สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

# การให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

ห้องสมุดคณะวิทยาศาสตร์ สจล.

นาย ภูเบศร์ อุดมทรัพย์
นางสาว สุภัทชดา ผาสุข

โครงงานพิเศษนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรวิทยาศาสตร์บัณฑิต
ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์
คณะวิทยาศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2536

เลขหมู่..............................
เลขทะเบียน..........................
วัน,เดือน,ปี..........................

# การให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

นาย ภูเบศร์ อุดมทรัพย์
นางสาว สุภัทชดา ผาสุข

โครงงานพิเศษนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาหลักสูตรวิทยาศาสตร์บัณฑิต
ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์
คณะวิทยาศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2536

# INDUCTION HEATING

MR. PHUBASE UDOMSAPH

MISS. SUPATCHADA PHASUK

เลขหมู่.............................

เลขทะเบียน.........................

วัน เดือน ปี.........................

A SPACIAL PROJECT SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE

REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF BACHELOR OF SCIENCE

DEPARTMENT OF APPLIED PHYSICS

FACULTY OF SCIENCE

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

1993

หัวข้อโครงงานพิเศษ การให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ

โดย นาย ภูเบศร์ อุดมทรัพย์

นางสาว สุภัทชดา ผาสุข

ภาควิชา ฟิสิกส์ประยุกต์

อาจารย์ที่ปรึกษา ดร. อารีย์ วิเชียรฉาย

ภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง อนุมัติให้นับรายงานโครงงานพิเศษฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิทยาศาสตร์บัณฑิต

...................... หัวหน้าภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์

(ผศ. ปรีชา เทียนสมประสงค์)

คณะกรรมการสอบโครงงานพิเศษ

...................... ประธานกรรมการ

( ผศ.ดร. อารีย์ วิเชียรฉาย )

...................... กรรมการ

( อ. สุน จ่างประยูร )

...................... กรรมการ

( อ. อนุชิต จารุวนารัตน์ )

ลิขสิทธิ์ของภาควิชาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

| | |
|---|---|
| หัวข้อโครงงานพิเศษ | การให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ |
| โดย | นาย ภูเบศร์ อุดมทรัพย์ |
| | นางสาว สุภัทชดา ผาสุข |
| ภาควิชา | ฟิสิกส์ประยุกต์ |
| อาจารย์ที่ปรึกษา | ดร. อารีย์ วิเชียรฉาย |
| ปีการศึกษา | 2536 |

## บทคัดย่อ


จากหลักการของการเหนี่ยวนำทางด้านแม่เหล็กไฟฟ้า เราสามารถนำคุณสมบัติมาใช้ในการให้ความร้อน โดยในหลักการจะเริ่มจากการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ด้วยการผ่านวงจรเรียงกระแส แล้วทำการแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง โดยใช้มอสเฟตกำลังแบบสวิทช์ชิ่ง เพื่อให้ได้สัญญาณคลื่นรูปสี่เหลี่ยมผ่านหม้อแปลงความถี่สูง ซึ่งด้านทุติยภูมิต่ออยู่กับคอยล์ที่ให้ความร้อน ในรูปสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำที่มีการกลับตัวไปมาผ่านโลหะตัวอย่าง ทำให้เกิดการเหนี่ยวนำแรงดันขึ้นในโลหะตัวอย่างเป็นผลทำให้เกิดกระแสไหลวน(eddy current) ซึ่งลักษณะของกระแสจะมีความหนาแน่นที่ผิวสูง และจะมีค่าลดลงตามความลึกในเนื้อสารแบบเอ็กซ์โปเนนเชียล สำหรับการควบคุมกำลังที่ผ่านคอยล์จะควบคุมด้วยการปรับความถี่ของอุปกรณ์สวิทช์ชิ่ง หรือการปรับแรงดันของแหล่งจ่าย

| | |
|---|---|
| Special Project Title | Induction Heating |
| Name | Mr. Phubase C.H. Udomsaph |
| | Miss. Supatchada Phasuk |
| Special Project Advisor | Dr. Aree Wicheanchay |
| Department | Applied Physics |
| Acadamic Year | 1993 |


## Abstract

In this paper , the develope of induction heating is used for harden working. At first , AC voltage will be changed by rectifier circuit into DC voltage which changed again by switching device. The power MOSFET produce high frequency square wave , running into high frequency transformer , connecting secondary with heating coil and yield magnetic field alternating in metal or sample. It will be induced voltage in heating metal or sample , inducing eddy current flow in metal sample very dense in superrficail which decreased follow to the depth in material with exponential characteristic. The control of power can be done by changing frequency of generator or voltage source.

# กิตติกรรมประกาศ


โครงงานนี้สามารถเสร็จสมบูรณ์ได้ด้วยความช่วยเหลือจากบุคคลต่างๆ ดังนี้

ผศ.ดร.อารีย์ วิเชียรฉาย ที่คอยให้คำปรึกษาด้านทฤษฎีและรายละเอียดต่างๆ อีกทั้งยังคอยให้กำลังใจในการทำงาน

อ.วิชิต ศิริโชติ ที่คอยให้คำปรึกษาในด้านวงจรต่างๆ อีกทั้งยังคอยให้กำลังใจในการทำงาน

อ.วราวุฒิ เถาลัดดา ที่ให้ความดูแลและให้ข้อมูล

อ.อนุชิต จารุวนาวัฒน์ ที่ให้คำปรึกษาและแนะนำทางด้านเทคนิคต่างๆ

อ.ธวัชชัย ขาวประเสริฐ ที่ให้ความช่วยเหลือและความสะดวกในด้านอุปกรณ์เครื่องกล

คุณ สุวรรณ ลิขิตวัฒนานุลักษ์ และ คุณ นาถ ดนตรี ที่ให้ความช่วยเหลือในทุกๆ ด้าน

คุณ ทรงวิทย์ เจริญรวยวัฒนา ที่ให้ความช่วยเหลือทางด้านซอร์ฟแวร์

คุณ นรสีห์ สิงหลกะ ที่ให้ความช่วยเหลือในการถ่ายภาพ

คุณ อรรถพร กุลธรรมโยธิน และ คุณ วัชรพงษ์ ปถมพานิชย์ ที่ให้ความช่วยเหลือทางด้านปัจจัยต่างๆ

คุณ ศุภชัย สุมโนทยาน ที่ให้ความช่วยเหลือในทุกๆ สิ่งด้วยดีตลอดมา

# สารบัญ


| | หน้า |
|---|---|
| บทคัดย่อโครงงานพิเศษภาษาไทย | ก |
| บทคัดย่อโครงงานพิเศษภาษาอังกฤษ | ข |
| กิติกรรมประกาศ | ค |
| สารบัญรูป | ง |
| บทที่ 1 บทนำ | 1 |
| บทที่ 2 ทฤษฎีสำคัญที่เกี่ยวข้อง | 4 |
| บทที่ 3 การสร้าง | 22 |
| บทที่ 4 การทดสอบประสิทธิภาพ | 32 |
| บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์ | 40 |
| ภาคผนวก | |
| เอกสารอ้างอิง | |

# สารบัญรูป

หน้า


รูปที่ 2.1 ขดลวดตัวนำและเหล็กที่หนามาก 5

รูปที่ 2.2 การกระจายของค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กกับความลึก 8

รูปที่ 2.3 แสดงทิศทางของความเข้มของสนามแม่เหล็กและความหนาแน่นกระแส 11

รูปที่ 2.4 แสดงการผ่านค่าของ MTP8N15 บริเวณ A เรียกว่า ohmic region,constance resistance หรือบริเวณลิเนียร์ ส่วนบริเวณ B เรียกว่า บริเวณแอคทีฟ,กระแสคงที่หรือบริเวณอิ่มตัว 17

รูปที่ 2.5 แสดงการผ่านค่าของ MJE 15030 บริเวณ A เรียกว่า บริเวณอิ่มตัว บริเวณ B เรียกว่า บริเวณลิเนียร์หรือแอคทีฟ 17

รูปที่ 2.6 แสดงข้อมูล safe operating area 20

รูปที่ 3.1 แสดงอินเวอร์สเตอร์แบบพุชพูล 22

รูปที่ 3.2 แสดงอินเวอร์สเตอร์แบบฟูลบริดจ์ 23

รูปที่ 3.3 แสดงอินเวอร์สเตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ 23

รูปที่ 3.4 แสดงรูปของ IC 566 25

รูปที่ 3.5 แสดงวงจรพัลส์วิดโมดูเลชั่น 26

รูปที่ 3.6 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากวงจรพัลส์วิดโมดูเลชั่น 27

รูปที่ 3.7 การขับและป้องกันมอสเฟต 27

รูปที่ 3.8 วงจรสนับเบอร์ 28

รูปที่ 4.1 แสดงถึงสัญญาณ PWM 32

รูปที่ 4.2 แสดงรูปสัญญาณที่ตกคร่อมมอสเฟตแต่ละตัวเมื่อผ่านวงจรขับ 33

รูปที่ 4.3 แสดงรูปสัญญาณขณะมอสเฟตทำหน้าที่เป็นสวิทช์ปิดเปิด 34

รูปที่ 4.4 แสดงรูปสัญญาณที่เกิดจากการรวมกันของสัญญาณในรูปที่ 4.2 35

รูปที่ 4.5 แสดงรูปสัญญาณที่ตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำ 36

รูปที่ 4.6 แสดงรูปสัญญาณที่ตกคร่อม LC 37

รูปที่ 4.7 แสดงวงจรที่ควบคุมวงจรฮาล์ฟบริดจ์ 38

รูปที่ 4.8 แสดงภาพขณะทำการทดลองวงจรกับโลหะที่เป็นเหล็ก ที่มีส่วนผสมของคาร์บอนสูง 39

รูปที่ 4.9 แสดงวงจรรวม 40

# บทที่ 1

# บทนำ

การเกิดความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำเป็นเรื่องที่รู้จักกันมาตั้งแต่ในสมัยของฟาราเดย์ (1791-1867) แต่ในสมัยนั้นเรากลับต้องการลดผลของปรากฏการณ์นี้ที่เกิดขึ้นในทรานฟอร์เมอร์,มอเตอร์และแหล่งกำเนิด แล้วความสนใจในการที่จะหลอมโลหะด้วยวิธีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำก็ได้เริ่มขึ้นในปี ค.ศ.1916 ความจริงแล้วการหลอมโลหะมีวิธีที่จะให้ความร้อนได้หลายวิธี และวิธีการเหนี่ยวนำที่เราทำการศึกษาก็เป็นวิธีหนึ่งที่เป็นที่นิยมกันมากในทางอุตสาหกรรม ประโยชน์ของวิธีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำก็คือจะช่วยประหยัดพลังงาน เพราะอุณหภูมิของโลหะที่นำมาเหนี่ยวนำจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว หลักอุดมคติของการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำนั้น ไม่เพียงแต่ที่จะสามารถเลือกพื้นที่ที่จะให้ความร้อนได้เท่านั้นแต่ยังสามารถให้ความร้อนที่แน่นอนและเท่ากันทุกๆส่วน หลักการพื้นฐานของการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำมาจากหลักการง่ายๆทางไฟฟ้าที่เราเคยเรียนมาว่าเมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวนำจะเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กรอบๆตัวนำ โดยทิศทางของสนามขึ้นอยู่กับทิศทางของกระแส ซึ่งเป็นไปตามกฎมือขวา ดังนั้นถ้ากระแสที่ไหลผ่านตัวนำเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ ทิศทางของสนามแม่เหล็กที่ถูกเหนี่ยวนำขึ้นก็จะมีทิศทางสลับไปสลับมาด้วย และเมื่อกระแสมีค่าสูงสุด สนามแม่เหล็กก็มีค่าสูงสุดด้วย แล้วถ้าตัวนำที่ใช้เป็นขดลวดโซลินอล์ย ผลของกระแสที่ไหลจะเพิ่มมากขึ้นตามรอบที่เพิ่มขึ้นแต่ละรอบของขดลวดโซลินอล์ยและสนามแม่เหล็กก็จะเพิ่มขึ้นตามด้วย และเมื่อเราใส่แท่งตัวนำรูปทรงกระบอกเข้าไปในขดลวดโซลินอล์ยซึ่งมีไฟฟ้ากระแสสลับไหลผ่าน สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะมีทิศทางสลับไปสลับมาและจะไปเหนี่ยวนำแท่งตัวนำรูปทรงกระบอกให้มีแรงดันเกิดขึ้นภายในตัวนำนี้ ดังนั้นจึงเป็นสาเหตุให้มีกระแสไหลผ่านตัวนำรูปทรงกระบอกนี้ โดยมีทิศทางการไหลของกระแสเป็นวงกลม แรงดันที่ถูกเหนี่ยวนำขึ้นในตัวนำนี้มีค่าสูงสุดเมื่อฟลักซ์ที่ผ่านตัวนำเป็นศูนย์และแรงดันที่ถูกเหนี่ยวนำขึ้นนี้จะมีค่าเป็นศูนย์เมื่อฟลักซ์มีค่าสูงสุดในทั้งสองทิศทาง ความถี่

ของแรงดันที่ถูกเหนี่ยวนำขึ้นจะมีค่าเท่ากับความถี่ของกระแสในขดลวดโซลินอล์ย ขนาดของกระแสในตัวนำจะแปรผันตามกับขนาดของแรงดันที่ถูกเหนี่ยวนำให้เกิดขึ้นและความต้านทานของตัวนำรูปทรงกระบอก ซึ่งเป็นไปตามกฎของโอห์ม

ความร้อนที่เกิดขึ้นในระหว่างทำการเหนี่ยวนำนั้นเกิดจากปรากฏการณ์ hyteresis loss และ eddy current loss แต่การเหนี่ยวนำความร้อนนี้ความร้อนส่วนใหญ่จะเกิดจากปรากฏการณ์ eddy current lossเพราะโลหะที่เป็นสาร non-ferro magnetic จะไม่ร้อนเลยถ้าเกิดเฉพาะปรากฏการณ์ hyteresis loss และสาร ferro จะสูญเสียสภาพทางแม่เหล็กไปที่อุณหภูมิคูรี่ทำให้ไม่เกิดปรากฏการณ์ hyteresis loss ขึ้น ดังนั้นปรากฏการณ์ eddy current จึงเป็นส่วนสำคัญในการทำให้เกิดความร้อน ดังนั้นในโครงงานนี้เราจึงเน้นศึกษาความร้อนที่เกิดจากปรากฏการณ์ eddy current เท่านั้น

ในโครงงานนี้เราจะทำการป้อนไฟฟ้ากระแสสลับแรงดัน 800 โวลต์ ผ่านวงจรเรคติฟายเออร์และวงจรกรองกระแสเพื่อให้ได้ไฟฟ้ากระแสตรงแล้วป้อนเข้าส่วนอินเวอร์สเตอร์ โดยใช้มอสเฟตเป็นสวิทช์ปิดเปิดซึ่งมีวงจรพัลส์วิดโมดูเลชั่นเป็นตัวควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์สเตอร์ จากนั้นโหลดของวงจรอินเวอร์สเตอร์ก็คือวงจร RL โดยที่ L คือหม้อแปลงความถี่สูงเพื่อ stepdown ให้กระแสเพิ่มขึ้นเพื่อนำไปจ่ายให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ โดยขั้นตอนการทำงานจะเป็นดังนี้

1. ศึกษาทฤษฎีเกี่ยวกับการเกิดความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ
2. หาข้อมูลและวางแผนการสร้างวงจร เช่น กำหนดกำลังของวงจร
3. ออกแบบวงจรและเลือกอุปกรณ์ในการสร้างวงจร
4. สร้างวงจรตามลำดับดังนี้
    - แหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ
    - วงจรอินเวอร์สเตอร์
    - วงจรพัลส์วิดโมดูเลชั่นและวงจรขับเกจ
    - วงจร RL
    - โหลดที่เป็นขดลวดเหนี่ยวนำ
5. ทดสอบประสิทธิภาพและปรับปรุงแก้ไข

ประโยชน์ที่ได้รับจากการศึกษาและทำโครงงานนี้

1. ได้ความรู้เรื่องการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำ
2. ได้ความรู้เรื่องไฟฟ้ากำลัง
3. รู้จักอุปกรณ์ทางไฟฟ้ากำลังว่ามีคุณสมบัติแตกต่างกับอุปกรณ์อิเลคทรอนิคส์ที่เรารู้จักอย่างไร
4. ได้ศึกษาและเข้าใจวงจรต่างๆที่เกี่ยวข้อง

# บทที่ 2
# ทฤษฎีสำคัญที่เกี่ยวข้อง

## 2.1 ทฤษฎีการเกิดความร้อนจากการเหนี่ยวนำด้วยสนามแม่เหล็กไฟฟ้ากระแสสลับ

สนามแม่เหล็กซึ่งมีการเปลี่ยนแปลงกับเวลา เมื่ออยู่ภายในเนื้อเหล็กจะเกิดปรากฏการณ์ในลักษณะที่ว่าสนามแม่เหล็กที่ผิวมีการเปลี่ยนแปลงตามความลึกจากผิวของเหล็ก ซึ่งเราเรียกลักษณะนี้ว่า skin effect ซึ่งจากผลของ skin effect นี้ ทำให้กระแสไหลเฉพาะที่ผิวของเหล็กเท่านั้น ดังนั้นพลังงานที่ป้อนเข้าไปให้กับเหล็กจะอยู่เฉพาะที่ผิว

### 2.1.1 การกระจายของสนามแม่เหล็กในเนื้อเหล็ก

ในการหาการกระจายของสนามแม่เหล็กในเนื้อเหล็กนี้แก่ำหนดให้ displacement current นั้นน้อยมากไม่นำมาคิด

จากสมการของสนามแม่เหล็ก

$$\nabla \times H = J \quad (1)$$

$$\nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t} \quad (2)$$

$$\nabla . B = 0 \quad (3)$$

ถ้าในเนื้อเหล็กมีค่า conductivity ( ) และจากกฎของโอห์ม

$$J = \sigma E \quad (4)$$

แทนค่า J ในสมการที่ (1)

$$\nabla \times H = \sigma E$$

$$\nabla \times \nabla \times H = \nabla \times (\sigma E)$$

$$\nabla(\nabla . H) - \nabla^2 H = (\nabla \sigma) \times E + \sigma \nabla \times E \quad (5)$$

จากสมการที่ (3)

$$\nabla . B = \nabla . \mu H$$

$$= H . \nabla \mu + \mu \nabla . H = 0$$

$$\nabla . H = -H . \frac{1}{\mu} \nabla \mu \quad (6)$$

แทนค่าสมการที่ (2) และ (6) ลงในสมการที่ (5)

$$\nabla^2 H = \nabla[-H. \frac{1}{\mu} \nabla\mu] - (\nabla 6) \times E - 6\left(- \frac{B}{t}\right)$$

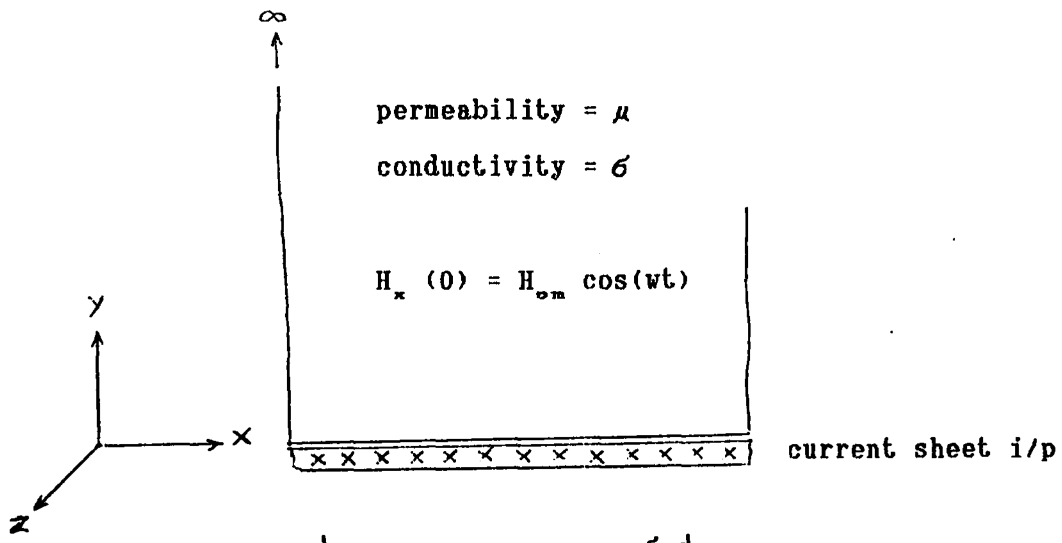
กำหนดให้เหล็กที่ใช้เป็น isotropic media มีค่า permeability กับค่า conductivity ($6$) นั้นคงที่ตลอดเนื้อสาร

ดังนั้น $\nabla\mu = 0$ ; $\nabla 6 = 0$ ; $dB/dH = \mu$

$$\nabla^2 H = \frac{dB}{dH} . \frac{\partial H}{t}$$

ดังนั้น
$$\nabla^2 H = \mu 6 \frac{\partial H}{t} \qquad (7)$$

หาการกระจายของ H ภายในเนื้อเหล็ก โดยเริ่มกำหนดจากค่าความเข้มของสนามแม่เหล็ก ($H_x$) ที่ผิวเหล็กมีทิศทางในแนวแกน x เท่านั้น และคิดว่าแท่งเหล็กมีขนาดยาวในแกนต่างๆ มาก โดยมี current sheet ที่ทำให้เกิด $H_x$ อยู่ในตำแหน่ง x = 0 โดยมีค่าสูงสุดคือ $H_{om}$ และมีทิศทางของ current sheet อยู่ในแนวแกน z ดังแสดงดังรูปที่ 2.1 และเนื่องจาก current sheet ขนานกับแกน z ตลอด เพราะฉะนั้นขนาดของ H จะขึ้นอยู่กับค่า y โดยไม่แปรตาม x และ z




