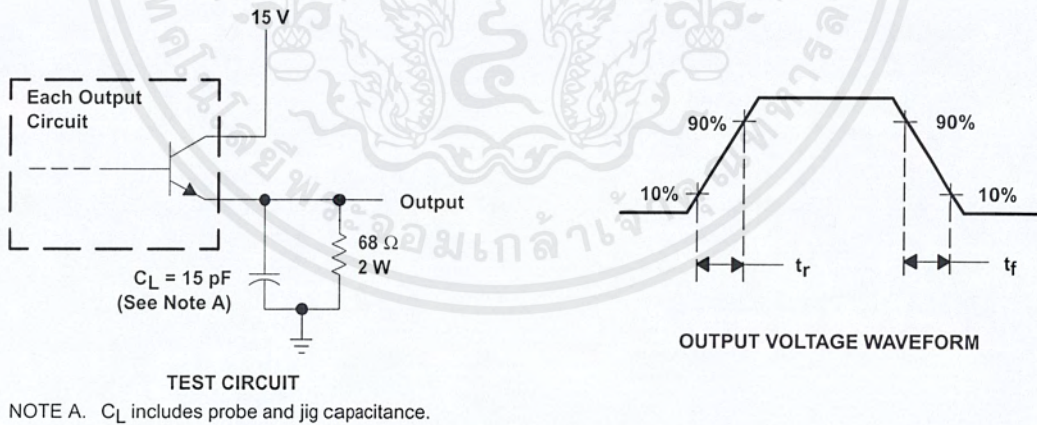


Figure 4. Emitter-Follower Configuration



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL494C, TL494I, TL494M, TL494Y
PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074A – JANUARY 1983 – REVISED AUGUST 1995

TYPICAL CHARACTERISTICS

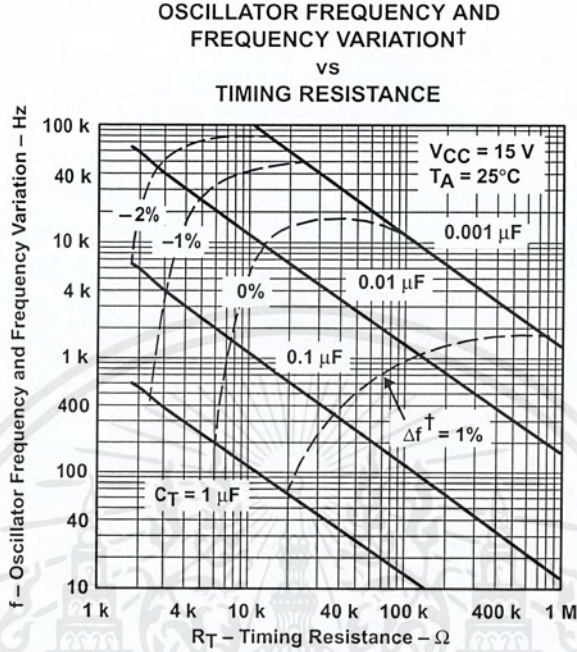


Figure 5

† Frequency variation (Δf) is the change in oscillator frequency that occurs over the full temperature range.

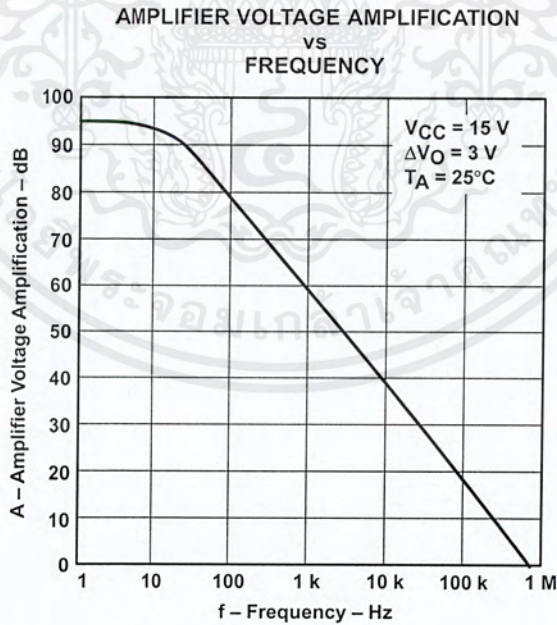


Figure 6



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments (TI) reserves the right to make changes to its products or to discontinue any semiconductor product or service without notice, and advises its customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that the information being relied on is current.

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

Certain applications using semiconductor products may involve potential risks of death, personal injury, or severe property or environmental damage ("Critical Applications").

TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, INTENDED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT APPLICATIONS, DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS.

Inclusion of TI products in such applications is understood to be fully at the risk of the customer. Use of TI products in such applications requires the written approval of an appropriate TI officer. Questions concerning potential risk applications should be directed to TI through a local SC sales office.

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

TI assumes no liability for applications assistance, customer product design, software performance, or infringement of patents or services described herein. Nor does TI warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used.