รูปที่ 2.1 ขดลวดตัวนำและเหล็กที่หนามาก

กำหนดให้ที่ y = 0 (ที่ผิวของเหล็ก)

$$H_x (0) = H_{om} \cos wt$$

เราสามารถแทนสมการตรีโกณ ให้อยู่ในรูปของเอกซ์โปเนนเชียลได้ โดยจาก Euler's Identities

$$e^{jwt} = \cos wt + j \sin wt$$

ซึ่งสามารถเขียนสมการของ ความเข้มของสนามแม่เหล็กที่ตำแหน่ง y = 0 ได้ดังนี้ คือ

$$H_x (0) = Re (H_{om}.e^{jwt})$$

หรืออาจไม่เขียนส่วนจริง (Re) ไว้ แต่เมื่อได้คำตอบ ก็หาค่าส่วนจริงจากสมการที่ (7)

$$\nabla^2 H = \frac{\mu \sigma \partial H}{\partial t}$$

$$\nabla^2 H = \frac{\partial^2 H_x}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 H_y}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 H_z}{\partial z^2} = \frac{\sigma \mu \partial H}{\partial t}$$

แต่เนื่องจากว่า ความเข้มของสนามแม่เหล็ก มีทิศทางในแนวแกน x และแปรตามระยะทาง y เท่านั้น

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} = \frac{\mu\, dH_x}{dt}$$

กำหนดให้ $H_x = H_x (y)^{jwt}$ โดยที่ $H_x (y)$ เป็นค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กที่แปรตามระยะ y

$$\frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} - \mu\, jwH_x = 0$$

จาก $\sigma = \frac{1}{\rho}$ เมื่อ $\rho$ เป็นค่า resistivity

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} - \frac{\mu}{\rho} jwH_x = 0$$

กำหนดให้ $\alpha^2 = \frac{\mu w}{2\rho}$

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} - 2j\alpha^2 H_x = 0$$

ซึ่งสามารถจัดให้อยู่ในรูปของสมการดิฟเฟอเรนเชียลได้คือ

$$\frac{d^2 H_x}{dy^2} - K^2 H_x = 0 \qquad \text{เมื่อ } K^2 = 2j\alpha^2$$

และคำตอบของสมการดิฟเฟอเรนเชียลได้ดังนี้คือ

$$H_x = A_1 \exp(Ky) + A_2 \exp(-Ky)$$

ซึ่งสามารถหาค่า $A_1$ และ $A_2$ ได้จากเงื่อนไขขอบเขตที่ตำแหน่ง

$y = \infty$ $\qquad H_x = 0$

$\qquad A_1 = 0$

$y = 0$ $\qquad H_x(0) = H_{om} \exp(jwt)$

$\qquad A_2 = H_{om} \exp(jwt)$

ดังนั้น

$$H_x = H_{om}.\exp(-Ky) \exp(jwt)$$

จาก $\qquad K = \sqrt{2j.\alpha^2} = \sqrt{(1+j)^2} . \alpha = (1+j)\alpha$

$$H_x = H_{om}.\exp\{-(1+j)\alpha y\}.\exp(jwt)$$

$$H_x = H_{om}.\exp(-\alpha y).\exp\{j(wt-\alpha y)\} \qquad (8)$$

ซึ่งค่าของความเข้มของสนามแม่เหล็กจะเป็นส่วนจริง

$$H_x(y) = H_{om}.\exp(-\alpha y) \cos(wt-\alpha y) \qquad (9)$$

จะเห็นว่าความเข้มของสนามแม่เหล็กจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามความลึกจากผิวตามค่าที่นำมาคูณคือ exp $(-\alpha y)$ และมีความลึกต่างๆ ความเข้มของสนามแม่เหล็กจะ lag สนามที่ผิวเป็นมุม $\alpha y$

### 2.1.2 Skin effect

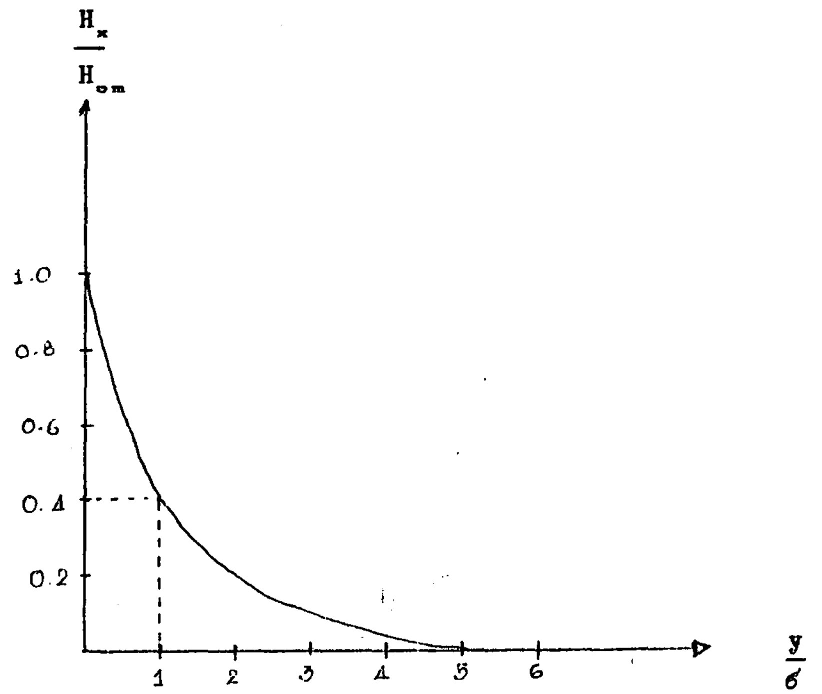
จากหัวข้อที่ 2.1 จะเห็นได้ว่าค่าของสนามแม่เหล็กนั้นกระจายตามความลึกของ y โดย

$$H_x = H_{om} \exp(-\alpha y) \cos(wt-\alpha y)$$

โดยเทอมของ $\exp(-\alpha y)$ เป็นตัวกำหนดขนาดของ $H_x$ ที่ระดับความลึกจากผิวต่าง ที่ y = 1 ซึ่งมีผลทำให้เทอม $\exp(-\alpha y) = e^{-1} = 0.368$

α

เรียกค่า y นี้ว่า skin depth หรือ depth of penetration ใช้สัญลักษณ์




รูปที่ 2.2 การกระจายของค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กกับความลึก

$$= \frac{1}{\alpha}$$

$$= \frac{2\rho}{\mu} \qquad (10)$$

โดยที่ $\rho$ = resistivity ; โอห์ม-เมตร

$\mu$ = permeability ; เวปเบอร์/แอมป์-เทอร์น-เมตร

$w$ = ความเร็วเชิงมุม ; เรเดียน/วินาที

ซึ่งจะได้ความสัมพันธ์ออกมาดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.2

### 2.1.3 ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก,กระแสและความเข้มของสนามไฟฟ้า

เมื่อทราบถึง การกระจายของความเข้มของสนามแม่เหล็กในเหล็ก ซึ่งมีค่า permeability คงที่ จึงสามารถหาความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็กได้ โดยจาก สมการที่ (9)

$$H_x\ (y) = H_{om} \exp(-\alpha y) \cos(wt-\alpha y)$$

และจาก $B = \mu H$

$$B_x\ (y) = \mu H_{om} \exp(-\alpha y) \cos(wt-\alpha y) \qquad (11)$$

นอกจากนั้นยังสามารถหาความหนาแน่นของกระแสในเนื้อเหล็กที่จุดต่างๆ ได้ โดยจากที่ทราบว่า $\nabla \times H = J$

โดยที่ ค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กนั้น มีทิศทางในแนวแกน x เท่านั้น และแปรค่าตามระยะทางในแกน y

เมื่อ i,j,k เป็นเวกเตอร์หนึ่งหน่วยในแนวแกน x,y,z ตามลำดับ

$$\nabla \times H = \begin{bmatrix} i & j & k \\ o & \dfrac{\partial}{\partial y} & o \\ H_x & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$J_z\ (y) = -\frac{\partial H_x}{\partial y}$$

จากสมการที่ (8)

$$H_x\ (y) = H_{om} \exp(-\alpha y).\exp\{j(wt-\alpha y)\}$$

$$= H_{om} \exp(jwt).\exp(-\sqrt{2j}\ .\alpha y)$$

ดังนั้นจะได้

$$J_z(y) = H_{om}\sqrt{2j}\,.\alpha.\exp(-\sqrt{2j}\,.\alpha y).\exp(j\omega t)$$

จาก $\sqrt{2j} = 1 + j = \sqrt{2}\,.\exp(j\pi/4)$

$$J_z(y) = \sqrt{2}\,.\alpha H_{om}\exp(-\alpha y).\exp\{j(\omega t-\alpha y+\pi/4)\}$$

ซึ่งค่าของความหนาแน่นกระแสจะเป็นค่าส่วนจริง

$$J_z(y) = \sqrt{2}\,.\alpha H_{om}\exp(-\alpha y)\cos(\omega t-\alpha y+\pi/4) \qquad (12)$$

กำหนดให้

$$J_{om} = \sqrt{2}\,.\alpha H_{om}\exp(j\pi/4)$$

ซึ่งค่า $J_{om}$ จะเป็นขนาดที่ตำแหน่ง $y = 0$ หรือที่ผิวของโลหะและเฟสของ J และ lead H ที่จุดต่างๆ เป็นมุม $\pi/4$ หรือ 45 องศา

ดังนั้นจะสามารถหาค่าความหนาแน่นกระแสที่ความลึกต่างๆ จาก

$$J_z(y) = J_{om}\exp(-\alpha y)\cos(\omega t-\alpha y) \qquad (13)$$

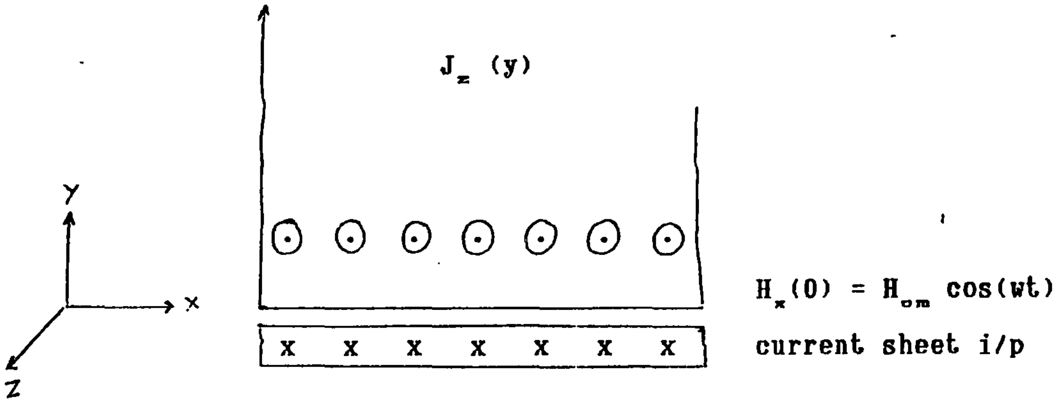
จากการหาความหนาแน่นกระแส จะพบว่า J จะมีทิศอยู่ในแนวแกน z และจะสามารถหาค่าความเข้มของสนามไฟฟ้าที่เกิดในเนื้อเหล็ก

จาก $E = \frac{J}{\sigma} = \rho J$

$$E_z(y) = \rho J_{om}\exp(-\alpha y)\cos(\omega t-\alpha y) \qquad (14)$$

### 2.1.4 กระแสทั้งหมด

จาก 2.1.3 เมื่อทราบค่าความหนาแน่นของกระแสที่จุดต่างๆ ในเนื้อเหล็ก โดยรู้ว่าทิศทางของกระแสอยู่ในแนวแกน z ดังนั้นเมื่อจะหากระแสไฟฟ้าทั้งหมดจะต้องอินทิเกรต J ในแนวระนาบ x และ y จากรูปที่ 2.3 จะเห็นว่าค่าความหนาแน่นกระแสแปรตามระยะ y เท่านั้น




รูปที่ 2.3 แสดงทิศทางของความเข้มของสนามแม่เหล็กและความหนาแน่นกระแส

เมื่อค่าความหนาแน่นกระแสไม่แปรตามระยะทาง x จึงสามารถหาค่ากระแสไฟฟ้าต่อเมตรในแนวแกน x

$$\text{ค่ากระแสไฟฟ้าต่อเมตร} = \int_0^{\infty} J_z \, dy$$

$$= \int_0^{\infty} J_{om} \exp(-\alpha Y) \cos(wt-\alpha y) \, dy$$

$$= J_{om}.\mathrm{Re}\left[ \int_0^{\infty} \exp\{jwt-(1+j)\alpha y\} \, dy \right]$$

$$= J_{om}.\mathrm{Re} \left. \frac{\exp\{jwt-(1+j)\alpha y\}}{-(1+j)\alpha} \right|_0^{\infty}$$

$$= J_{om}.\mathrm{Re} \frac{\exp(jwt)}{(1+j)\alpha}$$

จาก $\quad J_{om} = \sqrt{2}\,.\alpha H_{om} \exp(j\pi/4)$

$$\text{ค่ากระแสต่อเมตร} = \text{Re}\,[H_{om}.\exp(jwt)] \qquad (15)$$

$$= H_{om}\cos(wt)$$

จะเห็นได้ว่ากระแสที่ไหลในเนื้อเหล็กจะมีค่าเท่ากับค่าความเข้มของสนามแม่เหล็กที่ผิวของเหล็กและมีเฟสตรงกัน

$$Im = H_{om} \qquad (16)$$

## 2.1.5 กำลังที่เกิดขึ้นในเหล็ก

จากที่สามารถหาค่าความหนาแน่นกระแสที่จุดต่างๆ ในเหล็กเมื่อทราบค่าสภาพความต้านทาน (resistivity) ของเหล็กแล้ว ก็จะหาค่าของกำลังสูญเสียในเหล็กต่อลูกบาศก์เซนติเมตรเท่ากับ $\rho J^2$ เมื่อต้องการรู้กำลังที่สูญเสียทั้งหมด โดยการอินทิเกรตตลอดปริมาตร

แต่เนื่องจาก J ไม่แปรตามแกน x และ z ดังนั้นจึงสามารถหาค่ากำลังที่สูญเสียต่อพื้นที่ผิวในแกน x และ z โดย

กำหนดให้ P = กำลังที่สูญเสียต่อพื้นที่ผิว วัตต์/เมตร$^2$

$$P = \int_0^{\infty} \rho J_z^2\, dy$$

$$= \rho J_{om}^2 \int \exp(-2\alpha y)\cos^2(wt-\alpha y)\, dy \qquad (17)$$

จะเห็นว่าเทอม $\cos^2(wt-\alpha y)$ เมื่อเราอินทิเกรตในช่วงคาบของคลื่นจะได้เท่ากับ 1/2 โดยที่ $\alpha y$ ไม่มีผลต่อค่าของอินทิเกรต เนื่องมาจากค่า $(-\alpha y)$ เป็นผลทำให้ phaseshift เท่านั้นเอง

$$P = \rho \frac{J_{om}^2}{2} \int_0^{\infty} \exp(-2\alpha y)\, dy$$

$$= \rho \frac{J_{om}^2}{4\alpha} \Big| \exp(-2\alpha y) \Big|_0^{\infty}$$

$$= \rho \frac{J_{om}^2}{4\alpha}$$

$$= \rho \frac{J_{om}^{2}}{4}$$

จาก $|J_{om}| \sqrt{2}.\alpha \, |H_{om}| = \sqrt{2}\,.\,|H_{om}|$

ค่ากำลังที่สูญเสียที่คำนวณได้เป็นค่าเฉลี่ย ซึ่งคิดกำลังรวมทั้งหมด ตั้งแต่ผิว $y = 0$ จนถึง $y = \alpha$ เมื่อค่าเปรียบเทียบความสูญเสีย ตั้งแต่ผิวถึงจุด $y$ ใดๆ กับความสูญเสียที่ผิวถึง $y = \alpha$ ซึ่งจะออกมาเป็นความสูญเสียต่อหนึ่งหน่วย (per-unit loss)

$$\frac{P_y}{P} = \left| \exp(-2\alpha y) \right|_0^{y} \Big/ \left| \exp(-2\alpha y) \right|_0^{\infty}$$

$$= \frac{\exp(-2\alpha y) - 1}{-1}$$

$$= 1 - \exp(-\alpha y)$$

ที่ $y = 1/\alpha = \delta$

$$\frac{P_y}{P} = 1-e^{-2} = 1-0.135 = 0.865$$

$y = 2/\alpha = 2\delta$

$$\frac{P_y}{P} = 1-e^{-4} = 1-0.018 = 0.982$$

## 2.1.6 เส้นแรงแม่เหล็ก

เส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมด หาได้โดยการอินทิเกรตตลอดพื้นที่หน้าตัดของสนามแม่เหล็กที่ผ่าน เนื่องจากทิศทางของความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กขนานกับแกน x ดังนั้นจะตั้งฉากกับระนาบ y-z ซึ่งค่า B จะเปลี่ยนตามระยะ y เท่านั้น ดังนั้นเราสามารถหาเส้นแรงแม่เหล็กต่อหน่วยความยาวในแกน z

$$\phi = \mu H_{om} \int_0^{\infty} \exp[j\omega t-(1+j)y] \, dy(xl)$$

$$= \frac{\mu H_{om}}{\sqrt{2}\,\alpha} \exp[j(wt-\pi/4)]$$

ค่าของเส้นแรงแม่เหล็กเป็นค่าส่วนจริง

$$\phi = \frac{\mu H_{om}}{\sqrt{2}\,\alpha} \cos(wt-\pi/4) \qquad (18)$$

## <u>2.1.7 การเหนี่ยวนำศักดาไฟฟ้า</u>

เมื่อทราบถึงเส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมดในเนื้อเหล็กก็จะสามารถหาการเหนี่ยวนำศักดาที่เกิดขึ้นในขดลวดจ่ายพลังงาน

โดยกำหนดว่าขดลวดจ่ายพลังงานมีอยู่ N รอบ

จาก

$$emf = \frac{N\,d\phi}{dt}$$

$$= \frac{\mu N w H_{om}}{\sqrt{2}\,\alpha} \sin(wt-\pi/4)$$

$$= \frac{\mu N w H_{om}}{\sqrt{2}\,\alpha} \cos(wt+\pi/4) \qquad (19)$$

## 2.2 หลักการคัดเลือกอุปกรณ์สวิทช์สำหรับการสร้างเตาความร้อนที่เกิดจากการเหนี่ยวนำ

### 2.2.1 มอสเฟตกำลัง

เฟตธรรมดาลักษณะทางโครงสร้างการไหลของกระแสอยู่ทางแนวนอน ซึ่งจะมีช่องทางไหลของกระแสอยู่ในช่องแคบๆ เท่านั้น ไม่สามารถทำงานที่วัตต์สูงๆ ได้ จากการที่จะทำให้เฟตนำกระแสได้ในแนวดิ่งเหมือนทรานซิสเตอร์ ทำให้สามารถใช้งานเฟตได้ที่กำลังสูงๆ เรียกโครงสร้างเฟตแบบนี้ว่า VMOS (Vertical MOS)

ในขณะใช้งานเราจะให้แรงดันที่ขาเกทและเดรนมีศักดาเป็นบวก เมื่อเทียบกับแรงดันที่ซอสส่วนของเกทจะสร้างสนามไฟฟ้าเหนี่ยวนำ ทำให้เกิดช่วงดีพลีชั่นในเนื้อสารส่วน p ซึ่งเป็นส่วนลบหรือช่องทางไหลของกระแสระหว่างเดรนกับซอส การไหลของกระแสจะเกิดขึ้นในแนวดิ่ง และเป็นระยะทางของการเคลื่อนที่ของประจุที่สั้นเมื่อเทียบกับการไหลในแนวราบ ดังนั้นความต้านทานระหว่างเดรนกับซอสจึงมีค่าต่ำ เนื่องจากการไหลของกระแสเดรนเกิดจากพาหะที่เป็นอิเล็กตรอนอิสระอย่างเดียว ดังนั้นถ้าให้แรงดันที่เกทมีค่าสูงขึ้น ช่องทางเดินของกระแสอิเล็กตรอนก็จะกว้างขึ้น การไหลของกระแสก็จะมากขึ้นตามด้วย

ข้อเปรียบเทียบจากการใช้มอสเฟต

*ด้านความเร็ว*

มอสเฟตกำลังมีความสามารถในการสวิทซิ่งด้วยความรวดเร็ว โดยปราศจากการสะสมประจุอย่างไบโพล่าร์ทรานซิสเตอร์ จึงไม่คิดช่วงเวลาสะสม จึงทำให้มอสเฟตมีความเร็วมากกว่าทรานซิสเตอร์ในการสวิทซิ่งมาก

ความเร็วของมอสเฟตนั้น จะขึ้นอยู่กับการอัดและการคายประจุของตัวเก็บประจุของมอสเฟตเอง โดยจะไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ

*ลักษณะของอินพุท*

ขาเกทของมอสเฟตกำลังนั้น จะถูกแยก (isolate) จากแหล่งจ่ายด้วยชั้นออกไซด์ที่ทำให้เกิดความต้านทานกระแสตรงประมาณ 40 เมกกะโอห์ม มอสเฟตจะถูกไบอัสด้วยแรงดัน 10 โวลท์ ด้วยแรงดันขนาดนี้จึงสามารถขับมอสเฟตนี้ได้ด้วย ไอซี ซีมอส หรือทีทีแอล ได้โดยตรง จึงไม่ต้องคำนึงถึงกระแสของโหลด ทำให้ลดความยุ่งยากของวงจรขับโดยรวมแล้วจะทำให้ประหยัดยิ่งขึ้น

*ย่านทำงานที่ปลอดภัย*

การใช้งานเกินพิกัดของมอสเฟตนั้น อาจจะทำให้มอสเฟตพังได้ แต่สำหรับมอสเฟตแล้ว บางทีอาจจะไม่จำเป็นจะต้องใช้สนับเบอร์ก็ได้ หรือใช้ค่าตัวเก็บประจุค่าน้อยๆ ได้ ขอบเขตของย่านทำงานที่ปลอดภัย ถูกกำหนดด้วยพิกัดกระแสสูงสุด,แรงดันเบรคดาวน์ และความจุของอุปกรณ์ ขอบเขตของย่านทำงานที่ปลอดภัยจะกว้าง เนื่องจากไม่เกิดเบรคดาวน์เชคคันดารี่

*แรงดัน*

แรงดันต่ำสุดของมอสเฟตกำลัง หาได้จากค่าความต้านทานอุปกรณ์ $r_{DS}$ สำหรับอุปกรณ์แรงดันต่ำ ค่าของ $r_{DS}$ จะต้องมีค่าต่ำที่สุด สำหรับอุปกรณ์แรงดันสูงค่า $r_{DS}$ ต้องมีค่าสูงขึ้น เนื่องจากสัมประสิทธิ์อุณหภูมิของ $r_{DS}$ เป็นบวก

*สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ*

สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิของมอสเฟตมีค่าตรงข้ามกับของทรานซิสเตอร์ กล่าวคือ เมื่ออุณหภูมิในตัวมอสเฟตสูงขึ้น กระแสเดรนจะมีค่าลดลง ดังนั้นการทำงานของมอสเฟตจึงไม่มีเหตุเกิดขึ้นเนื่องจากการเพิ่มหนีของอุณหภูมิ(thermal runaway)

*เพิ่มกำลังได้*

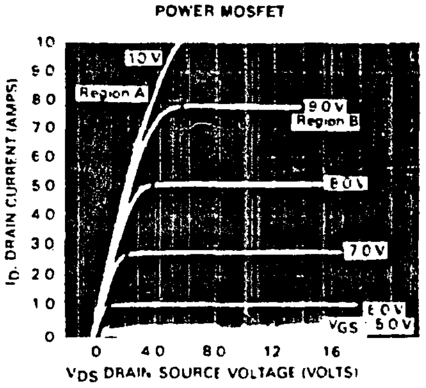
สามารถเพิ่มกำลังของสวิทชิ่งได้โดยการนำมอสเฟตมาต่อขนานกันได้หลายๆ ตัว อย่างไรก็ดี มอสเฟตกำลังก็มีข้อเสียเช่นกัน คือ ค่า $r_{DS(on)}$ ในมอสเฟตกำลังสูงกว่าในทรานซิสเตอร์ชนิดไบโพล่าร์ ดังนั้นการใช้งานที่ความถี่ต่ำ ซึ่งค่าความสูญเสียขณะนำกระแสในอุปกรณ์สวิทชิ่งกำลัง เป็นสิ่งสำคัญ จึงไม่ควรใช้มอสเฟตกำลังที่ความถี่ต่ำ

ลักษณะพื้นฐานของมอสเฟสกำลัง

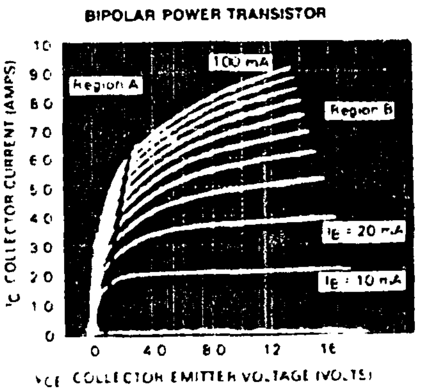
*ลักษณะเอาท์พุท*

พิจารณาเอาท์พุทของมอสเฟตเปรียบเทียบกับไบโพล่าร์ดังรูปที่ 2.4 และ 2.5

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง




รูปที่ 2.4 แสดงการผ่านค่าของ MTP8N15 บริเวณ A เรียกว่า ohmic region,constance resistance หรือบริเวณลิเนียร์ ส่วนบริเวณ B เรียกว่า บริเวณแอคทีฟ,กระแสคงที่หรือบริเวณอิ่มตัว




รูปที่ 2.5 แสดงการผ่านค่าของ MJE 15030 บริเวณ A เรียกว่า บริเวณอิ่มตัว บริเวณ B เรียกว่า บริเวณลิเนียร์หรือแอคทีฟ

ความแตกต่างที่เห็นได้ชัดจากรูปที่ 2.4 เทียบกับรูปที่ 2.5

ข้อที่หนึ่ง ลักษณะกราฟของมอสเฟตกำลังเป็นการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเกทไม่ได้เปลี่ยนแปลงกระแส

ข้อที่สอง ความชันของกราฟในย่านอิ่มตัวของไบโพล่าร์นั้น ชันกว่าความชันในย่านโอห์มของมอสเฟต แสดงว่าความต้านทานของมอสเฟตสูงกว่าความต้านทานไบโพล่าร์

ข้อที่สาม ในย่านแอคทีฟความชันของไบโพล่าร์จะมากกว่าความชันของมอสเฟต ดังนั้นจึงนำมอสเฟตไปใช้งานเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ได้ดีกว่า

พารามิเตอร์พื้นฐานของมอสเฟต

*ความต้านทาน $r_{DS}$*

ความต้านทาน $r_{DS}$ เป็นตัวสำคัญในการระบุจำนวนของกระแสที่อุปกรณ์จะจัดการได้ ไม่ถึง power dissipation เมื่อมอสเฟตทำงานจาก off เป็น on ค่าความต้านทานเดรนซอสจะตกลงจากค่าสูงมากๆ ถึง $r_{DS}$ เมื่อเปรียบเทียบกันแล้วจะมีค่าน้อยกว่ามาก สำหรับ $r_{DS}$ ต่ำๆ ค่าแรงดันเกทควรมีขนาดใหญ่พอที่จะให้กระแสเดรนสำหรับการทำงานที่บริเวณโอห์มมิคได้

*ทรานคอนดัคแตนซ์*

ทรานคอนดัคแตนซ์ $g_{fs}$ จะหมายถึงอัตราขยายของมอสเฟต คล้ายๆ กับค่า $\beta$ ของทรานซิสเตอร์ เป็นค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญ สำหรับอุปกรณ์ที่ทำงานในย่านแอคทีฟ หรือย่านกระแสคงที่ หาได้จากการเปลี่ยนแปลงของกระแสเดรนต่อการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเกท ( $g_{fs} = dI_D / dV_{GS}$ ) ค่าคอนดัคแตนซ์จะเปลี่ยนแปลงกับสภาวะการทำงานดังแสดงในรูป 3.3.4 ค่าของ $g_{fs}$ หาได้จากส่วนแอคทีฟของกราฟระหว่าง V กับ I การออกแบบให้สนใจเพียงส่วนของการ on และ off เท่านั้น ค่าทรานคอนดัคแตนซ์มักจะไม่ได้ใช้ สังเกตได้จากเมื่ออุปกรณ์ได้สวิทหมดแล้ว ความต้านทานจะทำงานที่บริเวณโอห์มมิค ที่แรงดันเกทสูงมาก ที่ย่านนั้นค่าแรงดันเกทสูงมากๆ จะทำให้กระแสเดรนเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย เพราะความต้านทานสูงมาก จึงเป็นผลให้ค่า $g_{fs}$ เกือบเป็นศูนย์

*threshold voltage*

threshold voltage , $V_{GS(th)}$ เป็นค่าแรงดันเกทที่น้อยที่สุดที่ให้เกิดกระแสเดรนไหลอยู่ได้

ข้อพิจารณาในการใช้มอสเฟตกำลัง

ย่านการทำงานที่ปลอดภัยสามารถบอกได้ 2 วิธี คือ ช่วงไบอัสข้างหน้า SOA อาจหมายถึง SOA โดยทั่วไป หรือ switching SOA อีกอย่างหนึ่งเรียกว่า RBSOA

## TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

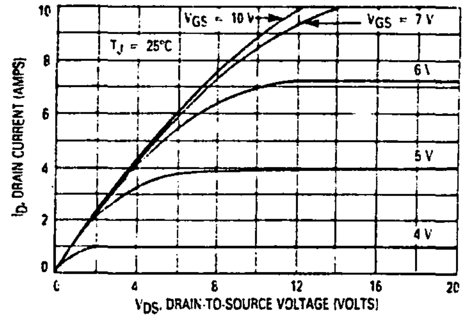



Figure 1. On-Region Characteristics

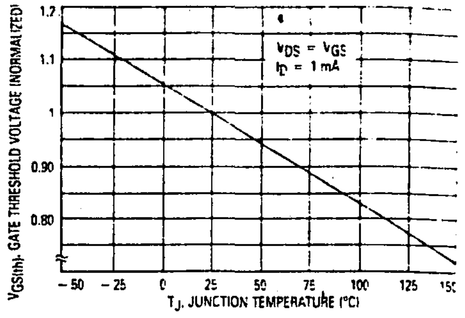



Figure 2. Gate-Threshold Voltage Variation With Temperature

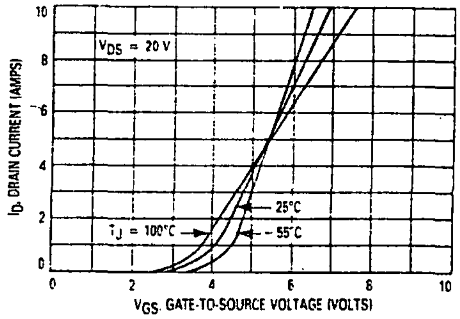



Figure 3. Transfer Characteristics

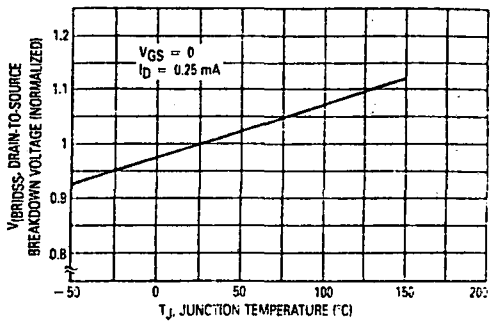



Figure 4. Breakdown Voltage Variation With Temperature

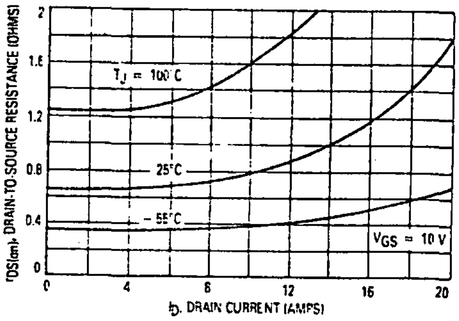



Figure 5. On-Resistance versus Drain Current

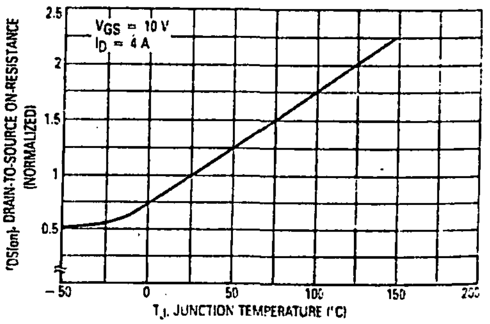



Figure 6. On-Resistance Variation With Temperature

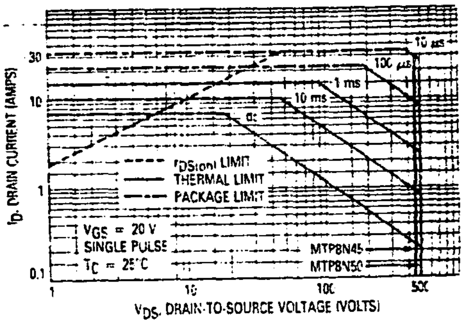



Figure 7. Maximum Rated Forward Biased Safe Operating Area

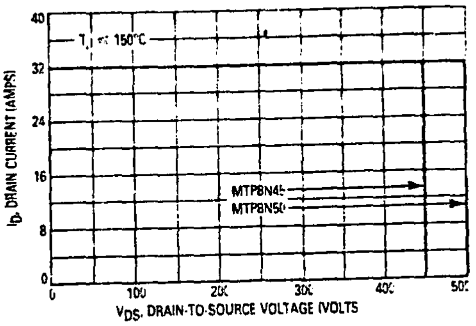



Figure 8. Maximum Rated Switching Safe Operating Area

รูปที่ 2.6 แสดงข้อมูล safe operating area

กราฟ FBSOA จะระบุถึงแรงดันสูงสุดและกระแสสูงสุดของเดรนที่จะมีได้ เพื่อความปลอดภัยในการทำงาน ย่านความปลอดภัยถูกจำกัดค่าตัวแปร 4 ค่า คือ แรงดันพิกัดเดรนซอสแสดงขอบเขตด้วยขอบ A ถ้าแรงดันเกินกว่าขอบเขตจะทำให้อุปกรณ์พังได้ สิ่งที่ต้องระวัง คือ แรงดันทรานเซี้ยนของแรงดันเดรนซอส ค่ากระแสสูงสุดระบุเป็นคาบเวลา แสดงด้วยเส้น D อุปกรณ์ไม่ควรจะนำกระแสในช่วงเวลามากกว่าที่กำหนดพิกัดไว้

## 2.3 หลักการคำนวณหาความเหมาะสมในการออกแบบวงจรขับความถี่สูง

### 2.3.1 การออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง คอยล์เหนี่ยวนำและการคำนวณภาระ

หลักการพื้นฐานของการหลอมโลหะด้วยการเหนี่ยวนำ คือต้องส่งผ่านกำลังไปเข้าสู่เป้าหลอมให้มากที่สุด ดังนั้นสนามแม่เหล็กที่ขึ้นอยู่กับกระแสที่ไหลผ่านคอยล์เหนี่ยวนำจะต้องมีค่าสูง,ความถี่จะต้องมีค่ามาก ดังนั้นการสวิทซ์ซึ่งที่ความถี่สูงๆ และจากการพิจารณาถึงคุณสมบัติของเนื้อสารที่ถือเป็นภาระ ซึ่งมีผลของ skin effect

### 2.3.2 การออกแบบจำนวนรอบของหม้อแปลง

หม้อแปลงแกนเฟอร์ไรท์ที่มีพื้นที่หน้าตัด 2.56 $* 10^{-4}$ ตารางเมตร แรงดันไฟฟ้าด้านปฐมภูมิมีค่า 60V ให้ความหนาแน่นของฟลักซ์เท่ากับ 0.2 เทสลา ความถี่ของไฟฟ้ากระแสสลับจากเอาท์พุทของอินเวอร์สเตอร์ 11 kHz นำค่าต่างๆ แทนลงในสมการหม้อแปลงแบบพัลส์ คือ

$V = 4f*N*B*A$

เมื่อ V คือ แรงดันไฟฟ้าพิกัดด้านปฐมภูมิเป็นค่าอาร์เอ็มเอส(V)

f คือ ความถี่ของกระแสสลับ(Hz)

N คือ จำนวนรอบด้านปฐมภูมิ (รอบ)

B คือ ความหนาแน่นฟลักซ์ (T)

A คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรท์ของหม้อแปลง ($m^2$)

แทนค่าลงในสมการจะได้

$60 = 4*11*10^3*N*0.2*2.56*10^{-4}$

$N = 26$ รอบ

ในโครงงานเลือกใช้จำนวนรอบปฐมภูมิเท่ากับ 30 รอบ

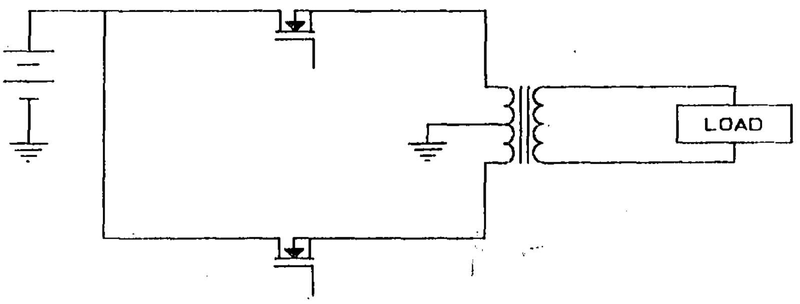
# บทที่ 3
# การสร้าง

## 3.1 ระบบอินเวอร์สเตอร์

อินเวอร์สเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนสัญญาณไฟฟ้าที่เป็นกระแสตรง ให้เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ โดยอาศัยอุปกรณ์สวิทชิ่งเป็นสวิทปิดเปิด ในโครงงานนี้ได้ใช้อินเวอร์เตอร์แบบเฟสเดียว ซึ่งจะขอกล่าวถึงระบบที่นิยมใช้กันโดยทั่วไป 3 แบบ คือ

*อินเวอร์สเตอร์แบบพุชพูล*

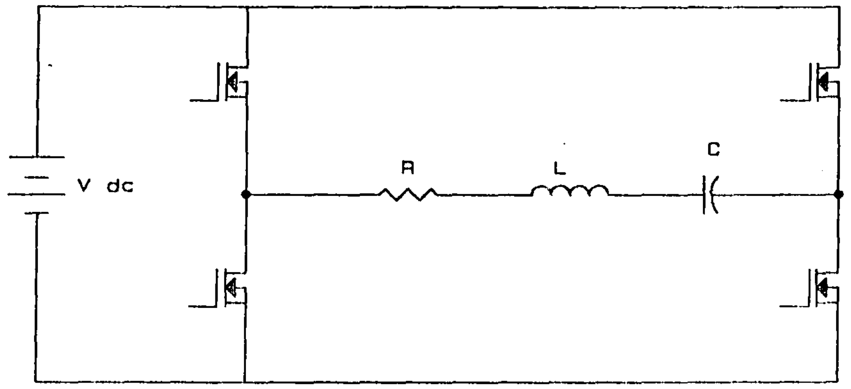
อินเวอร์สเตอร์แบบนี้ใช้อุปกรณ์สวิทชิ่งเพียง 2 ตัวเท่านั้น แต่ต้องมีหม้อแปลงเซนเตอร์แทป (center tap) อินเวอร์สเตอร์แบบนี้เหมาะสำหรับงานที่ไม่ต้องการกำลังสูงนัก เนื่องจากการใช้หม้อแปลงเซนเตอร์แทปจะทำให้มีสไปค์โวลท์เตจเกิดขึ้นมาก และข้อเสียอีกอย่างหนึ่งของอินเวอร์สเตอร์แบบนี้ คือ ต้องพันด้านปฐมภูมิให้ขดลวดสองขดที่แบ่งโดยจุดกราวน์มีความสมมาตรกัน ลักษณะของอินเวอร์สเตอร์แบบนี้แสดงไว้ดังรูป




รูปที่ 3.1 แสดงอินเวอร์สเตอร์แบบพุชพูล

*อินเวอร์สเตอร์แบบฟูลบริดจ์*

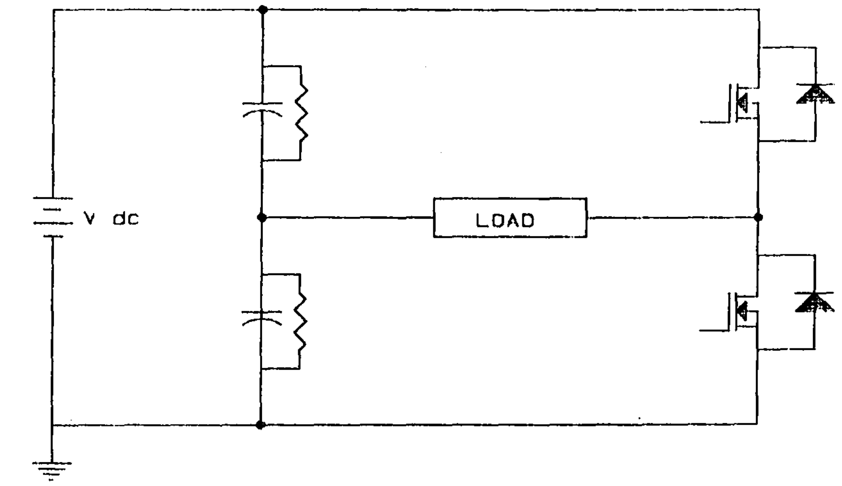
อินเวอร์สเตอร์แบบนี้ใช้อุปกรณ์สวิทชิ่ง 4 ตัว สำหรับอินเวอร์สเตอร์เฟสเดียวมีข้อได้เปรียบคือ สามารถให้กำลังงานได้สูง จึงเหมาะสำหรับงานที่ต้องการค่ากำลังงานสูงๆ ลักษณะของอินเวอร์สเตอร์แบบนี้แสดงไว้ในรูปข้างล่าง




รูปที่ 3.2 แสดงอินเวอร์สเตอร์แบบฟูลบริดจ์

*อินเวอร์สเตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์*

อินเวอร์สเตอร์แบบนี้ใช้อุปกรณ์สวิทชิ่ง 2 ตัว แต่ต้องมีคาปาซิเตอร์ 2 ตัว เพื่อแบ่งแรงดันออกมาตกคร่อมคาปาซิเตอร์ตัวละครึ่ง ข้อเสียของอินเวอร์สเตอร์ชนิดนี้คือ ค่ากำลังที่ออกมาน้อยกว่าแบบพุชพูลและแบบฟูลบริดจ์ครึ่งหนึ่ง เนื่องจากค่าแรงดันลดลงครึ่งหนึ่ง ลักษณะของอินเวอร์สเตอร์แบบนี้เป็นดังรูป