Copyright © 1996, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NE555, NE555Y, SA555, SE555, SE555C PRECISION TIMERS

SLFS022 – SEPTEMBER 1973 – REVISED FEBRUARY 1992

- Timing From Microseconds to Hours
- Astable or Monostable Operation
- Adjustable Duty Cycle
- TTL-Compatible Output Can Sink or Source up to 200 mA
- Functionally Interchangeable With the Signetics NE555, SA555, SE555, SE555C; Have Same Pinout

SE555C FROM TI IS NOT RECOMMENDED FOR NEW DESIGNS

description

These devices are precision monolithic timing circuits capable of producing accurate time delays or oscillation. In the time-delay or monostable mode of operation, the timed interval is controlled by a single external resistor and capacitor network. In the astable mode of operation, the frequency and duty cycle may be independently controlled with two external resistors and a single external capacitor.

The threshold and trigger levels are normally two-thirds and one-third, respectively, of V_{CC} . These levels can be altered by use of the control voltage terminal. When the trigger input falls below the trigger level, the flip-flop is set and the output goes high. If the trigger input is above the trigger level and the threshold input is above the threshold level, the flip-flop is reset and the output is low. RESET can override all other inputs and can be used to initiate a new timing cycle. When RESET goes low, the flip-flop is reset and the output goes low. Whenever the output is low, a low-impedance path is provided between DISCH and ground.

The output circuit is capable of sinking or sourcing current up to 200 mA. Operation is specified for supplies of 5 V to 15 V. With a 5-V supply, output levels are compatible with TTL inputs.

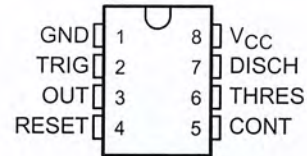
The NE555 is characterized for operation from 0°C to 70°C. The SA555 is characterized for operation from -40°C to 85°C. The SE555 and SE555C are characterized for operation over the full military range of -55°C to 125°C.

AVAILABLE OPTIONS

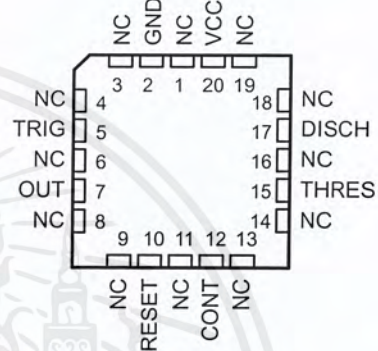
T _A	PACKAGE					CHIP FORM (Y)
	V _{THRES} max V _{CC} = 15 V	SMALL OUTLINE (D)	CHIP CARRIER (FK)	CERAMIC DIP (J)	PLASTIC DIP (P)	
0°C to 70°C	11.2 V	NE555D			NE555P	NE555Y
-40°C to 85°C	11.2 V	SA555D			SA555P	
-55°C to 125°C	10.6 V	SE555D	SE555FK	SE555JG	SE555P	
	11.2 V	SE555CD	SE555CFK	SE555CJG	SE555CP	

The D package is available taped and reeled. Add the suffix R to the device type (e.g., NE555DR).

D, JG, OR P PACKAGE
(TOP VIEW)



FK PACKAGE
(TOP VIEW)



NC—No internal connection

NE555, NE555Y, SA555, SE555, SE555C PRECISION TIMERS

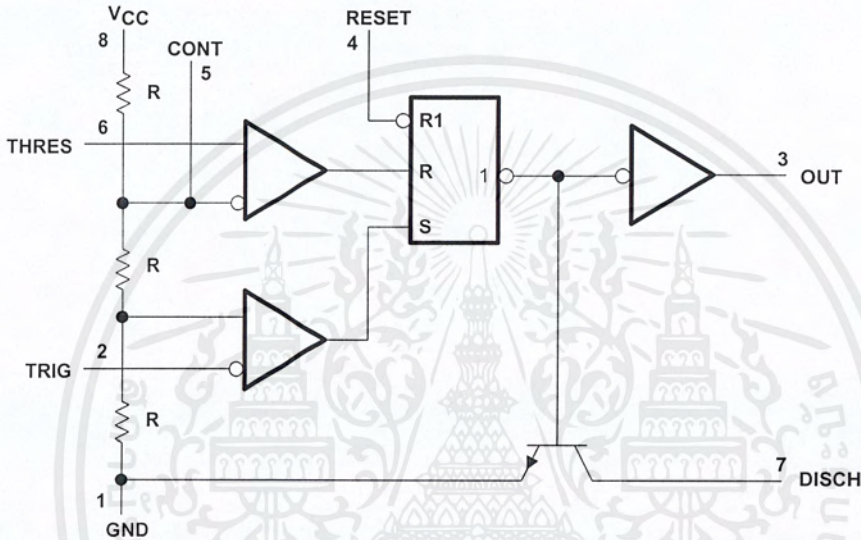
SLFS022 – SEPTEMBER 1973 – REVISED FEBRUARY 1992

FUNCTION TABLE

RESET	TRIGGER VOLTAGE†	THRESHOLD VOLTAGE†	OUTPUT	DISCHARGE SWITCH
Low	Irrelevant	Irrelevant	Low	On
High	$< 1/3 V_{DD}$	Irrelevant	High	Off
High	$> 1/3 V_{DD}$	$> 2/3 V_{DD}$	Low	On
High	$> 1/3 V_{DD}$	$< 2/3 V_{DD}$	As previously established	

† Voltage levels shown are nominal.

functional block diagram



RESET can override TRIG, which can override THRES.
Pin numbers shown are for the D, JG, and P packages only.