รูปที่ 3.3 แสดงอินเวอร์สเตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์

ในโครงงานนี้ได้ใช้ระบบอินเวอร์สเตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ โดยใช้วงจรขับแบบพัลส์เทรนทรานฟอร์มเมอร์ มีสนับเบอร์ป้องกันแรงดันสไปค์ มีเดดไทม์เพื่อป้องกันการลัดวงจรในกิ่งเดียวกัน ซึ่งรายละเอียดจะกล่าวในหัวข้อต่อไป สำหรับการทำงานร่วมกับวงจรเหนี่ยวนำนั้นจะทำงานด้วยระบบโหลดรีโซแนนซ์คือ ความถี่ของอินเวอร์สเตอร์จะวิ่งเข้าหาความถี่รีโซแนนซ์ตลอดเวลาเพื่อให้เกิดกำลังสูงสุดในวงจร

ในการทำงานของอินเวอร์สเตอร์จะนำมาต่อเข้ากับไฟกระแสตรง จากนั้นทำการสวิทชิ่งทีละตัวสลับกัน มีผลทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าคร่อมโหลดเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมทั้งซีกบวกและซีกลบ โดยมีขนาดของยอดคลื่นเท่ากับไฟกระแสตรงที่ป้อนเข้า ในการขับให้มอสเฟตทำงานต้องขับมอสเฟตให้อยู่ในสภาวะอิ่มตัว เพื่อให้เกิดการสูญเสียในการสวิทชิ่งน้อยที่สุด นอกจากนี้จะต้องมีการต่อส่วนแอนติพาราเลลไดโอดคร่อมมอสเฟตแต่ละตัวด้วย โดยควรใช้สายที่ต่อมีความยาวน้อยที่สุด เพื่อลดสเตรย์อินดัคแตนซ์ของสาย ส่วนอุปกรณ์ช่วยในการสวิทหรือสนับเบอร์จะทำให้มอสเฟตทำงานได้เร็วและไม่เป็นอันตราย

โดยเอาท์พุทของอินเวอร์สเตอร์จะต้องมีการต่อเข้ากับหม้อแปลง เพื่อทำการแยกภาระออกจากวงจรอินเวอร์สเตอร์และเพื่อป้องกันอันตรายที่อาจเกิดขึ้นได้ นอกจากนี้มีการใช้ตัวเก็บประจุต่ออนุกรมเพื่อกรองไฟกระแสตรงไม่ให้ผ่านเข้าหม้อแปลง ซึ่งจะทำให้หม้อแปลงเกิดการอิ่มตัวขึ้นได้

## 3.2 วงจรพัลส์วิดโมดูเลชั่น

วงจรนี้จะทำหน้าที่จำกัดขนาดความกว้างของพัลส์ให้เล็กลง เพื่อควบคุม duty cycle ซึ่งจะไปป้องกันการลัดวงจรในระหว่างมอสเฟตในแนวดิ่งเดียวกัน เนื่องจากในทางปฏิบัติแล้วก็จะจำเป็นอย่างมาก

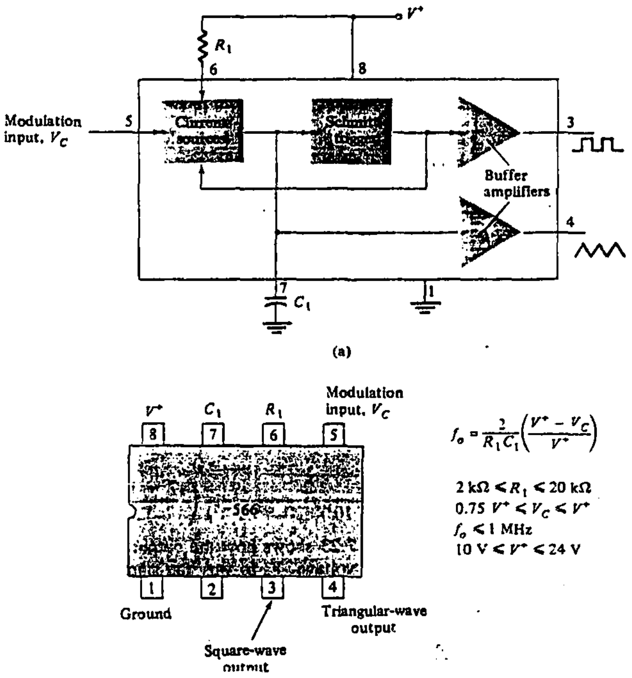
วงจรพัลส์วิดโมดูเลชั่นในโครงงานนี้แสดงดังรูปที่ 3.5 ซึ่งเราได้นำ IC 566 VCO (voltage control oscillator) มาใช้ ดังนั้นจึงขอกล่าวถึงหลักการทำงานของ VCO ก่อน

### *voltage control oscillator*

VCO คือ วงจรที่ผลิตเอาท์พุทเป็น oscillating รูปคลื่นสี่เหลี่ยมหรือสามเหลี่ยม ซึ่งความถี่จะกำหนดโดย ความต้านทานและตัวเก็บประจุภายนอก และแหล่งจ่ายแรงดัน

รูป 3.4 แสดงวงจรภายใน IC 566 ที่บรรจุแหล่งจ่ายกระแสที่จะไปชาร์จและดิสชาร์จตัวเก็บประจุภายนอก $C_1$ ซึ่งอัตราการชาร์จและดิสชาร์จจะกำหนดโดยความต้านทาน

ภายนอก $R_1$ และการโมดูเลทแรงดันไฟตรงที่อินพุท วงจร schmitt trigger จะเป็นสวิทช์ของแหล่งจ่ายกระแสระหว่างการชาร์จและดิสชาร์จตัวเก็บประจุ แล้วแรงดันรูปสามเหลี่ยมจะไปตกคร่อมตัวเก็บประจุ ส่วนคลื่นสี่เหลี่ยมออกจาก schmitt trigger แล้วคลื่นทั้งสองจะผ่านบัฟเฟอร์ออกมายังเอาท์พุท




รูปที่ 3.4 แสดงรูปของ IC 566

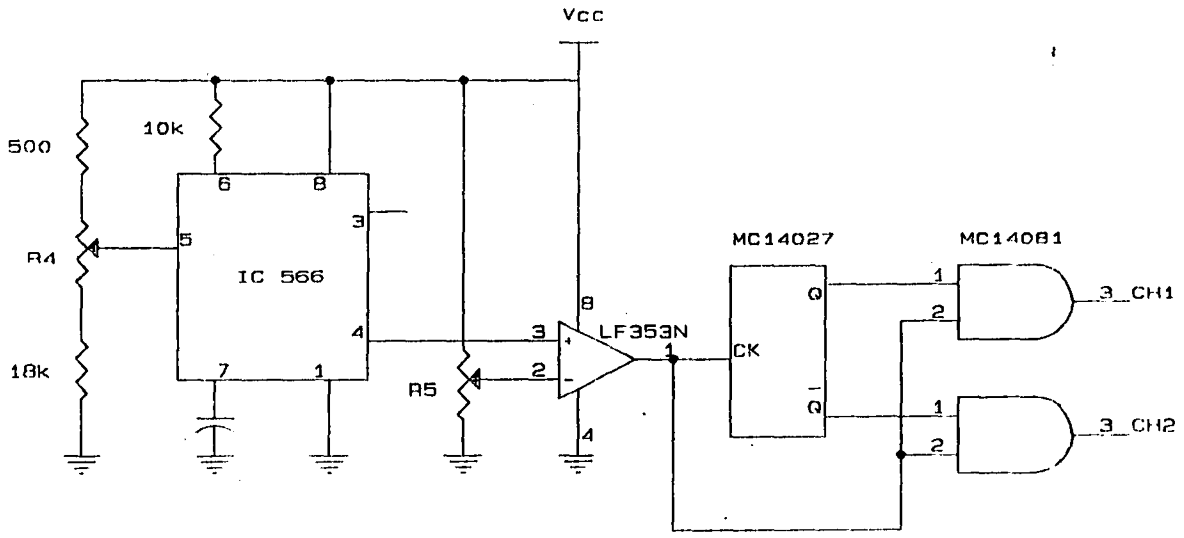
ใน IC 566 นี้ เราสามารถเลือกช่วงความถี่ได้จากค่า $R_1$ และ $C_1$ โดยควบคุมด้วย $V_c$ แต่ค่าต่างๆ จะมีสูตรและค่าจำกัดต่างๆ ดังนี้

free-meaning หรือ center-operaion frequency, $f_o$ สามารถคำนวณได้จากสูตร

$$f_o = \frac{2}{R_1 C_1} \frac{V^+ - V_c}{V^+}$$

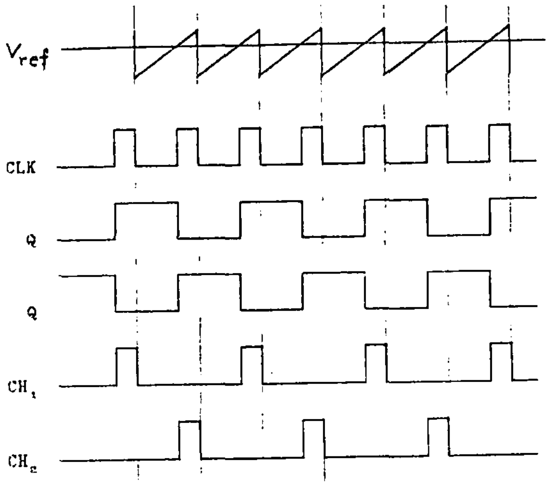
ข้อจำกัดของวงจร

1. $R_1$ จะอยู่ภายในช่วง 2K < $R_1$ < 20K
2. $V_c$ จะอยู่ภายในช่วง $\frac{3}{4}V^+ < V_c < V^+$
3. $f_o$ จะต่ำกว่า 1 MHz
4. $V^+$ จะอยู่ระหว่างช่วง 10V ถึง 24V




รูปที่ 3.5 แสดงวงจรพัลส์วิดโมดูเลชั่น

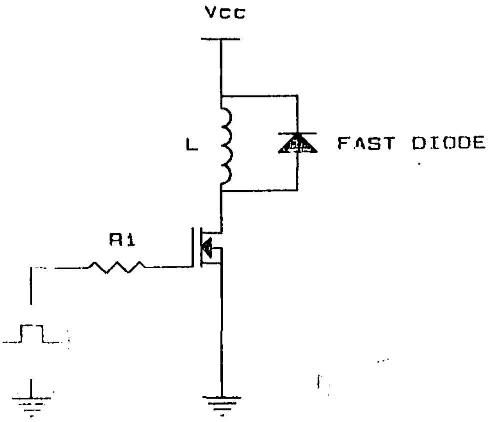
จากรูป 3.5 VCO จะผลิตสัญญาณไปยังออปแอมป์ เพื่อนำไปเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง $V_{ref}$ ดังนั้นที่ $V_o$ ของออปแอมป์จะได้พัลส์ ซึ่งสามารถควบคุม duty cycle ได้ด้วย $R_5$ นำสัญญาณ $V_o$ นี้ไปเป็นสัญญาณ CLK ของ D Flip-Flop ซึ่งสัญญาณ Q และ Q จะนำมา AND กับสัญญาณ CLK อีกทีหนึ่ง ซึ่งจะได้สัญญาณจาก $CH_1$ และ $CH_2$ ที่มีเฟสต่างกัน 180 องศา และสามารถควบคุม duty cycle ได้ด้วย $R_4$ และควบคุมความถี่ได้ที่ $R_5$ รูปที่ 3.6 จะแสดงรูปสัญญาณที่ได้จากจุดต่างๆ ภายในวงจร




รูปที่ 3.6 แสดงรูปสัญญาณที่ได้จากวงจรพัลส์วิดโมดูเลชั่น

## 3.3 วงจรขับ (drive circuit)

มอสเฟตกำลังเป็นอุปกรณ์สวิทซิ่งที่ควบคุมการทำงานโดยแรงดันไฟฟ้า สำหรับชนิด n-chanel แล้ว ต้องการแรงดันไฟบวกป้อนที่ขาเกทและซอร์ส เพื่อขับให้เกิดกระแสไหลที่ขาเดรน ดังแสดงในรูปที่ 3.7




รูปที่ 3.7 การขับและป้องกันมอสเฟต

### 3.3.1 ลักษณะการขับมอสเฟตกำลัง

ขาเกทของมอสเฟตกำลังแยกออกจากขาซอร์สโดยชั้นซิลิกอนไดออกไซด์ ตามทฤษฎีนั้น จะต้องไม่มีกระแสไหลเข้าขาเกท เมื่อมีแรงดันตกคร่อมที่ขาเกทและซอร์ส แต่ในทางปฏิบัติมันต้องการกระแสที่จะชาร์จตัวเก็บประจุที่ขาเกทและมีกระแสรั่วไหลขนาดนาโนแอมป์ เพื่อจะสร้างแรงดันที่ขาเกท

เมื่อไม่มีแรงดันตกคร่อมมีขาเกทและซอร์ส ค่าอิมพิแดนซ์ที่ขาเดรนและซอร์สจะสูงมาก และมีกระแสรั่วไหลเล็กน้อย (น้อยกว่ามิลลิแอมป์) ไหลเข้าขาเดรน จนกระทั่งทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมเดรนซอร์ส เป็นแรงดันอวาลานช์ v

เมื่อมีแรงดันตกคร่อมขาเกท สนามไฟฟ้าจะถูกสร้างขึ้น จนกระทั่งเมื่อแรงดันขาเกทถึงค่าแรงดันรักษาระดับ (threshold voltage level) ความต้านทานของ chanel จะลดลงจนมีค่าต่ำและมีกระแสไหลที่ขาเดรน ค่ากระแสสูงสุดของขาเดรนนั้น ขึ้นอยู่กับขนาดของแรงดันที่ขาเกท ดังนั้นค่าอิมพิแดนซ์ภายนอกจึงไม่ใช่การจำกัดกระแส

ขณะ turn off กระแสที่ขาเกทจะลดลงจนถึงระดับกระแสรั่วไหล (leakage level) ซึ่งเกิดขึ้นเมื่อแรงดันเกทลดลงต่ำกว่าแรงดันรักษาระดับ (threshold voltage) ความเร็วในการสวิทซิ่งหาได้จากความเร็วของแรงดันเกทที่สามารถขึ้นไปถึงแรงดันรักษาระดับ (ในการ turn on) หรือลดลงต่ำกว่าแรงดันรักษาระดับ (ในการ turn off) แม้ว่าค่าตัวเก็บประจุระหว่างเกทซอร์สจะเป็นตัวประกอบที่สำคัญ แต่ค่าตัวเก็บประจุระหว่างเดรนเกทยิ่งมีความสำคัญ เนื่องจากผลของปรากฏการณ์มิลเลอร์ (Miller effect) ขณะทำการสวิทซิ่งค่า dinamics capacitance ระหว่างเกทซอร์ส โดยทั่วไป Miller capacitance ต้องการถูกชาร์จในการสวิทซิ่งมากกว่าตัวเก็บประจุด้านอินพุท

*วงจรขับเกจ*

ในหัวข้อที่ผ่านมาได้กล่าวถึงเงื่อนไขในการ turn on และ turn off ของวงจรซึ่งมีวิธีในการออกแบบวงจรขับได้หลายแบบขึ้นกับลักษณะที่จะนำไปใช้ ซึ่งวงจรดังรูป 3.8 คือวงจรขับที่ใช้ในโครงงานนี้

โดยการทำงานของวงจรคือ เมื่อสัญญาณจาก $CH_2$ ผ่านเข้าสู่ opto-isolator (เพื่อแยกวงจรด้านหลังออกจากวงจรด้านหน้า) ทรานซิสเตอร์ภายใน opto-isolator ที่ต่อแบบดาร์ลิงตัน (เพื่อขยายกระแส) จะแอคทีฟ ทำให้สัญญาณผ่านไปยังหม้อแปลง ซึ่งจะส่งผ่านไปยังวงจรที่ตัดไม่ให้ไฟลบผ่าน โดยที่ซีเนอร์ไดโอดจะทำหน้าที่จำกัดแรงดันที่จะไปขับมอสเฟตกำลัง

### 3.3.2 การเลือกใช้มอสเฟตกำลัง

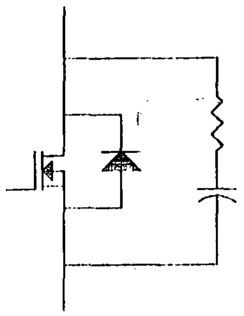
สำหรับในวงจรแบบเชิงเส้น มักจะเลือกใช้มอสเฟตกำลังที่มีค่าทนแรงดันเท่ากับ 2 เท่าของแรงดันของแหล่งจ่ายไฟ แต่ในวงจรสวิชชิ่งแล้วควรจะเลือกค่าทนแรงดันของมอสเฟตกำลัง (breakdown voltage) เท่ากับ 3 เท่า ในกรณีที่โหลดเป็นอินดัคทีฟ

ในโครงงานนี้ เราเลือกขนาดแรงดันของแหล่งจ่ายไฟ 150V ดังนั้นเราจึงเลือกขนาดแรงดันที่มอสเฟตกำลังทนได้เท่ากับ 3 * 150 = 450V แต่เราต้องการเผื่อค่าไว้เพื่อการปรับปรุง เราจึงเลือกใช้มอสเฟตกำลังเบอร์ IRF 450 ซึ่งทนแรงดันได้ $V_{DS}$ = 500V ขนาดกระแสสูงสุดที่ทนได้ $I_{DM}$ = 52A

## 3.4 วงจรสนับเบอร์ (snubber)

วงจรนี้มีไว้เพื่อลดค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นกับมอสเฟตกำลัง รวมถึงค่าแรงดันสไปค์ (spike voltage) ขณะที่เริ่มหยุดทำงาน

เนื่องจากขนาดแรงดันของแหล่งจ่าย และโอกาสของการเกิดแรงดันสูงสุดที่ตกคร่อมขั้วเดรนและซอสของมอสเฟตกำลังซึ่งอาจจะเกิดขึ้นได้ อาจทำให้มอสเฟตกำลังเสียหายได้ ถึงแม้ว่าค่าแรงดันนี้จะเป็นแรงดันสไปค์ก็ตาม ดังนั้นจะต้องมีวงจรที่ทำหน้าที่ดูดกลืนพลังงานอย่างทันทีในขณะที่มอสเฟตกำลัง turn off วงจรนี้เรียกว่า "วงจรสนับเบอร์" ต่อคร่อมขั้วเดรนและซอสอยู่กับมอสเฟตกำลังทั้ง 2 ชุด ดังแสดงดังรูป



รูปที่ 3.8 วงจรสนับเบอร์

โดยที่เมื่อมอสเฟตกำลัง turn off อย่างรวดเร็ว กระแสไหลผ่านโหลดจะไหลผ่านความต้านทาน $R_s$ มาประจุที่ตัวเก็บประจุ $C_s$ แรงดันที่ประจุตัวเก็บประจุในช่วง turn off นี้ จะคายพลังงานออกมาผ่านมอสเฟตกำลังเข้าสู่ความต้านทาน $R_s$ ในช่วงการ turn on และเปลี่ยนพลังงานออกเป็นรูปความร้อนออกไป แต่พลังงานที่ประจุนี้จะต้องคายพลังงานออกหมดเข้าสู่ $R_s$ ในช่วงเวลาการ turn on ด้วย การหาค่าตัวเก็บประจุ $C_s$ และค่าความต้านทาน $R_s$ ในวงจรสนับเบอร์ สามารถหาได้จากการพิจารณาขนาดกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านมอสเฟตกำลังและขนาดแรงดันที่ป้อนให้กับวงจร

$$C_s = \frac{I_L t_{off}}{2V_s}$$

เมื่อ $I_L$ = กระแสโหลด

$t_{off}$ = เวลาในการ turn off

$V_s$ = แรงดันของแหล่งจ่ายไฟ

$$R_s < \frac{t_{on}}{3s}$$

เมื่อ $t_{on}$ อาจจะมีค่าต่ำสุดที่อาจเกิดขึ้นเท่ากับ 0 แต่เราจะกำหนดให้เท่ากับ 5% ของคาบเวลาของพัลส์ ขนาดกำลังงานสะสมใน $C_s$ ที่คายให้กับ $R_s$ แปลงพลังงานออกเป็นรูปความร้อนนั้น จะมีค่าเท่ากับ

$$P = I^2R = \frac{V^2}{R}$$

$$= \frac{3V^2C_s}{2T}$$

ในโครงงานนี้เรากำหนดแรงดันของแหล่งจ่ายไฟไว้เท่ากับ 100V กระแสสูงสุดมีค่า 13A เวลาในการ turn off เท่ากับ 150ns ความถี่ของวงจร 30kHz

แต่เนื่องจากค่าตัวแปรเหล่านี้ เราต้องการกำหนดเผื่อไว้ เพื่อการปรับปรุงต่อไป

ดังนั้นในการคำนวณ เราจึงใช้

ค่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟ 150 V

กระแสสูงสุด 15 A

ความถี่ของวงจร 30 kHz

เวลาในการ turn off 150 ns

เวลาในการ turn on $\frac{0.05}{50kHz} = 1\ \mu s$

$$C_s = \frac{15A * 150ns}{2 * 100V} = 0.01\mu F$$

$$R_s < \frac{1\mu s}{3 * 0.01\mu F}$$

$$< 33.33\ \Omega$$

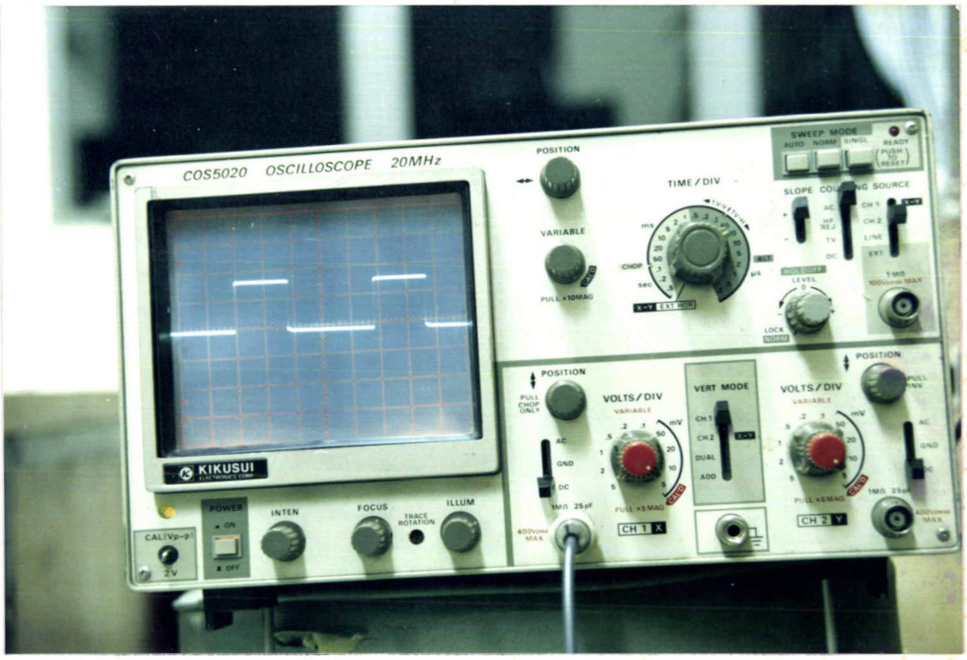
$$P = \frac{3 * (150V)^2 * 0.01\mu F}{2 * 1\mu s}$$

$$= 16.875 \text{ watt}$$

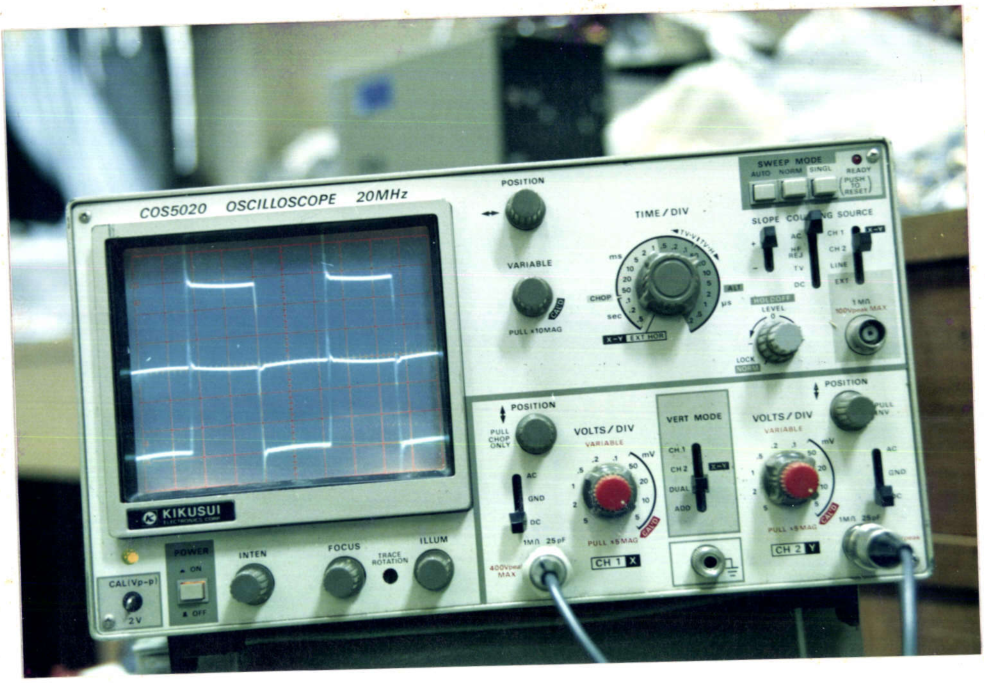
ดังนั้นเราจึงเลือกใช้ความต้านทาน 150 ขนาด 10W 9 ตัว ขนานกัน จึงสามารถทนวัตต์ได้ 90W มีความต้านทาน 27.7

# บทที่ 4
## การทดสอบประสิทธิภาพ

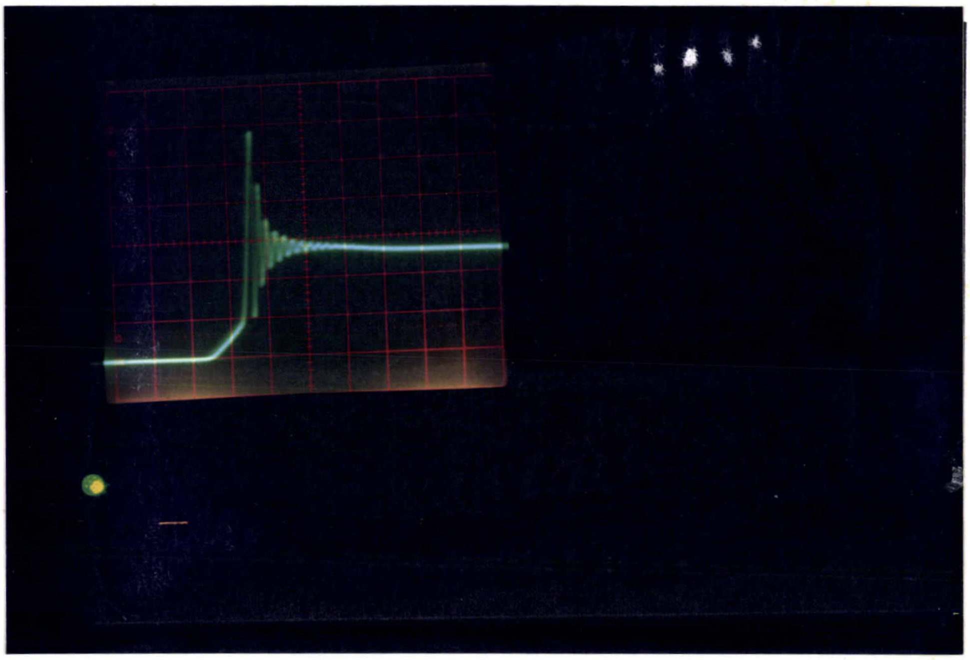
ในการทดสอบนี้ใช้แหล่งจ่ายไฟ 70 $V_{dc}$ ความถี่อยู่ในช่วง 10 kHz ถึง 11 kHz ใช้ขดลวดเหนี่ยวนำเบอร์ 19 จำนวนรอบ 21 รอบ เส้นผ่านศูนย์กลางประมาณ 2 เซนติเมตร ใช้ขดลวดปฐมภูมิจำนวน 30 รอบ ขดลวดทุติยภูมิ 6 รอบ ตัวเก็บประจุที่นำมาต่ออนุกรม 0.49 $\mu F$



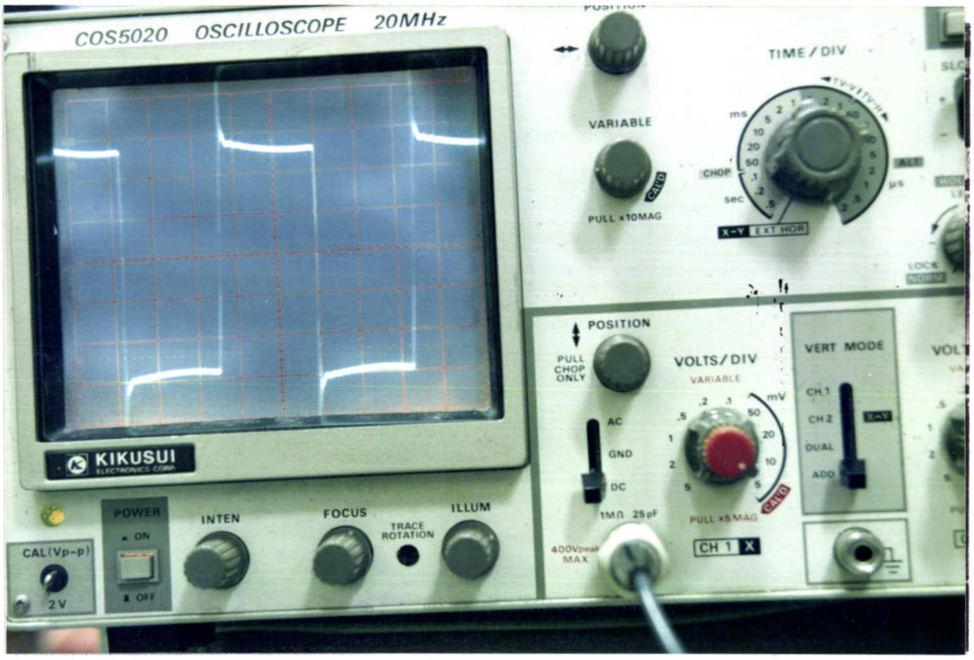

รูปที่ 4.1 แสดงถึงสัญญาณ PWM จากรูปจะเห็นว่ามี duty cycle 40% สเกลแกน time 20 $\mu$s/DIV สัญญาณนี้จะนำไปผ่านเข้าวงจรขับเพื่อนำไปขับมอสเฟต



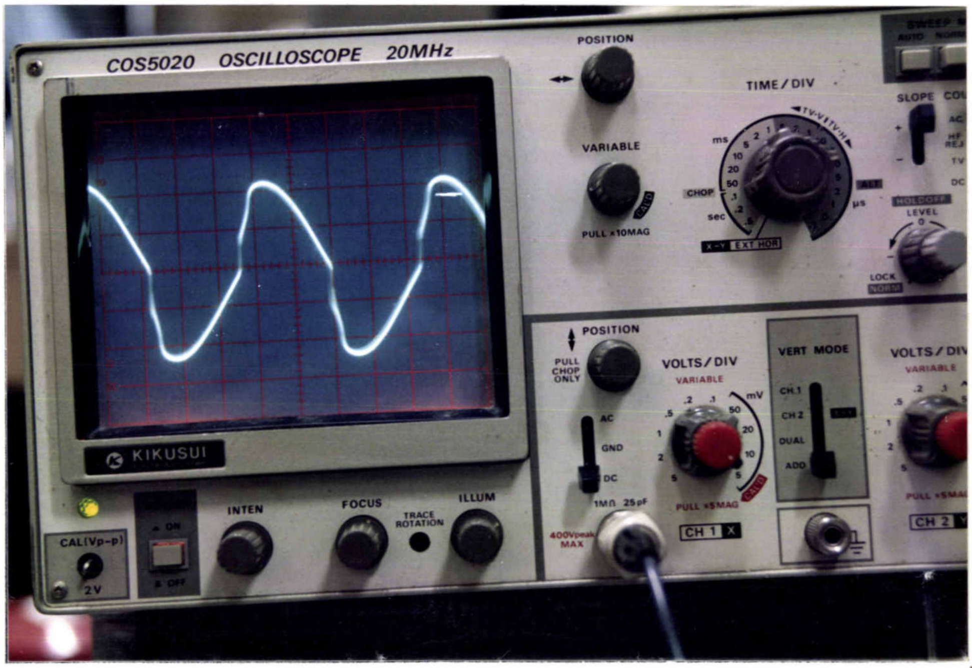

รูปที่ 4.2 แสดงรูปสัญญาณที่ตกคร่อมมอสเฟตแต่ละตัวเมื่อผ่านวงจรขับ ซึ่งจะเห็นว่ามีเฟสต่างกันอยู่ 180 องศ แรงดันที่จ่ายให้วงจรฮาล์ฟบริดจ์ ในรูปนี้ใช้ 20 $V_{dc}$ เพื่อป้องกันไม่ให้โลหะที่อยู่ในขดลวดเหนี่ยวนำร้อนจนเกินไป จากรูปเส้นกลางของจอภาพเป็นกราวด์(0 V)



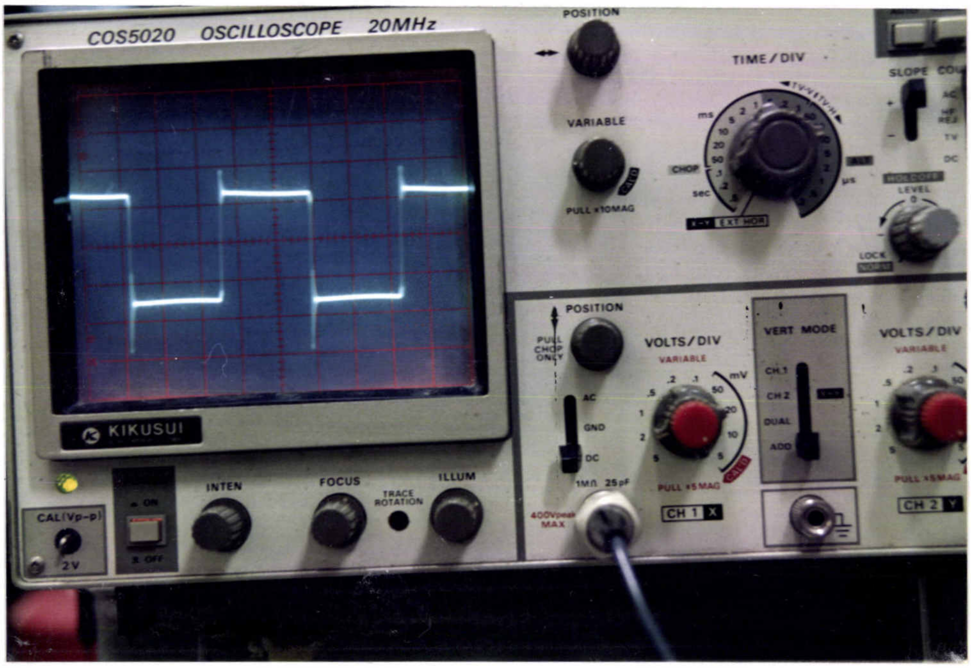
รูปที่ 4.3 แสดงรูปสัญญาณขณะมอสเฟตทำหน้าที่เป็นสวิทช์ปิดเปิด ซึ่งเป็นสัญญาณที่คร่อมขาเดรนกับขาเกท ที่ยังไม่ได้ใส่วงจรสนับเบอร์ จากรูปแสดงให้เห็นถึงสัญญาณออสซิลเลทแบบแดมป์



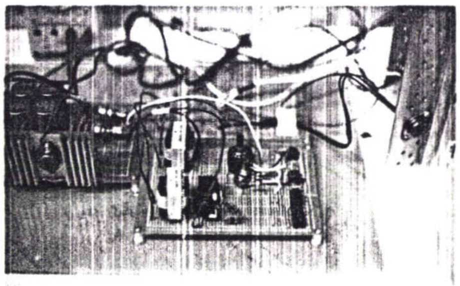

รูปที่ 4.4 แสดงรูปสัญญาณที่เกิดจากการรวมกันของสัญญาณในรูปที่ 4.2 จะเห็นว่าตรงปลายด้านขอบขาขึ้นของสัญญาณจะเป็น peak แหลม ซึ่งได้ขยายส่วนนี้ให้เห็นแล้วในรูปที่ 4.3 สามารถแก้สัญญาณส่วนนี้ด้วยการใส่สนับเบอร์




รูปที่ 4.5 แสดงรูปสัญญาณที่ตกคร่อมขดลวดเหนี่ยวนำ ซึ่งใช้ในการเหนี่ยวนำความร้อน ความถี่ที่วัดได้ประมาณ 11 kHz

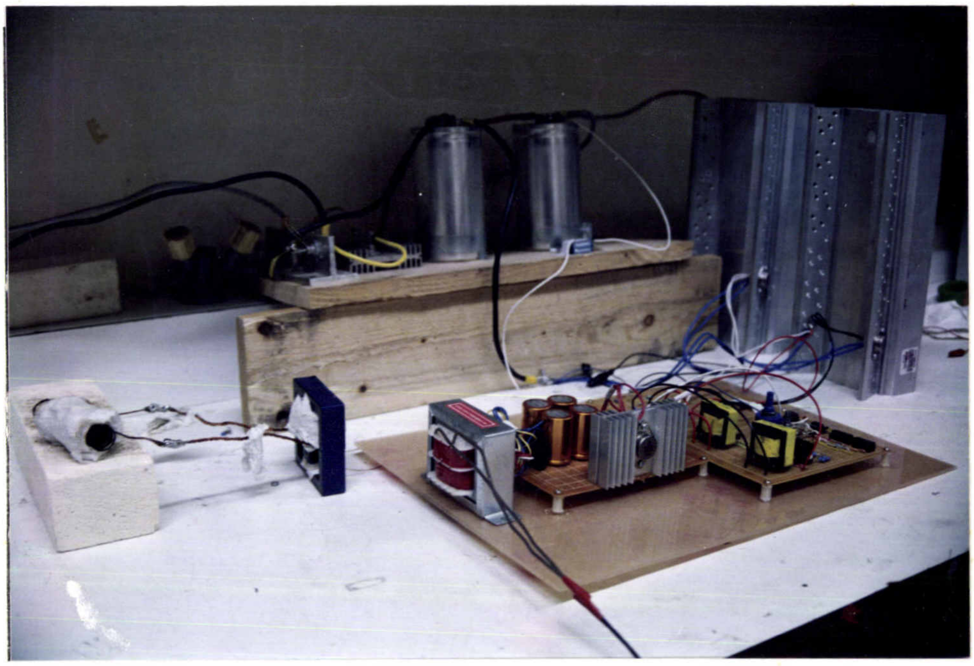



รูปที่ 4.6 แสดงรูปสัญญาณที่ตกคร่อม LC ซึ่งเป็นโหลดของวงจรฮาล์ฟบริดจ์



รูปที่ 4.7 แสดงวงจรที่ควบคุมวงจรฮาล์ฟบริดจ์ ซึ่งมีทั้งวงจร PWM และวงจรขับเกท ตัวต้านทานปรับละเอียด(ตัวสีฟ้า)ใช้ปรับความถี่ ส่วนตัวต้านทานปรับค่าได้อีกตัวหนึ่งใช้ปรับ duty cycle ของสัญญาณ

รูปที่ 4.8 แสดงภาพขณะทำการทดลองวงจรกับโลหะที่เป็นเหล็ก ที่มีส่วนผสมของคาร์บอนสูง ซึ่งสามารถวัดอุณหภูมิได้สูงถึง 698.8 องศาเซลเซียส



รูปที่ 4.9 แสดงวงจรรวม ซึ่งแสดงให้เห็นถึงส่วนแหล่งจ่ายไฟ, วงจรควบคุม, วงจรฮาล์ฟบริดจ์และโหลด ซึ่งเป็นขดลวดเหนี่ยวนำ

# บทที่ 5

# สรุปและวิจารณ์

จากการทดลองพบว่าโลหะที่มีส่วนผสมของเหล็กหรือสารจำพวก ferro magnetic จะมีอุณหภูมิที่สูงกว่าโลหะที่เป็นสาร non-ferro magnetic เพราะสาร ferro magnetic จะมี hyteresis loss ด้วย แต่สาร non-ferro magnetic จะมีเฉพาะ eddy current เพียงอย่างเดียว

ความถี่ที่จะใช้กับโลหะแต่ละชนิดจะเปลี่ยนไป แล้วแต่ชนิดของโลหะ และอุณหภูมิของโลหะนั้นๆ ส่วนวงจรที่ใช้เป็นแบบฮาล์ฟบริดจ์ ซึ่งวงจรที่นำมาขับเกจนั้นต้องควบคุม duty cycle เพื่อไม่ให้มอสเฟตทำงานพร้อมกัน

วงจรที่ใช้ขับเกจยังมีข้อบกพร่องในด้านการต่อ โดยที่ใช้ opto-isolator ต่อแบบดาร์ลิงตันกับทรานซิสเตอร์ เพื่อมาขับหม้อแปลงนั้น มีข้อจำกัดคือไม่สามารถตอบสนองกับสัญญาณที่มี duty cycle น้อยๆ ได้ จึงทำให้มอสเฟตมีสภาวะ on เหลื่อมกันอยู่เล็กน้อย ดังนั้นจึงควรลองเปลี่ยนวงจร โดยต่อโดยตรงกับทรานซิสเตอร์โดยไม่ใช้การต่อแบบดาร์ลิงตัน ส่วนวงจร PWM นั้นสามารถออกแบบให้ติดตามความถี่โดยใช้ PLL หรือคอมพิวเตอร์ได้ ซึ่งจะทำให้โลหะร้อนเร็วยิ่งขึ้น

# ภาคผนวก ก

## รายการข้อมูลอุปกรณ์ทางอิเล็คทรอนิกส์

MOTOROLA
**SEMICONDUCTOR**
TECHNICAL DATA

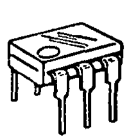
# 6-Pin DIP Optoisolators
## Transistor Output

**4N35**
**4N36**
**4N37**

6-PIN DIP
OPTOISOLATORS
TRANSISTOR
OUTPUT

These devices consist of a gallium arsenide infrared emitting diode optically coupled to a monolithic silicon phototransistor detector.