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

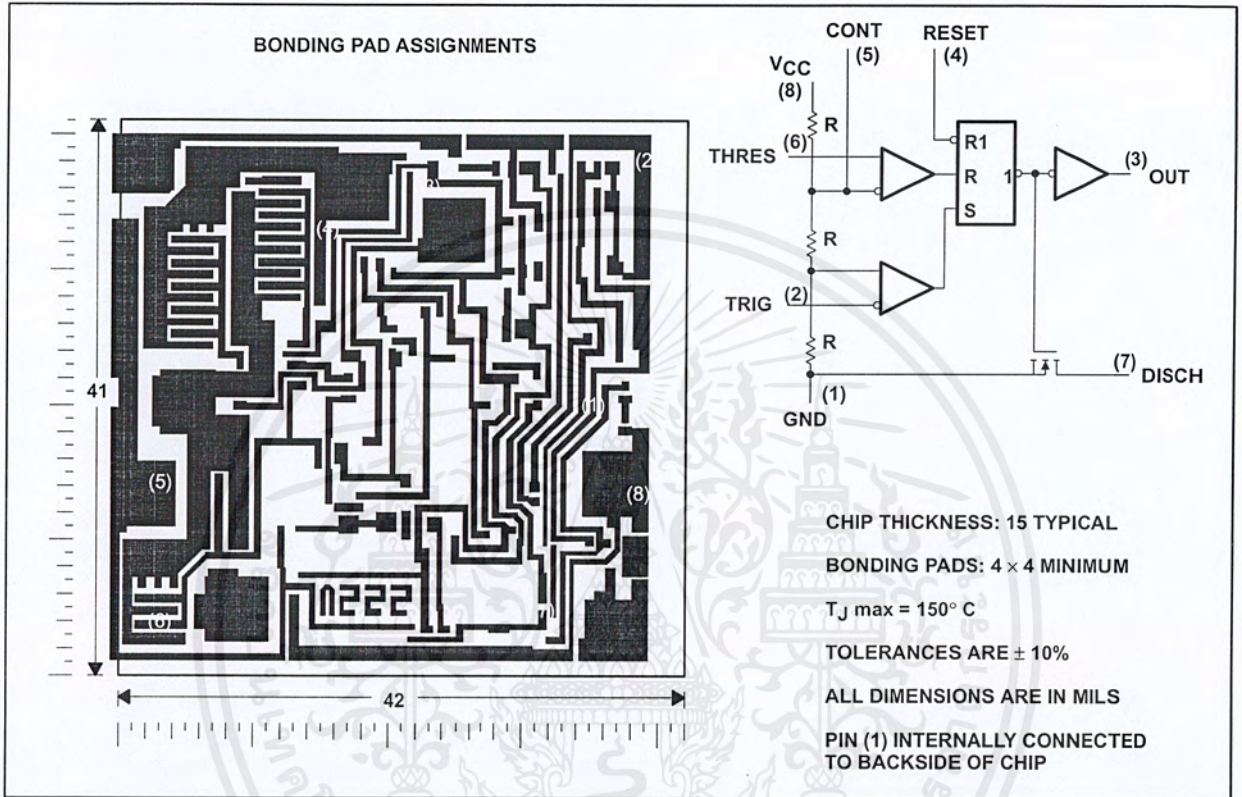
POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

NE555, NE555Y, SA555, SE555, SE555C PRECISION TIMERS

SLFS022 – SEPTEMBER 1973 – REVISED FEBRUARY 1992

chip information

These chips, properly assembled, display characteristics similar to the NE555 (see electrical table for NE555Y). Thermal compression or ultrasonic bonding may be used on the doped aluminum bonding pads. Chips may be mounted with conductive epoxy or a gold-silicon preform.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

NE555, NE555Y, SA555, SE555, SE555C PRECISION TIMERS

SLFS022 – SEPTEMBER 1973 – REVISED FEBRUARY 1992

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

Supply voltage, V_{CC} (See Note 1)	18 V
Input voltage (CONT, RESET, THRES, and TRIG)	V_{CC}
Output current	± 225 mA
Continuous total dissipation	See Dissipation Rating Table
Operating free-air temperature range: NE555	0°C to 70°C
SA555	-40°C to 85°C
SE555, SE555C	-55°C to 125°C
Storage temperature range	-65°C to 150°C
Case temperature for 60 seconds: FK package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds: D or P package	260°C
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 60 seconds: JG package	300°C

NOTE 1: All voltage values are with respect to network ground terminal.