- Convenient Plastic Dual-In-Line Package
- High Current Transfer Ratio — 100% Minimum at Spec Conditions
- Guaranteed Switching Speeds
- High Input-Output Isolation Guaranteed — 7500 Volts Peak
- UL Recognized. File Number E54915
- VDE approved per standard 0883/6.80 (Certificate number 41853), with additional approval to DIN IEC380/VDE0806, IEC435/VDE0805, IEC65/VDE0860, VDE0110b, covering all other standards with equal or less stringent requirements, including IEC204/VDE0113, VDE0160, VDE0832, VDE0833, etc.
- Meets or Exceeds All JEDEC Registered Specifications 883
- Special lead form available (add suffix "T" to part number) which satisfies VDE0883/6.80 requirement for 8 mm minimum creepage distance between input and output solder pads.
- Various lead form options available. Consult "Optoisolator Lead Form Options" data sheet for details.



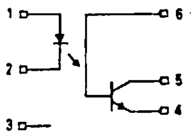
CASE 730A-02
PLASTIC

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

| Rating | Symbol | Value | Unit |
|---|---|---|---|
| **INPUT LED** | | | |
| Reverse Voltage | $V_R$ | 6 | Volts |
| Forward Current — Continuous | $I_F$ | 60 | mA |
| LED Power Dissipation @ $T_A$ = 25°C with Negligible Power in Output Detector<br>Derate above 25°C | $P_D$ | 120<br>1.41 | mW<br>mW/°C |
| **OUTPUT TRANSISTOR** | | | |
| Collector-Emitter Voltage | $V_{CEO}$ | 30 | Volts |
| Emitter-Base Voltage | $V_{EBO}$ | 7 | Volts |
| Collector-Base Voltage | $V_{CBO}$ | 70 | Volts |
| Collector Current — Continuous | $I_C$ | 150 | mA |
| Detector Power Dissipation @ $T_A$ = 25°C with Negligible Power in Input LED<br>Derate above 25°C | $P_D$ | 150<br>1.76 | mW<br>mW/°C |
| **TOTAL DEVICE** | | | |
| Isolation Source Voltage (1) (Peak ac Voltage, 60 Hz, 1 sec Duration) | $V_{ISO}$ | 7500 | Vac |
| Total Device Power Dissipation @ $T_A$ = 25°C<br>Derate above 25°C | $P_D$ | 250<br>2.94 | mW<br>mW/°C |
| Ambient Operating Temperature Range | $T_A$ | −55 to +100 | °C |
| Storage Temperature Range | $T_{stg}$ | −55 to +150 | °C |
| Soldering Temperature (10 seconds, 1/16" from case) | — | 260 | °C |

(1) Isolation surge voltage is an internal device dielectric breakdown rating.
For this test, Pins 1 and 2 are common, and Pins 4, 5 and 6 are common.

**SCHEMATIC**




1. LED ANODE
2. LED CATHODE
3. N.C.
4. EMITTER
5. COLLECTOR
6. BASE

# 4N35, 4N36, 4N37

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ($T_A$ = 25°C unless otherwise noted)

| Characteristic | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|---|---|---|---|---|---|
| **INPUT LED** | | | | | |
| Forward Voltage ($I_F$ = 10 mA) $T_A$ = 25°C<br>$T_A$ = −55°C<br>$T_A$ = 100°C | $V_F$ | 0.8<br>0.9<br>0.7 | 1.15<br>1.3<br>1.05 | 1.5<br>1.7<br>1.4 | V |
| Reverse Leakage Current ($V_R$ = 6 V) | $I_R$ | — | — | 10 | μA |
| Capacitance (V = 0 V, f = 1 MHz) | $C_J$ | — | 18 | — | pF |
| **OUTPUT TRANSISTOR** | | | | | |
| Collector-Emitter Dark Current ($V_{CE}$ = 10 V, $T_A$ = 25°C)<br>($V_{CE}$ = 30 V, $T_A$ = 100°C) | $I_{CEO}$ | —<br>— | 1<br>— | 50<br>500 | nA<br>μA |
| Collector-Base Dark Current ($V_{CB}$ = 10 V) $T_A$ = 25°C<br>$T_A$ = 100°C | $I_{CBO}$ | —<br>— | 0.2<br>100 | 20<br>— | nA |
| Collector-Emitter Breakdown Voltage ($I_C$ = 1 mA) | $V_{(BR)CEO}$ | 30 | 45 | — | V |
| Collector-Base Breakdown Voltage ($I_C$ = 100 μA) | $V_{(BR)CBO}$ | 70 | 100 | — | V |
| Emitter-Base Breakdown Voltage ($I_E$ = 100 μA) | $V_{(BR)EBO}$ | 7 | 7.8 | — | V |
| DC Current Gain ($I_C$ = 2 mA, $V_{CE}$ = 5 V) | $h_{FE}$ | — | 400 | — | — |
| Collector-Emitter Capacitance (f = 1 MHz, $V_{CE}$ = 0) | $C_{CE}$ | — | 7 | — | pF |
| Collector-Base Capacitance (f = 1 MHz, $V_{CB}$ = 0) | $C_{CB}$ | — | 19 | — | pF |
| Emitter-Base Capacitance (f = 1 MHz, $V_{EB}$ = 0) | $C_{EB}$ | — | 9 | — | pF |
| **COUPLED** | | | | | |
| Output Collector Current ($I_F$ = 10 mA, $V_{CE}$ = 10 V) $T_A$ = 25°C<br>$T_A$ = −55°C<br>$T_A$ = 100°C | $I_C$ | 10<br>4<br>4 | 30<br>—<br>— | —<br>—<br>— | mA |
| Collector-Emitter Saturation Voltage ($I_C$ = 0.5 mA, $I_F$ = 10 mA) | $V_{CE(sat)}$ | — | 0.14 | 0.3 | V |
| Turn-On Time ($I_C$ = 2 mA, $V_{CC}$ = 10 V, $R_L$ = 100 Ω, Figure 11) | $t_{on}$ | — | 7.5 | 10 | μs |
| Turn-Off Time ($I_C$ = 2 mA, $V_{CC}$ = 10 V, $R_L$ = 100 Ω, Figure 11) | $t_{off}$ | — | 5.7 | 10 | |
| Rise Time ($I_C$ = 2 mA, $V_{CC}$ = 10 V, $R_L$ = 100 Ω, Figure 11) | $t_r$ | — | 3.2 | — | |
| Fall Time ($I_C$ = 2 mA, $V_{CC}$ = 10 V, $R_L$ = 100 Ω, Figure 11) | $t_f$ | — | 4.7 | — | |
| Isolation Voltage (f = 60 Hz, t = 1 sec) | $V_{ISO}$ | 7500 | — | — | Vac(pk) |
| Isolation Current ($V_{I-O}$ = 3550 Vpk) 4N35<br>($V_{I-O}$ = 2500 Vpk) 4N36<br>($V_{I-O}$ = 1500 Vpk) 4N37 | $I_{ISO}$ | —<br>—<br>— | —<br>—<br>8 | 100<br>100<br>100 | μA |
| Isolation Resistance (V = 500 V) | $R_{ISO}$ | $10^{11}$ | — | — | Ω |
| Isolation Capacitance (V = 0 V, f = 1 MHz) | $C_{ISO}$ | — | 0.2 | 2 | pF |

## TYPICAL CHARACTERISTICS

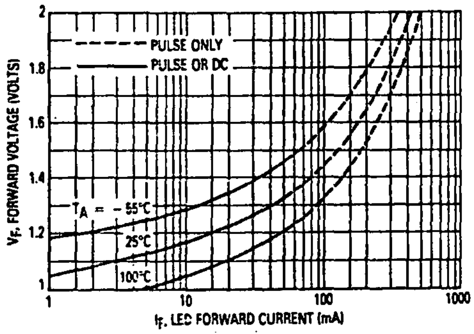



**Figure 1. LED Forward Voltage versus Forward Current**

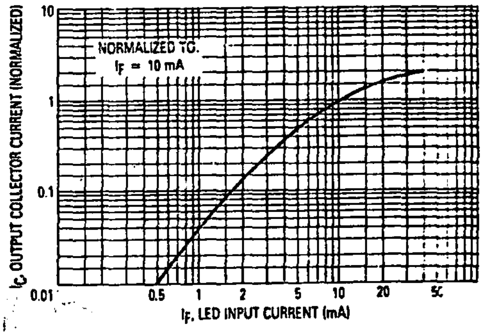



**Figure 2. Output Current versus Input Current**

# 4N35, 4N36, 4N37

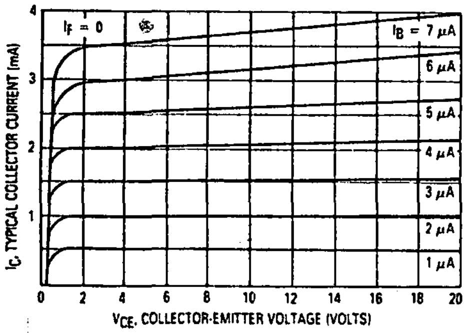



**Figure 9. DC Current Gain (Detector Only)**

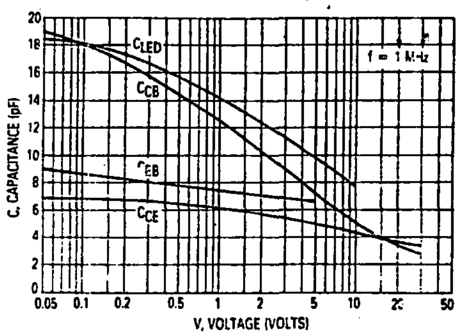



**Figure 10. Capacitances versus Voltage**

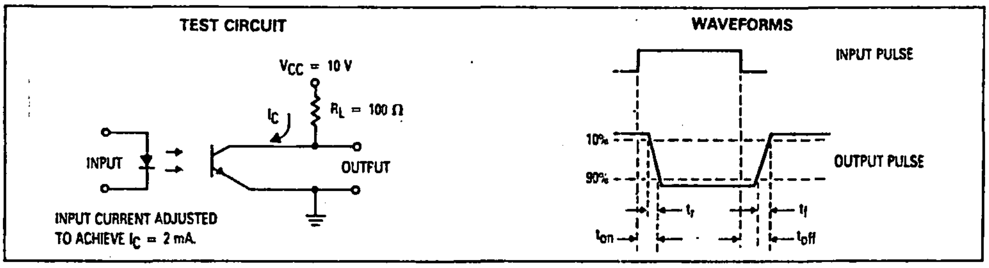
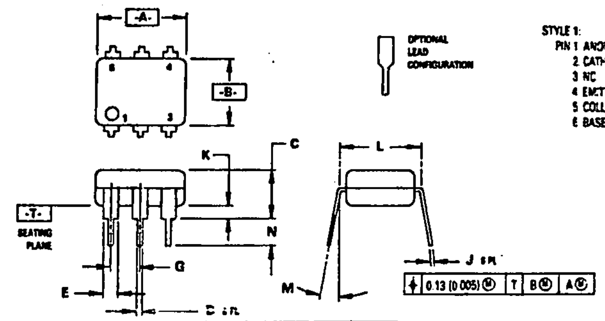



**Figure 11. Switching Times**

## OUTLINE DIMENSIONS




CASE 730A-02
PLASTIC

STYLE 1:
PIN 1 ANODE
2 CATHODE
3 NC
4 EMITTER
5 COLLECTOR
6 BASE

NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIM L TO CENTER OF LEAD WHEN FORMED PARALLEL.

| DIM | MILLIMETERS | | INCHES | |
|---|---|---|---|---|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 8.13 | 8.89 | 0.320 | 0.35[illegible] |
| B | 6.10 | 6.60 | 0.240 | 0.2[illegible] |
| C | 2.93 | 5.08 | 0.115 | 0.2[illegible] |
| D | 0.41 | 0.50 | 0.016 | 0.0[illegible] |
| E | 1.02 | 1.77 | 0.040 | [illegible] |
| G | 2.54 BSC | | 0.100 BSC | |
| J | 0.21 | 0.30 | 0.008 | [illegible] |
| K | 0.38 | 2.54 | 0.015 | 0.1[illegible] |
| L | 7.62 BSC | | 0.30[illegible] BSC | |
| M | 0° | 15° | 0° | 15° |
| N | 2.54 | 3.81 | 0.100 | 0.15[illegible] |

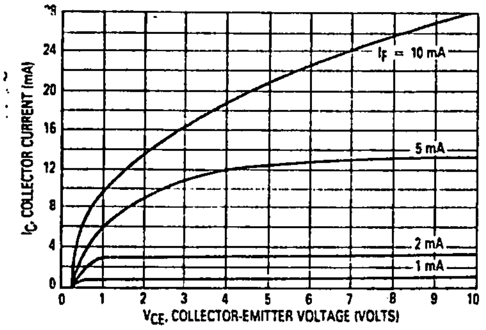



**Figure 3. Collector Current versus Collector-Emitter Voltage**

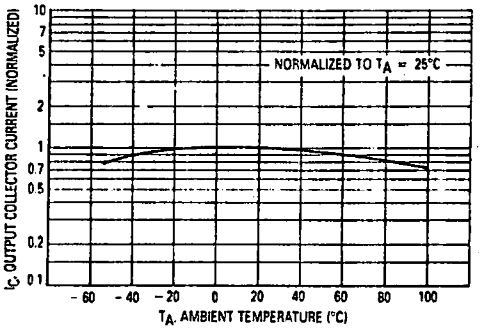



**Figure 4. Output Current versus Ambient Temperature**

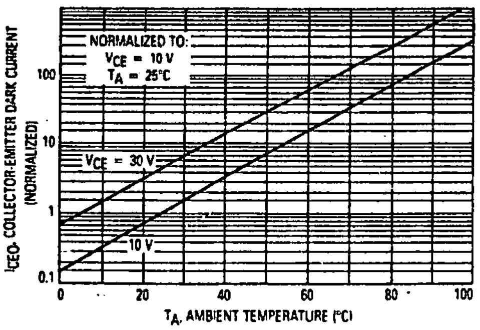



**Figure 5. Dark Current versus Ambient Temperature**

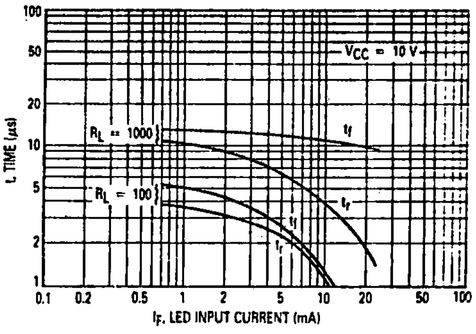



**Figure 6. Rise and Fall Times**

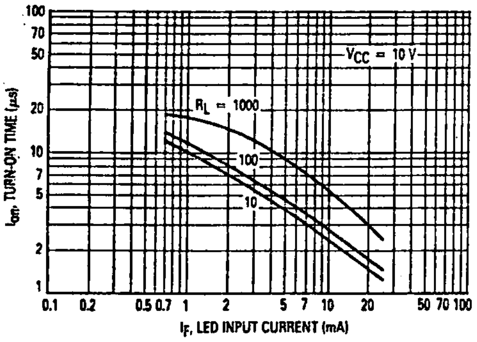



**Figure 7. Turn-On Switching Times**

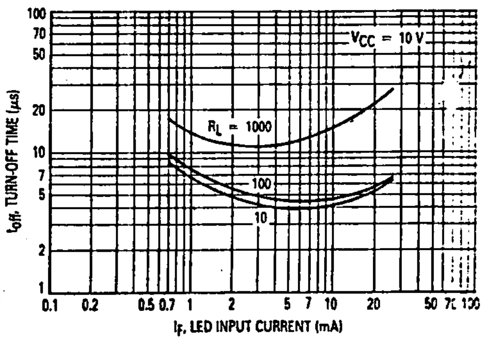
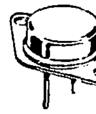



**Figure 8. Turn-Off Switching Times**

MOTOROLA
# SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

# IRF450
# IRF451
# IRF452

| Part Number | $V_{DSS}$ | $r_{DS(on)}$ | $I_D$ |
|---|---|---|---|
| IRF450 | 500 V | 0.4 Ω | 13 A |
| IRF451 | 450 V | 0.4 Ω | 13 A |
| IRF452 | 500 V | 0.5 Ω | 12 A |

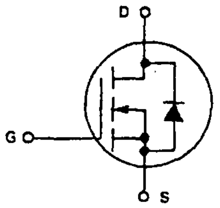


## N-CHANNEL ENHANCEMENT-MODE SILICON GATE TMOS POWER FIELD EFFECT TRANSISTOR

These TMOS Power FETs are designed for high voltage, high speed power switching applications such as switching regulators, converters, solenoid and relay drivers.

- Silicon Gate for Fast Switching Speeds
- Low $r_{DS(on)}$ to Minimize On-Losses. Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads

TMOS™




## MAXIMUM RATINGS

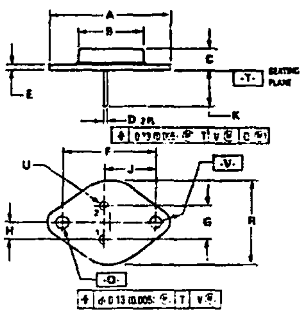
| Rating | Symbol | IRF 450 | IRF 451 | IRF 452 | Unit |
|---|---|---|---|---|---|
| Drain-Source Voltage | $V_{DSS}$ | 500 | 450 | 500 | Vdc |
| Drain-Gate Voltage ($R_{GS}$ = 1.0 MΩ) | $V_{DGR}$ | 500 | 450 | 500 | Vdc |
| Gate-Source Voltage | $V_{GS}$ | ±20 | | | Vdc |
| Drain Current Continuous | $I_D$ | 13 | | 12 | Adc |
| Pulsed | $I_{DM}$ | 52 | | 48 | |
| Total Power Dissipation @ $T_C$ = 25°C | $P_D$ | 150 | | | Watts |
| Derate above 25°C | | 1.2 | | | W/°C |
| Operating and Storage Temperature Range | $T_J$, $T_{stg}$ | −55 to 150 | | | °C |

## THERMAL CHARACTERISTICS

| | | | |
|---|---|---|---|
| Thermal Resistance | | | °C/W |
| Junction to Case | $R_{\theta JC}$ | 0.83 | |
| Junction to Ambient | $R_{\theta JA}$ | 30 | |
| Maximum Lead Temp. for Soldering Purposes, 1/8″ from Case for 5 Seconds | $T_L$ | 300 | °C |

See the MTH13N45 Designer's Data Sheet for a complete set of design curves for the product on this data sheet.

The Designer's Data Sheet permits the design of most circuits entirely from the information presented. Limit curves — representing boundaries on device characteristics — are given to facilitate "worst case" design.




STYLE 1.
PIN 1. BASE
2. EMITTER
CASE COLLECTOR

NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. ALL RULES AND NOTES ASSOCIATED WITH REFERENCED TO-204AA OUTLINE SHALL APPLY.

| DIM | MILLIMETERS MIN | MILLIMETERS MAX | INCHES MIN | INCHES MAX |
|---|---|---|---|---|
| A | — | 39.37 | — | 1.550 |
| B | — | 21.08 | — | 0.830 |
| C | 6.35 | 8.25 | 0.250 | 0.325 |
| D | 0.97 | 1.09 | 0.038 | 0.043 |
| E | 1.40 | 1.77 | 0.055 | 0.070 |
| F | 30.15 BSC | | 1.187 BSC | |
| G | 10.92 BSC | | 0.430 BSC | |
| H | 5.46 BSC | | 0.215 BSC | |
| J | 16.89 BSC | | 0.665 BSC | |
| K | 11.18 | 12.19 | 0.440 | 0.480 |
| Q | 3.84 | 4.19 | 0.151 | 0.165 |
| R | — | 26.67 | — | 1.050 |
| U | 4.83 | 5.33 | 0.190 | 0.210 |
| V | 3.84 | 4.19 | 0.151 | 0.165 |

CASE 1-06
TO-204AA

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ($T_C$ = 25°C unless otherwise noted)

| Characteristic | | Symbol | Min | Max | Unit |
|---|---|---|---|---|---|
| **OFF CHARACTERISTICS** | | | | | |
| Drain-Source Breakdown Voltage ($V_{GS}$ = 0, $I_D$ = 0.25 mA) | IRF451<br>IRF450, IRF452 | $V_{(BR)DSS}$ | 450<br>500 | —<br>— | Vdc |
| Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{DS}$ = Rated $V_{DSS}$, $V_{GS}$ = 0)<br>($V_{DS}$ = 0.8 Rated $V_{DSS}$, $V_{GS}$ = 0, $T_J$ = 125°C) | | $I_{DSS}$ | —<br>— | 0.25<br>1.00 | mAdc |
| Gate-Body Leakage Current, Forward ($V_{GSF}$ = 20 Vdc, $V_{DS}$ = 0) | | $I_{GSSF}$ | — | 100 | nAdc |
| Gate-Body Leakage Current, Reverse ($V_{GSR}$ = 20 Vdc, $V_{DS}$ = 0) | | $I_{GSSR}$ | — | 100 | nAdc |
| **ON CHARACTERISTICS*** | | | | | |
| Gate Threshold Voltage ($V_{DS}$ = $V_{GS}$, $I_D$ = 0.25 mA) | | $V_{GS(th)}$ | 2.0 | 4.0 | Vdc |
| Static Drain-Source On-Resistance ($V_{GS}$ = 10 Vdc, $I_D$ = 7.0 Adc) | IRF450, IRF451<br>IRF452 | $r_{DS(on)}$ | —<br>— | 0.4<br>0.5 | Ohm |
| On-State Drain Current ($V_{GS}$ = 10 V)<br>($V_{DS}$ ≥ 5.2 Vdc)<br>($V_{DS}$ ≥ 6.0 Vdc) | IRF450, IRF451<br>IRF452 | $I_{D(on)}$ | 13<br>12 | —<br>— | Adc |
| Forward Transconductance<br>($V_{DS}$ ≥ 5.2 V, $I_D$ = 7.0 A)<br>($V_{DS}$ ≥ 6.0 V, $I_D$ = 7.0 A) | IRF450, IRF451<br>IRF452 | $g_{FS}$ | 6.0<br>6.0 | —<br>— | mhos |
| **DYNAMIC CHARACTERISTICS** | | | | | |
| Input Capacitance | ($V_{DS}$ = 25 V, $V_{GS}$ = 0, f = 1.0 MHz) | $C_{iss}$ | — | 3000 | pF |
| Output Capacitance | | $C_{oss}$ | — | 600 | |
| Reverse Transfer Capacitance | | $C_{rss}$ | — | 200 | |
| **SWITCHING CHARACTERISTICS*** | | | | | |
| Turn-On Delay Time | ($V_{DD}$ ≈ 200 V, $I_D$ = 7.0 Apk, $R_{gen}$ = 4.7 Ohms) | $t_{d(on)}$ | — | 35 | ns |
| Rise Time | | $t_r$ | — | 50 | |
| Turn-Off Delay Time | | $t_{d(off)}$ | — | 150 | |
| Fall Time | | $t_f$ | — | 70 | |
| Total Gate Charge | ($V_{GS}$ = 10 V, $V_{DS}$ = 0.8 × Rated $V_{DSS}$, $I_D$ = Rated $I_D$) | $Q_g$ | 110 (Typ) | 120 | nC |
| Gate-Source Charge | | $Q_{gs}$ | 50 (Typ) | — | |
| Gate-Drain Charge | | $Q_{gd}$ | 60 (Typ) | — | |
| **SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*** | | | | | |
| Forward On-Voltage | ($I_S$ = Rated $I_D$, $V_{GS}$ = 0) | $V_{SD}$ | — | 1.3(1) | Vdc |
| Forward Turn-On Time | | $t_{on}$ | Limited by stray inductance | | |
| Reverse Recovery Time | | $t_{rr}$ | 1200 (Typ) | — | ns |
| **INTERNAL PACKAGE INDUCTANCE** | | | | | |
| Internal Drain Inductance (Measured from the contact screw on the header closer to the source pin and the center of the die) | | $L_d$ | 5 (Typ) | — | nH |
| Internal Source Inductance (Measured from the source pin 0.25" from the package to the source bond pad) | | $L_s$ | 12.5 (Typ) | — | nH |

*Pulse Test: Pulse Width ≤ 300 μs, Duty Cycle ≤ 2.0%.