DISSIPATION RATING TABLE

PACKAGE	$T_A \leq 25^\circ\text{C}$ POWER RATING	DERATING FACTOR ABOVE $T_A = 25^\circ\text{C}$	$T_A = 70^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 85^\circ\text{C}$ POWER RATING	$T_A = 125^\circ\text{C}$ POWER RATING
D	725 mW	5.8 mW/°C	464 mW	377 mW	N/A
FK	1375 mW	11.0 mW/°C	880 mW	715 mW	275 mW
JG (SE555, SE555C)	1050 mW	8.4 mW/°C	672 mW	546 mW	210 mW
JG (SA555, NE555C)	825 mW	6.6 mW/°C	528 mW	429 mW	N/A
P	1000 mW	8.0 mW/°C	640 mW	520 mW	N/A

recommended operating conditions

	NE555		SA555		SE555		SE555C		UNIT
	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	MIN	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	4.5	16	4.5	16	4.5	18	4.5	16	V
Input voltage (CONT, RESET, THRES, and TRIG)	V_{CC}		V_{CC}		V_{CC}		V_{CC}		V
Output current	± 200		± 200		± 200		± 200		mA
Operating free-air temperature, T_A	0	70	-40	85	-55	125	-55	125	°C



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NE555, NE555Y, SA555, SE555, SE555C PRECISION TIMERS

SLFS022 – SEPTEMBER 1973 – REVISED FEBRUARY 1992

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS	SE555			NE555, SA555, SE555C			UNIT	
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX		
THRES voltage level	$V_{CC} = 15\text{ V}$	9.4	10	10.6	8.8	10	11.2	V	
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	2.7	3.3	4	2.4	3.3	4.2		
THRES current (see Note 2)			30	250		30	250	nA	
TRIG voltage level	$V_{CC} = 15\text{ V}$	4.8	5	5.2	4.5	5	5.6	V	
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	1.45	1.67	1.9	1.1	1.67	2.2		
TRIG current	TRIG at 0 V		0.5	0.9		0.5	2	μA	
RESET voltage level		0.3	0.7	1	0.3	0.7	1	V	
RESET current	RESET at V_{CC}		0.1	0.4		0.1	0.4	mA	
	RESET at 0 V		-0.4	-1		-0.4	-1.5		
DISCH switch off-state current			20	100		20	100	nA	
CONT voltage (open circuit)	$V_{CC} = 15\text{ V}$	9.6	10	10.4	9	10	11	V	
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	2.9	3.3	3.8	2.6	3.3	4		
Low-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$	$I_{OL} = 10\text{ mA}$		0.1	0.15		0.1	0.25	V
		$I_{OL} = 50\text{ mA}$		0.4	0.5		0.4	0.75	
		$I_{OL} = 100\text{ mA}$		2	2.2		2	2.5	
		$I_{OL} = 200\text{ mA}$		2.5			2.5		
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	$I_{OL} = 5\text{ mA}$		0.1	0.2		0.1	0.35	
		$I_{OL} = 8\text{ mA}$		0.15	0.25		0.15	0.4	
High-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$	$I_{OH} = -100\text{ mA}$	13	13.3		12.75	13.3	V	
		$I_{OH} = -200\text{ mA}$		12.5			12.5		
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	$I_{OH} = -100\text{ mA}$	3	3.3		2.75	3.3		
Supply current	Output low, No load	$V_{CC} = 15\text{ V}$		10	12		10	15	mA
		$V_{CC} = 5\text{ V}$		3	5		3	6	
	Output high, No load	$V_{CC} = 15\text{ V}$		9	10		9	13	
		$V_{CC} = 5\text{ V}$		2	4		2	5	

NOTE 2: This parameter influences the maximum value of the timing resistors R_A and R_B in the circuit of Figure 12. For example, when $V_{CC} = 5\text{ V}$, the maximum value is $R = R_A + R_B = 3.4\text{ M}\Omega$, and for $V_{CC} = 15\text{ V}$, the maximum value is $10\text{ M}\Omega$.

operating characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V and }15\text{ V}$

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	SE555			NE555, SA555, SE555C			UNIT
		MIN	TYP	MAX	MIN	TYP	MAX	
Initial error of timing interval‡	Each timer, monostable§	$T_A = 25^\circ\text{C}$			0.5%	1.5%	1%	3%
	Each timer, astable¶				1.5%		2.25%	
Temperature coefficient of timing interval	Each timer, monostable§	$T_A = \text{MIN to MAX}$			30	100	50	ppm/°C
	Each timer, astable¶				90		150	
Supply voltage sensitivity of timing interval	Each timer, monostable§	$T_A = 25^\circ\text{C}$			0.05	0.2	0.1	0.5
	Each timer, astable¶				0.15		0.3	
Output pulse rise time	$C_L = 15\text{ pF}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		100	200		100	300	ns
Output pulse fall time			100	200		100	300	

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

‡ Timing interval error is defined as the difference between the measured value and the average value of a random sample from each process run.

§ Values specified are for a device in a monostable circuit similar to Figure 9, with component values as follow: $R_A = 2\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$.

¶ Values specified are for a device in an astable circuit similar to Figure 12, with component values as follow: $R_A = 1\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NE555, NE555Y, SA555, SE555, SE555C PRECISION TIMERS

SLFS022 – SEPTEMBER 1973 – REVISED FEBRUARY 1992

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
THRES voltage level	$V_{CC} = 15\text{ V}$	8.8	10	11.2	V
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	2.4	3.3	4.2	
THRES current (see Note 2)			30	250	nA
TRIG voltage level	$V_{CC} = 15\text{ V}$	4.5	5	5.6	V
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	1.1	1.67	2.2	
TRIG current	TRIG at 0 V		0.5	2	μA
RESET voltage level		0.3	0.7	1	V
RESET current	RESET at V_{CC}		0.1	0.4	mA
	RESET at 0 V		-0.4	-1.5	
DISCH switch off-state current			20	100	nA
CONT voltage (open circuit)	$V_{CC} = 15\text{ V}$	9	10	11	V
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	2.6	3.3	4	
Low-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$	$I_{OL} = 10\text{ mA}$	0.1	0.25	V
		$I_{OL} = 50\text{ mA}$	0.4	0.75	
		$I_{OL} = 100\text{ mA}$	2	2.5	
		$I_{OL} = 200\text{ mA}$	2.5		
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	$I_{OL} = 5\text{ mA}$	0.1	0.35	
		$I_{OL} = 8\text{ mA}$	0.15	0.4	
High-level output voltage	$V_{CC} = 15\text{ V}$	$I_{OH} = -100\text{ mA}$	12.75	13.3	V
		$I_{OH} = -200\text{ mA}$	12.5		
	$V_{CC} = 5\text{ V}$	$I_{OH} = -100\text{ mA}$	2.75	3.3	
Supply current	Output low, No load	$V_{CC} = 15\text{ V}$	10	15	mA
		$V_{CC} = 5\text{ V}$	3	6	
	Output high, No load	$V_{CC} = 15\text{ V}$	9	13	
		$V_{CC} = 5\text{ V}$	2	5	

NOTE 2: This parameter influences the maximum value of the timing resistors R_A and R_B in the circuit of Figure 12. For example, when $V_{CC} = 5\text{ V}$, the maximum value is $R = R_A + R_B \approx 3.4\text{ M}\Omega$, and for $V_{CC} = 15\text{ V}$, the maximum value is $10\text{ M}\Omega$.

operating characteristics, $V_{CC} = 5\text{ V and }15\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNIT
Initial error of timing interval†	Each timer, monostable‡		1%	3%	
	Each timer, astable§		2.25%		
Supply voltage sensitivity of timing interval	Each timer, monostable‡		0.1	0.5	% / V
	Each timer, astable§		0.3		
Output pulse rise time	$C_L = 15\text{ pF}$		100	300	ns
Output pulse fall time			100	300	

† Timing interval error is defined as the difference between the measured value and the average value of a random sample from each process run.

‡ Values specified are for a device in a monostable circuit similar to Figure 9, with component values as follow: $R_A = 2\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$.

§ Values specified are for a device in an astable circuit similar to Figure 12, with component values as follow: $R_A = 1\text{ k}\Omega$ to $100\text{ k}\Omega$, $C = 0.1\text{ }\mu\text{F}$.



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS†

LOW-LEVEL OUTPUT VOLTAGE
vs
LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT

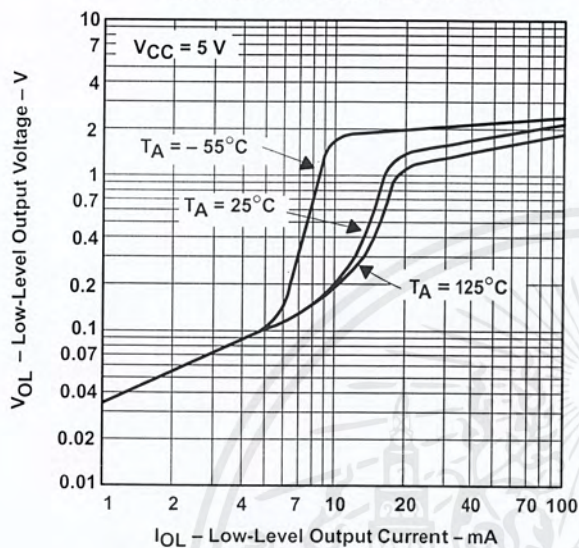


Figure 1

LOW-LEVEL OUTPUT VOLTAGE
vs
LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT

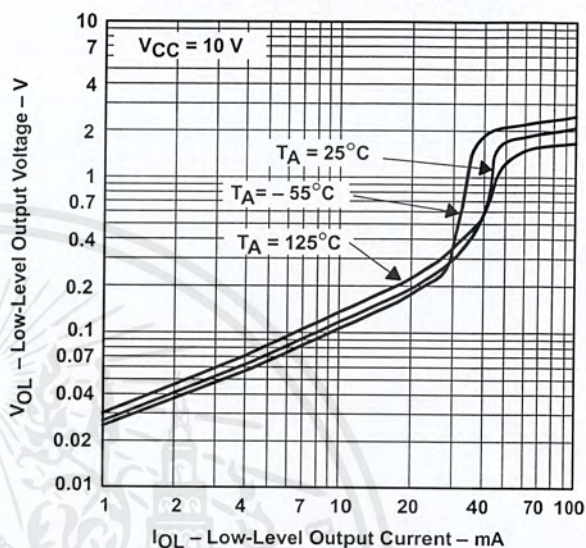


Figure 2

LOW-LEVEL OUTPUT VOLTAGE
vs
LOW-LEVEL OUTPUT CURRENT

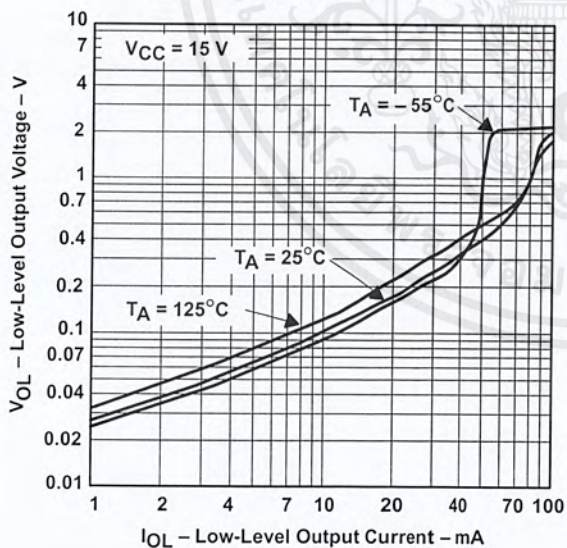


Figure 3

DROP BETWEEN SUPPLY VOLTAGE AND OUTPUT
vs
HIGH-LEVEL OUTPUT CURRENT

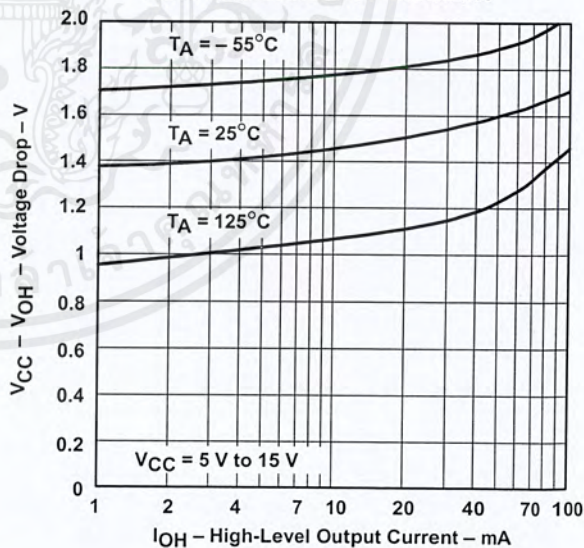


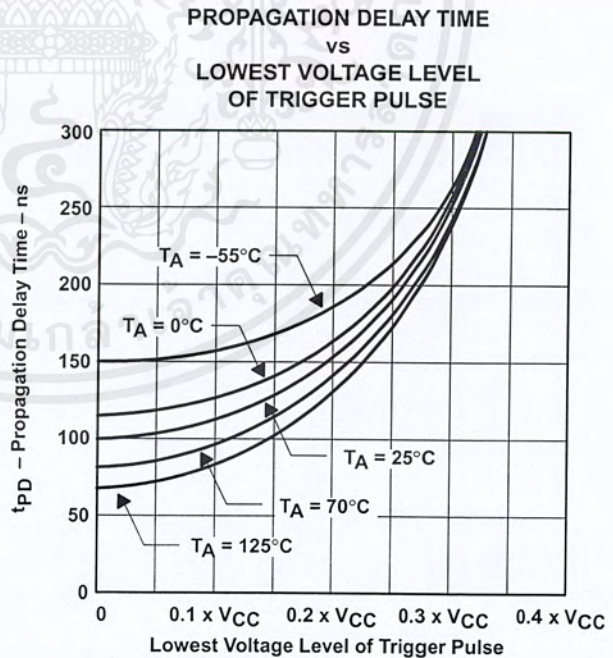
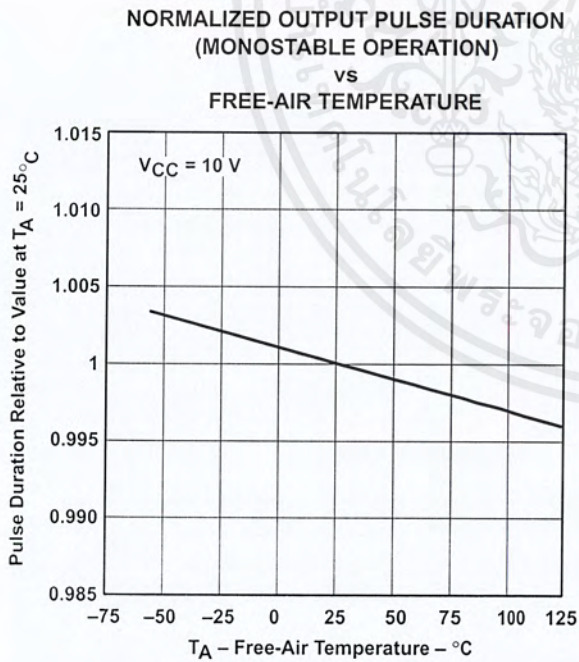
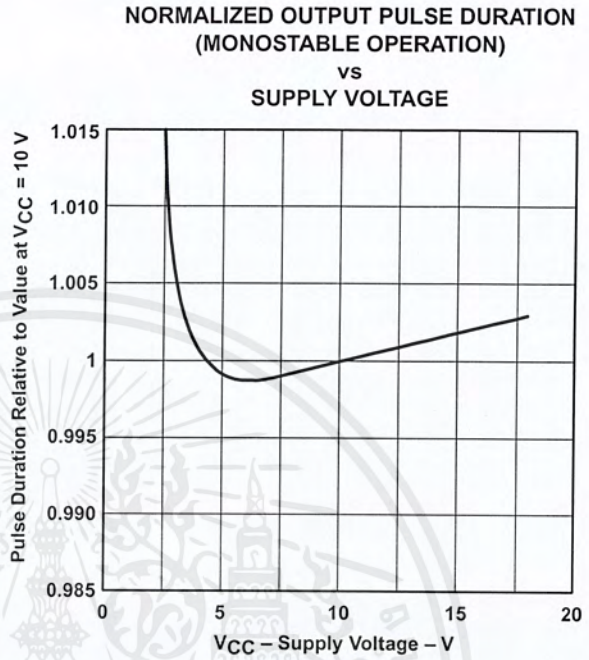
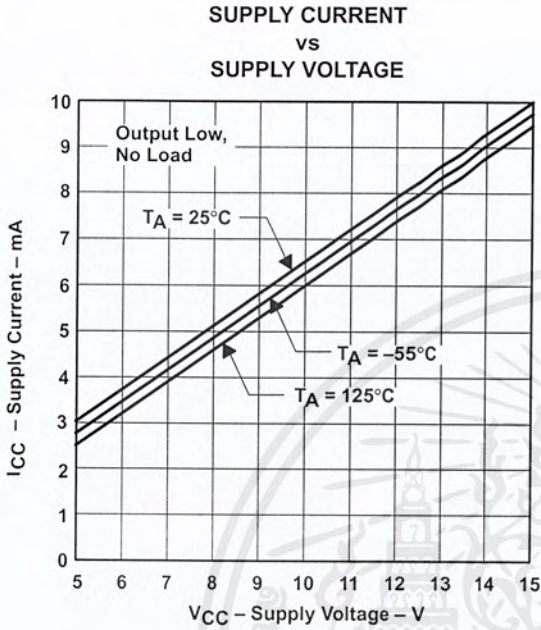
Figure 4

† Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SE555 circuits only.

NE555, NE555Y, SA555, SE555, SE555C PRECISION TIMERS

SLFS022 – SEPTEMBER 1973 – REVISED FEBRUARY 1992

TYPICAL CHARACTERISTICS†



† Data for temperatures below 0°C and above 70°C are applicable for SE555 circuits only.

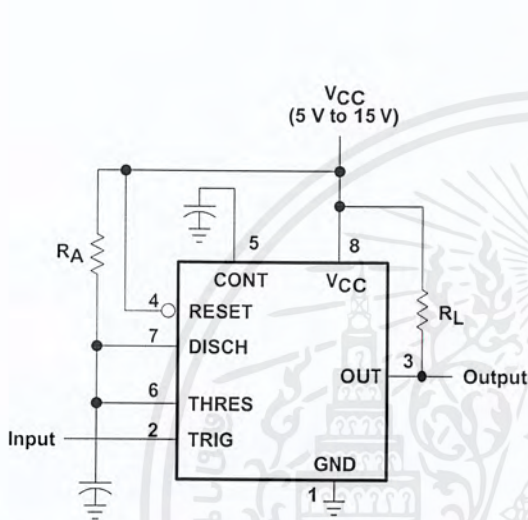


POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

APPLICATION INFORMATION

monostable operation

For monostable operation, any of these timers may be connected as shown in Figure 9. If the output is low, application of a negative-going pulse to TRIG sets the flip-flop (\bar{Q} goes low), drives the output high, and turns off Q1. Capacitor C is then charged through R_A until the voltage across the capacitor reaches the threshold voltage of THRES input. If TRIG has returned to a high level, the output of the threshold comparator will reset the flip-flop (\bar{Q} goes high), drive the output low, and discharge C through Q1.



Pin numbers shown are for the D, JG, and P packages.

Figure 9. Circuit for Monostable Operation

Monostable operation is initiated when TRIG voltage falls below the trigger threshold. Once initiated, the sequence ends only if TRIG is high at the end of the timing interval. Because of the threshold level and saturation voltage of Q1, the output pulse duration is approximately $t_w = 1.1R_A C$. Figure 11 is a plot of the time constant for various values of R_A and C. The threshold levels and charge rates are both directly proportional to the supply voltage, V_{CC} . The timing interval is therefore independent of the supply voltage, so long as the supply voltage is constant during the time interval.

Applying a negative-going trigger pulse simultaneously to RESET and TRIG during the timing interval discharges C and re-initiates the cycle, commencing on the positive edge of the reset pulse. The output is held low as long as the reset pulse is low. To prevent false triggering, when RESET is not used, it should be connected to V_{CC} .