(1) Add 0.1 V for IRF450 and IRF451.

National Semiconductor

# LM566C Voltage Controlled Oscillator

## General Description

The LM566CN is a general purpose voltage controlled oscillator which may be used to generate square and triangular waves, the frequency of which is a very linear function of a control voltage. The frequency is also a function of an external resistor and capacitor.

The LM566CN is specified for operation over the 0°C to +70°C temperature range.

## Features

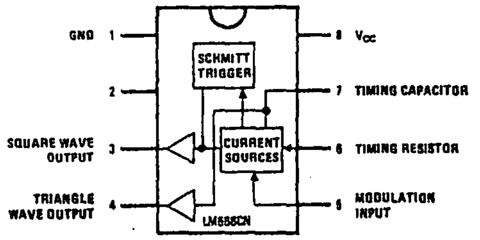
- Wide supply voltage range: 10V to 24V
- Very linear modulation characteristics
- High temperature stability
- Excellent supply voltage rejection
- 10 to 1 frequency range with fixed capacitor
- Frequency programmable by means of current, voltage, resistor or capacitor

## Applications

- FM modulation
- Signal generation
- Function generation
- Frequency shift keying
- Tone generation

## Connection Diagram

**Dual-In-Line Package**

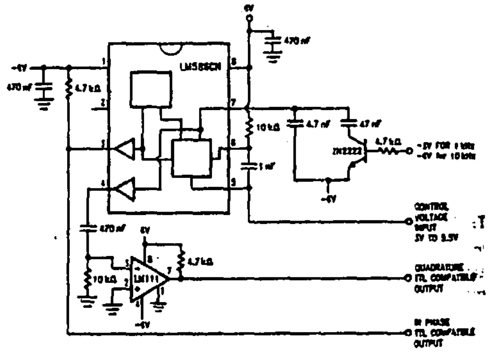



TL/H/7854-2

**Order Number LM566CN**
**See NS Package Number N08E**

## Typical Application

**1 kHz and 10 kHz TTL Compatible Voltage Controlled Oscillator**




TL/H/7854-

## Absolute Maximum Ratings

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

| | |
|---|---|
| Power Supply Voltage | 26V |
| Power Dissipation (Note 1) | 1000 mW |
| Operating Temperature Range, LM566CN | 0°C to +70°C |
| Lead Temperature (Soldering, 10 sec.) | +260°C |

## Electrical Characteristics $V_{CC} = 12V, T_A = 25°C$, AC Test Circuit

| Parameter | Conditions | LM566C | | | Units |
|---|---|---|---|---|---|
| | | Min | Typ | Max | |
| Maximum Operating Frequency | R0 = 2k<br>C0 = 2.7 pF | 0.5 | 1 | | MHz |
| VCO Free-Running Frequency | $C_O$ = 1.5 nF<br>$R_O$ = 20k<br>$f_O$ = 10 kHz | −30 | 0 | +30 | % |
| Input Voltage Range Pin 5 | | ¾ $V_{CC}$ | | $V_{CC}$ | |
| Average Temperature Coefficient of Operating Frequency | | | 200 | | ppm/°C |
| Supply Voltage Rejection | 10–20V | | 0.1 | 2 | %/V |
| Input Impedance Pin 5 | | 0.5 | 1 | | MΩ |
| VCO Sensitivity | For Pin 5, From 8–10V, $f_O$ = 10 kHz | 6.0 | 6.6 | 7.2 | kHz/V |
| FM Distortion | ±10% Deviation | | 0.2 | 1.5 | % |
| Maximum Sweep Rate | | | 1 | | MHz |
| Sweep Range | | | 10:1 | | |
| Output Impedance Pin 3 | | | 50 | | Ω |
| Pin 4 | | | 50 | | Ω |
| Square Wave Output Level | $R_{L1}$ = 10k | 5.0 | 5.4 | | Vp-p |
| Triangle Wave Output Level | $R_{L2}$ = 10k | 2.0 | 2.4 | | Vp-p |
| Square Wave Duty Cycle | | 40 | 50 | 60 | % |
| Square Wave Rise Time | | | 20 | | ns |
| Square Wave Fall Time | | | 50 | | ns |
| Triangle Wave Linearity | +1V Segment at ½ $V_{CC}$ | | 0.5 | | % |

Note 1: The maximum junction temperature of the LM566CN is 150°C. For operation at elevated junction temperatures, maximum power dissipation must be derated based on a thermal resistance of 115°C/W, junction to ambient.

## Applications Information

The LM566CN may be operated from either a single supply as shown in this test circuit, or from a split (±) power supply. When operating from a split supply, the square wave output (pin 3) is TTL compatible (2 mA current sink) with the addition of a 4.7 kΩ resistor from pin 3 to ground.

A 0.001 µF capacitor is connected between pins 5 and 6 to prevent parasitic oscillations that may occur during VCO switching.

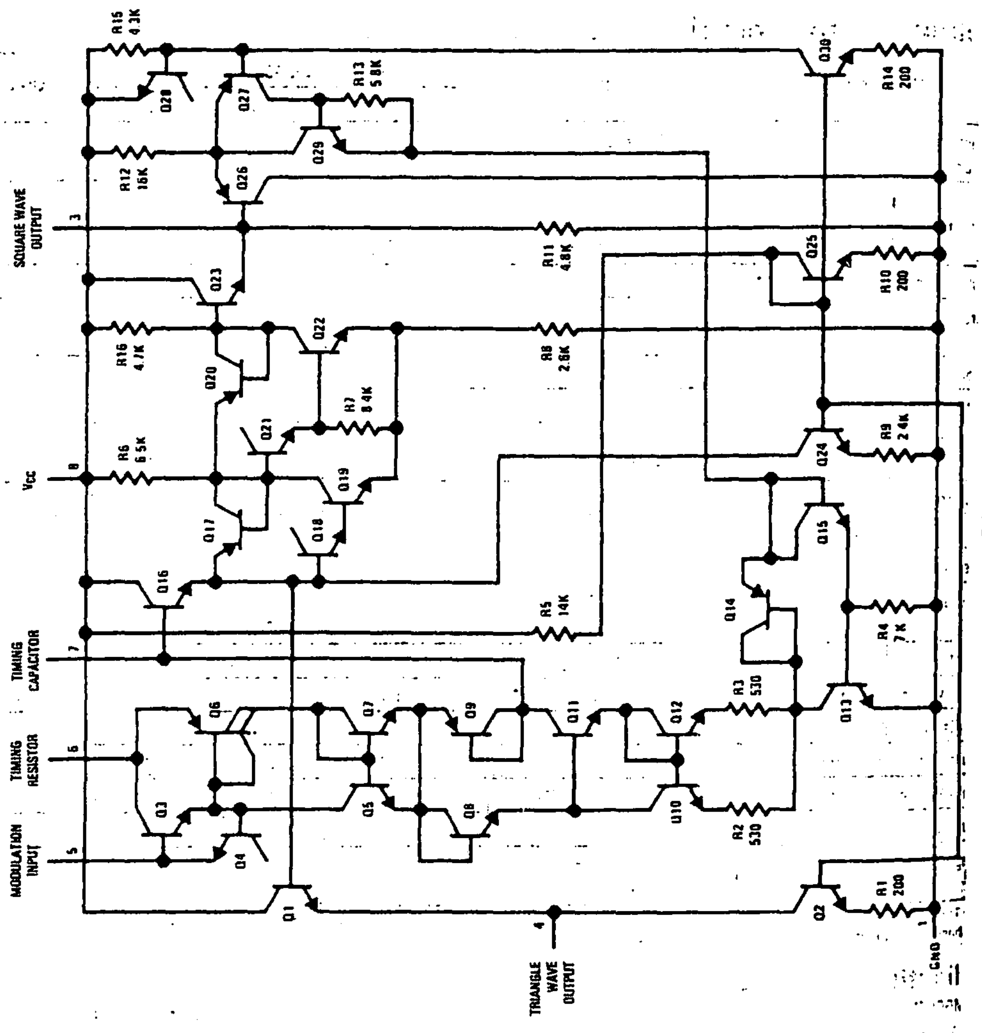
$$f_O = \frac{2.4(V^+ - V_5)}{R_O C_O V^+}$$

where

$2K < R_O < 20K$

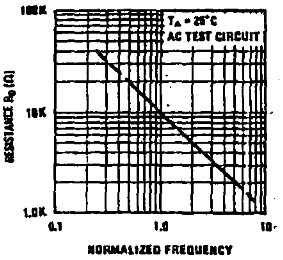
and $V_5$ is voltage between pin 5 and pin 1.

## Schematic Diagram

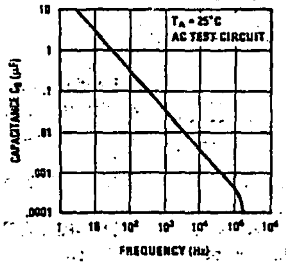


## Typical Performance Characteristics

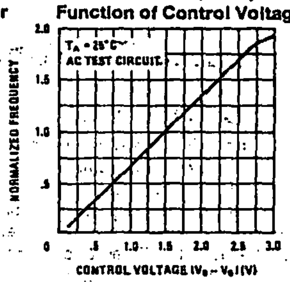
**Operating Frequency as a Function of Timing Resistor**



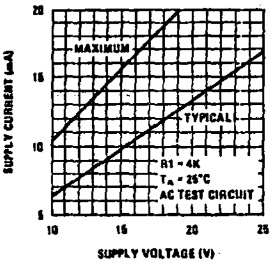

**Operating Frequency as a Function of Timing Capacitor**



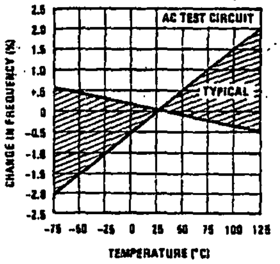

**Normalized Frequency as a Function of Control Voltage**



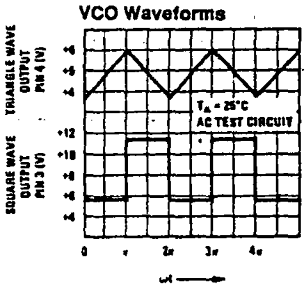

**Power Supply Current**



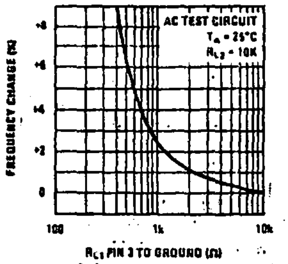

**Temperature Stability**



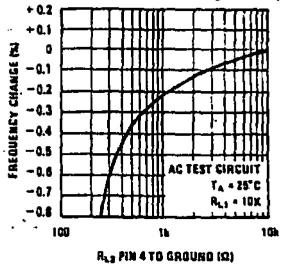

**VCO Waveforms**



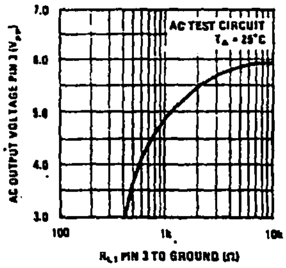

**Frequency Stability vs Load Resistance (Square Wave Output)**




**Frequency Stability vs Load Impedance (Triangle Output)**

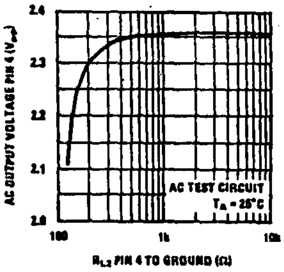



**Square Wave Output Characteristics**



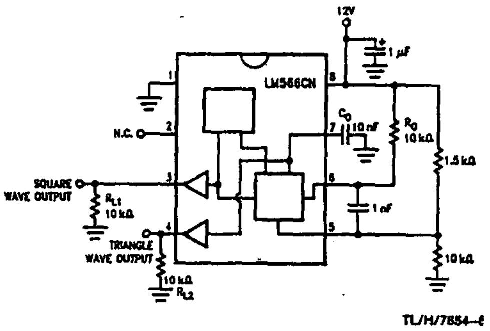

TL/H/7854–4

**Triangle Wave Output Characteristics**




TL/H/7854–5

## AC Test Circuit




TL/H/7854–6

**SCL4027B**

# CMOS DUAL J-K FLIP-FLOP

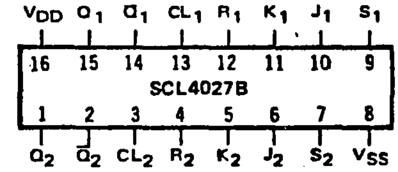
## FEATURES

- Individual Set and Reset Controls
- Fully Static Operation
- Logic Edge-Clocked Design
- 8MHz Toggle Rate @ 10Vdc
- Balanced Output Drive Current Specifications

## DESCRIPTION

The SCL4027B consists of two identical independent CMOS J-K master-slave Flip-Flops. The SCL4027B is useful in performing control, register, and toggle functions. Logic levels present at the J and K inputs along with internal self-steering control the state of each flip-flop; changes in the flip-flop state are synchronous with the positive-going transition of the Clock pulse. Set and Reset functions are independent of the Clock and are initiated when a high level signal is present at either the Set or Reset input.

### CONNECTION DIAGRAM
(all packages)




**Add suffix for package:**

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

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

**For maximum reliability:**

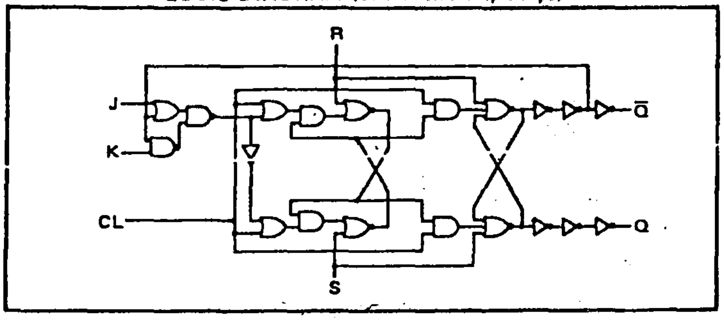
| | | | |
|---|---|---|---|
| DC Supply Voltage | $V_{DD} - V_{SS}$ | 3 to 15 | Vdc |
| Operating Temperature | $T_A$ | | |
| C, D, F, H Device | | -55 to +125 | °C |
| E Device | | -40 to +85 | °C |

## TRUTH TABLE

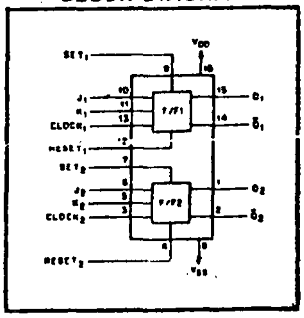
| ●$t_{n-1}$ INPUTS | | | | | | †$t_n$ OUTPUTS | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| CL▲ | J | K | S | R | Q | Q | $\bar{Q}$ |
| ↑ | 1 | X | 0 | 0 | 0 | 1 | 0 |
| ↑ | X | 0 | 0 | 0 | 1 | 1 | 0 |
| ↑ | 0 | X | 0 | 0 | 0 | 0 | 1 |
| ↑ | X | 1 | 0 | 0 | 1 | 0 | 1 |
| ↓ | X | X | 0 | 0 | X | (No Change) | |
| X | X | X | 1 | 0 | X | 1 | 0 |
| X | X | X | 0 | 1 | X | 0 | 1 |
| X | X | X | 1 | 1 | X | 1 | 1 |

WHERE 1 = HIGH LEVEL
0 = LOW LEVEL
▲ = LEVEL CHANGE
X = DON'T CARE
● = $t_{n-1}$ REFERS TO THE INTERVAL PRIOR TO THE POSITIVE CLOCK PULSE TRANSITION
† = $t_n$ REFERS TO THE TIME INTERVAL AFTER THE POSITIVE CLOCK PULSE TRANSITION

### LOGIC DIAGRAM (one of two Flip-Flops)




### BLOCK DIAGRAM



**SCL4027B**

# ELECTRICAL CHARACTERISTICS

## STATIC CHARACTERISTICS [1,3]

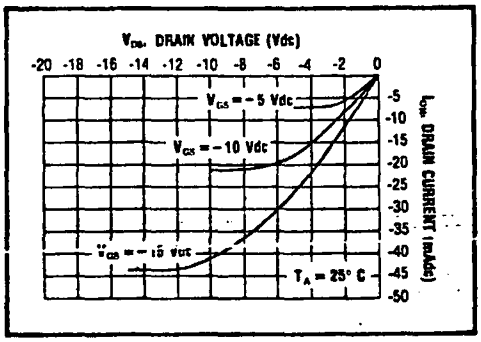
| PARAMETER | | $V_{DD}$ (Vdc) | CONDITIONS | $T_{LOW}$[2] Min. | $T_{LOW}$[2] Max. | +25°C Min. | +25°C Typ. | +25°C Max. | $T_{HIGH}$[2] Min. | $T_{HIGH}$[2] Max. | Units |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| QUIESCENT DEVICE CURRENT | $I_{DD}$ | 5 | $V_{IN}$=$V_{SS}$ or $V_{DD}$ | – | 1.0 | – | 0.005 | 1.0 | – | 30 | µAdc |
| | | 10 | All valid input | – | 2.0 | – | 0.01 | 2.0 | – | 60 | |
| | | 15 | combinations | – | 4.0 | – | 0.02 | 4.0 | – | 120 | |

NOTES: [1] Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications".
[2] $T_{LOW}$ = -55°C for C, D, F, H device.
= -40°C for E device.
$T_{HIGH}$ = +125°C for C, D, F, H device.
= + 85°C for E device.
[3] This device has been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

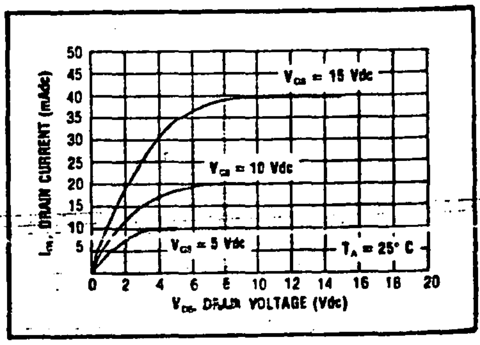
## DYNAMIC CHARACTERISTICS ($C_L$ = 50pF, $T_A$ = 25°C)

| PARAMETER | | $V_{DD}$ (Vdc) | Min. | Typ. | Max. | Units |
|---|---|---|---|---|---|---|
| **CLOCKED OPERATION** | | | | | | |
| PROPAGATION DELAY TIME | $t_{PLH}$, $t_{PHL}$ | 5 | – | 175 | 350 | ns |
| | | 10 | – | 80 | 160 | |
| | | 15 | – | 60 | 120 | |
| OUTPUT TRANSITION TIME | $t_{TLH}$, $t_{THL}$ | 5 | – | 100 | 200 | ns |
| | | 10 | – | 50 | 100 | |
| | | 15 | – | 40 | 80 | |
| MINIMUM CLOCK PULSE WIDTH | $PW_{CL}$ | 5 | – | 165 | 330 | ns |
| | | 10 | – | 60 | 120 | |
| | | 15 | – | 50 | 100 | |
| MAXIMUM CLOCK FREQUENCY | $f_{CL}$ | 5 | 1.5 | 3.0 | – | MHz |
| | | 10 | 4.0 | 8.0 | – | |
| | | 15 | 5.0 | 10 | | |
| MAXIMUM CLOCK RISE AND FALL TIME[1] | $t_{rCL}$, $t_{fCL}$ | 5 | 15 | – | – | µs |
| | | 10 | 5 | – | – | |
| | | 15 | 3 | – | – | |
| MINIMUM SETUP TIME | $t_{setup}$ | 5 | – | 100 | 200 | ns |
| | | 10 | – | 50 | 100 | |
| | | 15 | – | 40 | 80 | |
| MINIMUM HOLD TIME | $t_{hold}$ | 5 | – | -25 | 0 | ns |
| | | 10 | – | -10 | 0 | |
| | | 15 | – | -5 | 0 | |
| **SET AND RESET OPERATION** | | | | | | |
| PROPAGATION DELAY TIME S to Q, R to $\bar{Q}$ | $t_{PLH}$ | 5 | – | 150 | 300 | ns |
| | | 10 | – | 70 | 140 | |
| | | 15 | – | 55 | 110 | |
| MINIMUM SET AND RESET PULSE WIDTH | $PW_S$, $PW_R$ | 5 | – | 100 | 200 | ns |
| | | 10 | – | 50 | 100 | |
| | | 15 | – | 40 | 80 | |
| SET AND RESET REMOVAL TIME | $t_{rem}$ | 5 | – | 0 | 25 | ns |
| | | 10 | – | 0 | 10 | |
| | | 15 | – | 0 | 5 | |

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




Typical P-Channel Source Current Characteristics




Typical N-Channel Sink Current Characteristics

**SCL4081B, SCL4082B**
**SCL4073B**

# CMOS AND GATES

SCL4081B - Quad 2-Input AND
SCL4082B - Dual 4-Input AND
SCL4073B - Triple 3-Input AND

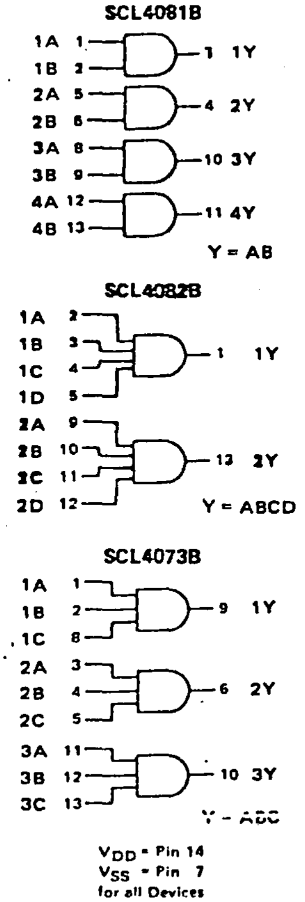
## FEATURES

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

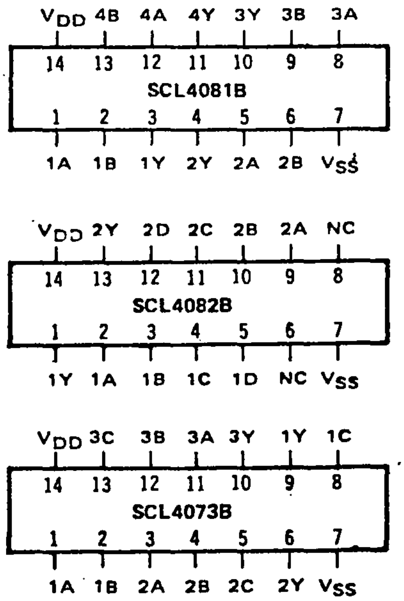
### TRUTH TABLE

| Inputs | Output |
|---|---|
| 1 1 · · · 1 | 1 |
| All other combinations | 0 |

### FUNCTION DIAGRAMS




### CONNECTION DIAGRAMS
(all packages)




**Add suffix for package:**

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

## RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

**For maximum reliability:**

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

# ELECTRICAL CHARACTERISTICS

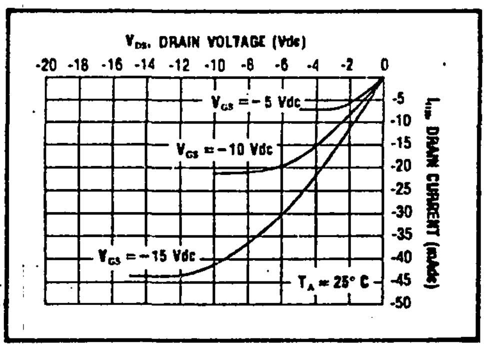
## STATIC CHARACTERISTICS [1,3]

| PARAMETER | | $V_{DD}$ (Vdc) | CONDITIONS | $T_{LOW}$[2] Min. | $T_{LOW}$[2] Max. | +25°C Min. | +25°C Typ. | +25°C Max. | $T_{HIGH}$[2] Min. | $T_{HIGH}$[2] Max. | Units |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| QUIESCENT DEVICE CURRENT | $I_{DD}$ | 5 | $V_{IN}$ = $V_{SS}$ or $V_{DD}$ | – | 0.05 | – | 0.0005 | 0.05 | – | 1.5 | μAdc |
| | | 10 | All valid input | – | 0.10 | – | 0.001 | 0.10 | – | 3.0 | |
| | | 15 | combinations | – | 0.20 | – | 0.002 | 0.20 | – | 6.0 | |

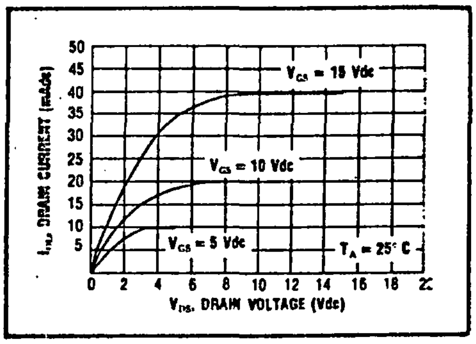
NOTES: [1] Remaining Static Electrical Characteristics are listed under "SCL4000B Series Family Specifications"
[2] $T_{LOW}$ = -55°C for C, D, F, H device.
= -40°C for E device.
$T_{HIGH}$ = +125°C for C, D, F, H device.
= + 85°C for E device.
[3] These devices have been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

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

| PARAMETER | | $V_{DD}$ (Vdc) | Min. | Typ. | Max. | Units |
|---|---|---|---|---|---|---|
| PROPAGATION DELAY TIME | $t_{PLH}$, $t_{PHL}$ | 5 | – | 150 | 300 | ns |
| | | 10 | – | 65 | 130 | |
| | | 15 | – | 50 | 100 | |
| OUTPUT TRANSITION TIME | $t_{TLH}$, $t_{THL}$ | 5 | – | 100 | 200 | ns |
| | | 10 | – | 50 | 100 | |
| | | 15 | – | 40 | 80 | |

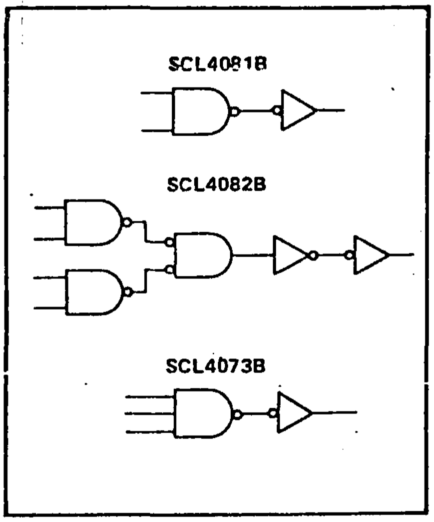



Typical P-Channel
Source Current Characteristics

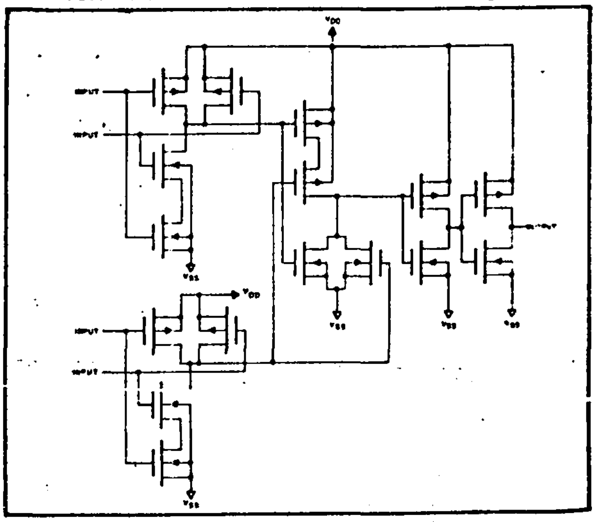



Typical N-Channel
Sink Current Characteristics

## LOGIC DIAGRAMS

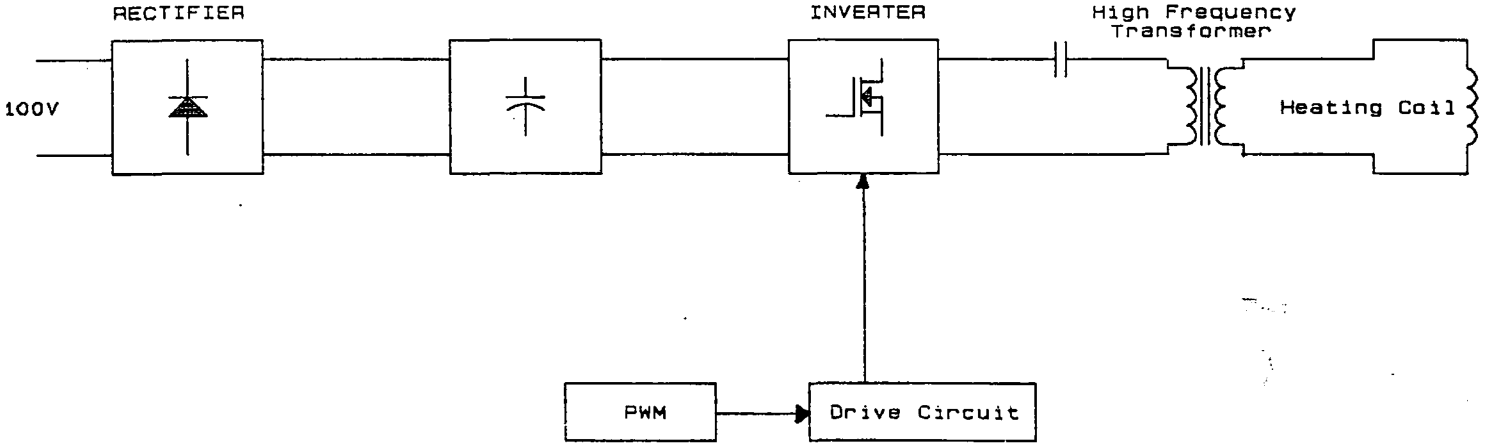



## SCHEMATIC DIAGRAM - SCL4082B (1 of 2 gates)

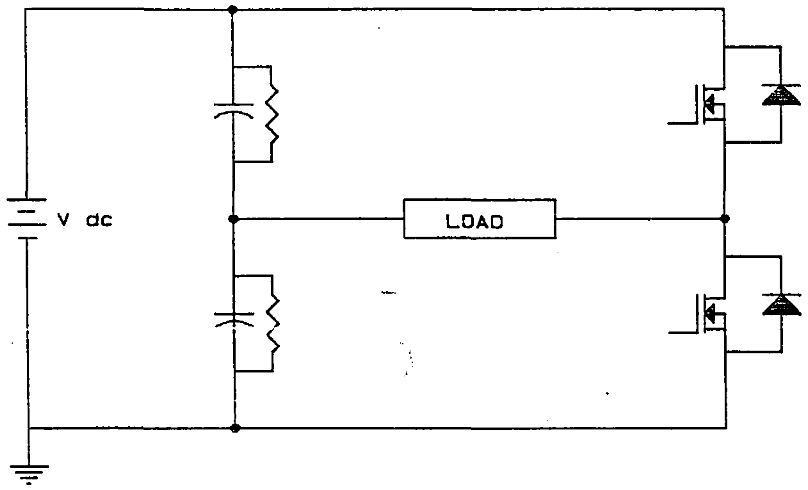


# ภาคผนวก ข

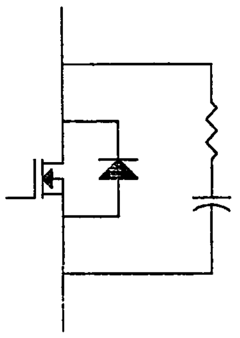
## รูปวงจรทางอิเล็คทรอนิกส์



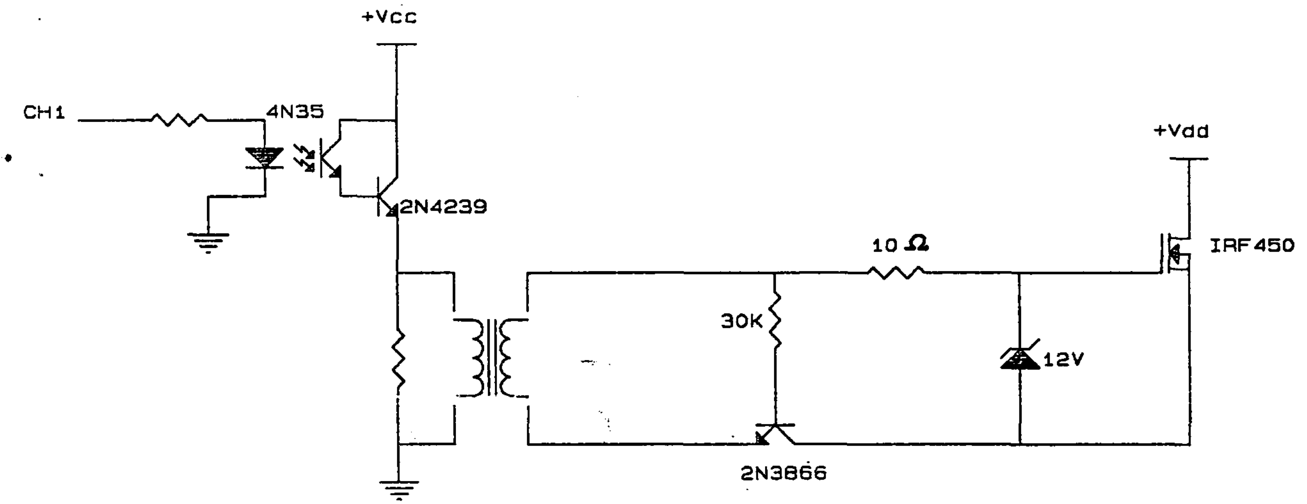

| | | | |
|---|---|---|---|
| Title<br>Block diagram of Induction heating circuit | | | |
| Size<br>A | Document Number | | REV |
| Date: | March 17, 1994 | Sheet 1 of | 5 |



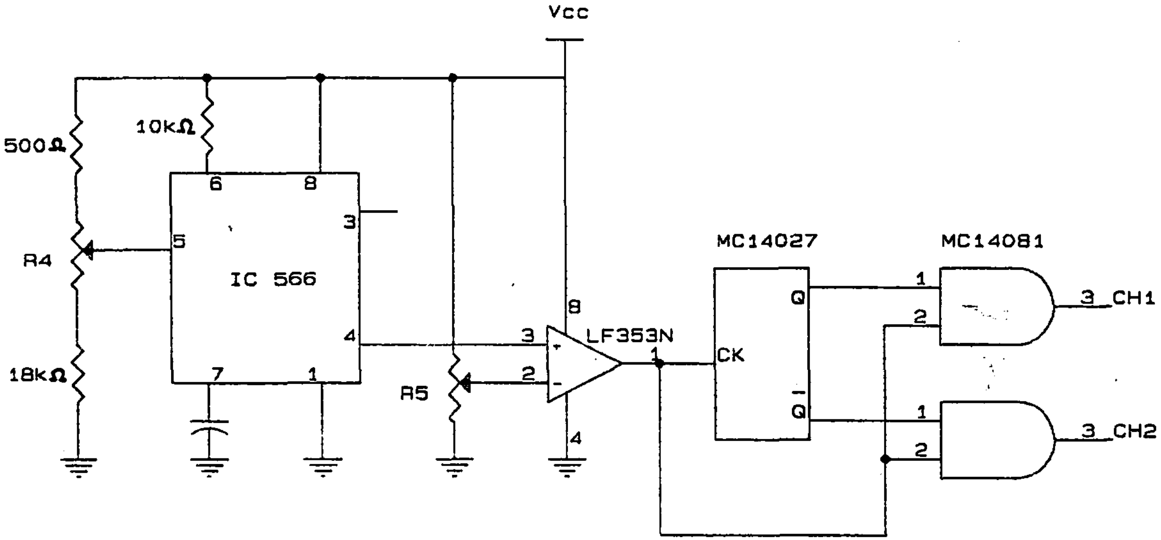

| | | |
|---|---|---|
| Title | Half bridge circuit | |
| Size A | Document Number | REV |
| Date: March 17, 1994 | Sheet 2 of 5 | |



| | | |
|---|---|---|
| Title | | |
| Snubber Circuit | | |
| Size A | Document Number | REV |
| Date: March 17, 1994 | Sheet 3 of 5 | |




| | | |
|---|---|---|
| Title | | |
| Drive Circuit | | |
| Size A | Document Number | REV |
| Date: March 17, 1994 | Sheet 4 of 5 | |




| Title | | |
|---|---|---|
| Pulse width modulator circuit | | |
| Size A | Document Number | REV |
| Date: March 17, 1994 | Sheet 5 of 5 | |

# หนังสืออ้างอิง


Shizunasa Okudaira , Kouki Matsuse , High - Frequency SI-Thyristor Voltage-Source Inverter for Induction heating with Various Resonance Frequency, Tokyo Metropolitan College.

John Davies , Peter Simpson , Induction heating , University of Aston , 1960.

Joseph A. Edminister , Electromagnetics , University of Akron , 1986.

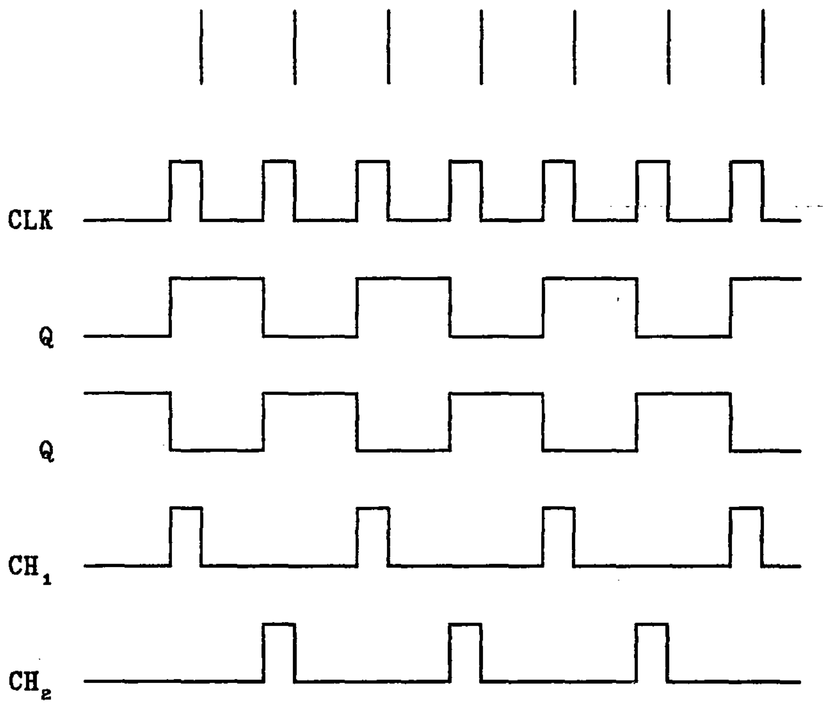
SGS-THOMSON , Power MOS devices databook , THOMSON , 1988

Robert Boylestad , Louis Nashelsky , Electronic Devices And Circuit Theory , 4th ed.,pp.724-727 ,Prentice-Hall International , Singapore , 1987.

# ประวัติผู้เขียน

นาย ภูเบศร์ อุดมทรัพย์ เกิดวันที่ 22 สิงหาคม พ.ศ. 2515 จบการศึกษาในระดับอนุบาลที่โรงเรียนหริรักษ์ และเข้าศึกษาต่อในระดับประถมศึกษาที่โรงเรียนลาซาล จากนั้นได้เข้าศึกษาต่อในระดับมัธยมต้นที่โรงเรียนสาธิตมหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ ปทุมวัน และได้ศึกษาต่อในระดับมัธยม 4 - 5 ที่โรงเรียนเตรียมอุดมศึกษา พญาไท และได้เข้าศึกษาในระบบการศึกษานอกโรงเรียน (กศน.) ณ โรงเรียนสาธิตมหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ ประสานมิตร จากนั้นเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาตรี สาขาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และสำเร็จการศึกษาในปีการศึกษา 2536

นางสาว สุภัทชดา ผาสุข เกิดวันที่ 6 มิถุนายน พ.ศ.2514 จบการศึกษาในระดับอนุบาลที่โรงเรียนอนุบาลชลบุรี และเข้าศึกษาต่อในระดับประถมศึกษาที่โรงเรียนเมรี่อิมมาคุเลตคอนแวนต์ ชลบุรี จากนั้นได้เข้าศึกษาต่อในระดับมัธยาต้นและมัธยมปลายที่โรงเรียนชลกันยานุกูล ชลบุรี จากนั้นเข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาตรี สาขาฟิสิกส์ประยุกต์ คณะวิทยาศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง และสำเร็จการศึกษาในปีการศึกษา 2536


CLK
Q
Q
CH1
CH2