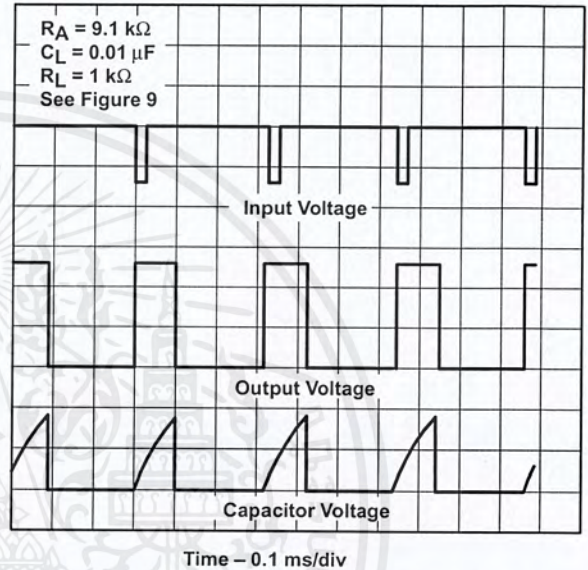


Figure 10. Typical Monostable Waveforms

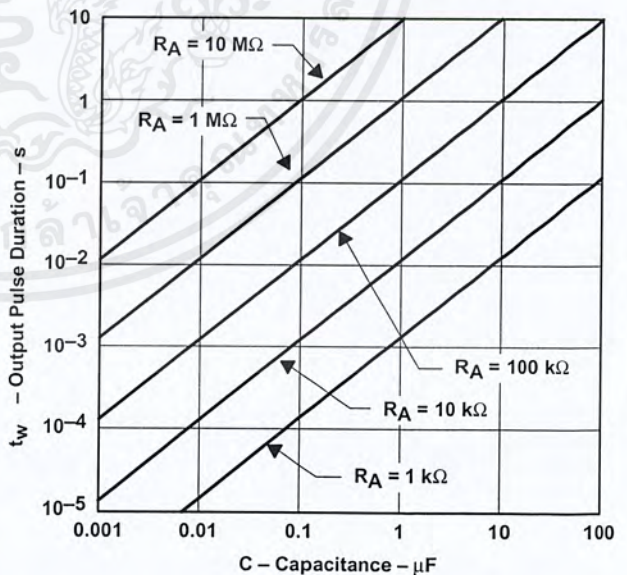


Figure 11. Output Pulse Duration vs Capacitance



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

NE555, NE555Y, SA555, SE555, SE555C PRECISION TIMERS

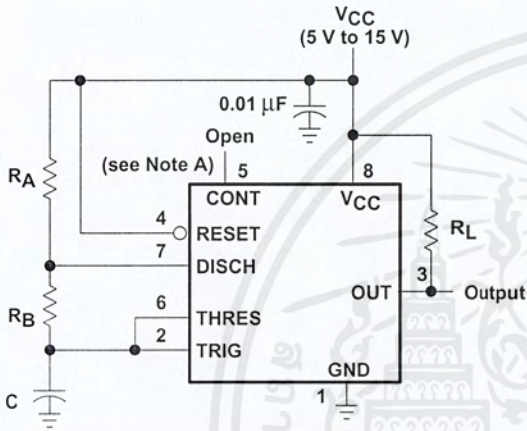
SLFS022 – SEPTEMBER 1973 – REVISED FEBRUARY 1992

APPLICATION INFORMATION

astable operation

As shown in Figure 12, adding a second resistor, R_B , to the circuit of Figure 9 and connecting the trigger input to the threshold input causes the timer to self-trigger and run as a multivibrator. The capacitor C will charge through R_A and R_B and then discharge through R_B only. The duty cycle may be controlled, therefore, by the values of R_A and R_B .

This astable connection results in capacitor C charging and discharging between the threshold-voltage level ($\approx 0.67 \cdot V_{CC}$) and the trigger-voltage level ($\approx 0.33 \cdot V_{CC}$). As in the monostable circuit, charge and discharge times (and therefore the frequency and duty cycle) are independent of the supply voltage.



Pin numbers shown are for the D, JG, and P packages.

NOTE A: Decoupling CONT voltage to ground with a capacitor may improve operation. This should be evaluated for individual applications.

Figure 12. Circuit for Astable Operation

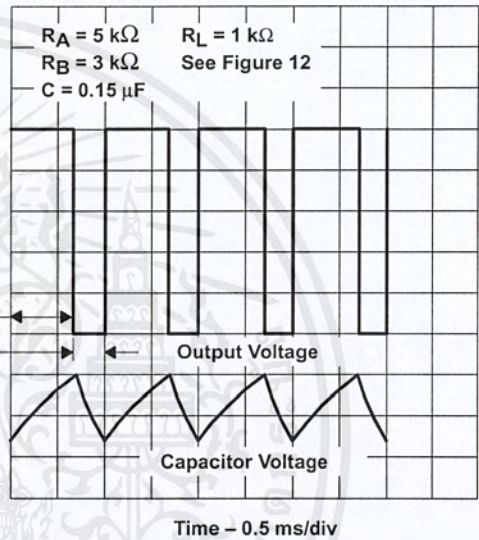


Figure 13. Typical Astable Waveforms



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265