



ปีการศึกษา 2538

แหล่งจ่ายไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับงานความร้อนเหนี่ยวนำ

(HIGH - FERQUENCY POWER FOR INDUCTION HEATING APPLICATION)



โดย
นายเชิงชัย สุขสวัสดิ์
นายธรรมรัตน์ วงศ์อนันต์
นายสมพงษ์ พันธุ์แก้ว

วัน เดือน ปี..... ๑/ ๓.๑๖. ๒5๔๐
เลขทะเบียน..... ๐๓๗๐ 4๖
เลขเรียกหนังสือ..... T ๐๘13๑ ๕๓4๓ น.

อาจารย์ที่ปรึกษา
รศ.ดร.วิริยะ พิเศษจำเริญ
อ.สมภพ หงษ์ไม้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทชั้นปีการศึกษา 2538

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แห่ส่งจ่ายไฟความถี่สูงสำหรับเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

ผู้จัดทำ



1. นายเชิงชัย สุขสวัสดิ์
2. นายธรรมรัตน์ วงศ์อนันต์
3. นายสมภพ พันธุ์แก้ว

วิริยะ พิเศษจำเริญ อาจารย์ที่ปรึกษา
(รศ.ดร. วิริยะ พิเศษจำเริญ)

สมภพ มลไม้ อาจารย์ที่ปรึกษา
(อาจารย์ สมภพ มลไม้) (11ทน)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายไฟที่ความถี่สูงสำหรับเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

เชิงชัย สุขสวัสดิ์
 บรรณรัตน์ วงศ์อนันต์
 สมทต พันธุ์แก้ว

รศ.ดร. วิริยะ ทิเรขู้งาน วิทยุอาจารย์ที่ปรึกษา
 อ.สมภพ หล้าไม้ อาจารย์ที่ปรึกษา

บทคัดย่อ

แหล่งจ่ายไฟที่ความถี่สูงสำหรับเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนโดยใช้โพลาเวอรัมอสเฟตเป็นตัวสวิตชิงในวงจรอินเวอร์เตอร์ เป็นแบบวงจรวีโชนนซ์ขนาน โดยรับแหล่งจ่ายกระแส ที่ซึ่งอินเวอร์เตอร์จะทำงานที่เพาเวอร์แฟกเตอร์นำหน้า

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนอาศัยไฟสวิตซ์ที่มีความถี่สูง เพื่อสร้างฟลักซ์ในขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน เพื่อไปเหนี่ยวนำแท่งเหล็กให้มีกระแสไหลวนในแท่งเหล็ก ทำให้เกิดความร้อนขึ้นมา ในโครงการนี้จะมีความถี่ที่เกิดขึ้นอยู่ 2 ความถี่ ความถี่แรกเกิดจาก ไอซี 4046 สร้างความถี่ไปขับมอสเฟตให้ทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์ ส่วนความถี่ที่ 2 เกิดจากวงจรแท่งค้ ซึ่งจะออกสวิตซ์ความถี่ขึ้นมา ดังนั้นความถี่ที่ออกสวิตซ์จากวงจรแท่งค้จะต้องสอดคล้องกับความถี่ของ ไอซี ซึ่งในโครงการนี้จะสร้างหม้อแปลงเป็นแบบ 2 สเตจ ขึ้นมาโดยหม้อแปลงสเตจแรกเป็นหม้อแปลงแรงดัน หม้อแปลงสเตจที่ 2 จะเป็นหม้อแปลงกระแส ดังนั้นหม้อแปลงที่ใช้นะขดลวดความร้อนจะต้องออกแบบให้เหมาะสมเพื่อที่จะให้ความถี่ 2 ความถี่มีค่าใกล้เคียงกัน โดยทำงานที่ความถี่เรโซแนนซ์

High Frequency Supply For Induction Heating

CHOENGCHAI SUKSAWAT

THUMMARAT WONGANUN

SOMPOL PHUNKEAW

PhD.WIRIYA PHECHEDJUMROEN AEFVISOR

SOMPOP PONRAMAI AEFVISOR

1996

ABSTRACT

HIGHT FREQUENCY SUPPLY FOR INDUCTION HEATING USING POWER MOSFETS ARE SWITCHING FOR CURRENT SOURCE INVERTER WHICH IS OPERATED AT A LEADDING POWER FACTOR BY PARALLEL-RESONANT CIRCUIT.

INDUCTION HEATING IS USED FOR HIGHT FREQUENCY SUPPLY TO CREAT FLUX IN WORK COIL. EDDY CURRENT IS INDUCED IN IRON WHICH GENERATES HEATING. IN THIS PROJECT TWO FREQUENCIES ARE CREATED WHICH FRIST FREQUENCY IS BUILT IC TO DRIVE POWER MOSFETS INVERTER. SECOND FREQUENCY IS CREATED BY TANK CIRCUIT. THEREFORE THESE TWO FREQUENCED ARE OPTIMAL. THIS PREJECT HAS TWO STAGES TRANSFORMER BY FRIST STAGE IS A VOLTAGE TRANSFORMER AND SECOND STAGE IS CURRENT TRANSFORMERS. THE INVERTER AND A WORK COIL OPERATE RESONANT FREQUENCY.

สารบัญ

| | หน้า |
|---|------|
| บทคัดย่อ | I |
| ABSTRACT | II |
| สารบัญรูป | III |
| สารบัญตาราง | IV |
| บทที่ 1 บทนำ | 1 |
| 1.1 การให้ความร้อนเหนี่ยวนำ | 1 |
| 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย | 1 |
| 1.3 ขอบเขตของโครงการทั้งหมด | 2 |
| 1.4 ประโยชน์ที่ได้รับจากโครงการ | 4 |
| บทที่ 2 ทฤษฎีความร้อนเหนี่ยวนำและการนำพาเวอรัมอสเฟตมาใช้ | 5 |
| 2.1 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการให้ความร้อนเหนี่ยวนำ | 5 |
| 2.2 ปรัชญาการณีนิวสำหรับชิ้นงานอุตสาหกรรม | 5 |
| 2.3 กำลังไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กในชิ้นงานแบบอุตสาหกรรม | 11 |
| 2.4 กำลังไฟฟ้าที่หาจากโพอินดิงเวกเตอร์ | 14 |
| 2.5 การถ่ายเทความร้อน | 15 |
| 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่าง กำลังไฟฟ้า อุณหภูมิและ เวลา | 15 |
| 2.7 การกระจายอุณหภูมิในแท่งโลหะทรงกระบอก | 16 |
| 2.8 ชิ้นงานแบบทรงกระบอกและผลจากการแผ่รังสี | 18 |
| 2.9 การแผ่รังสี | 19 |
| 2.10 ความแตกต่างของอุณหภูมิ | 20 |
| 2.11 ปริมาณน้ำที่ใช้ | 20 |
| 2.12 เตาให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำทั่วทั้งชิ้นงาน | 24 |
| 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่าง อุณหภูมิ กับ คุณสมบัติของชิ้นงาน | 25 |

| | หน้า |
|--|------|
| 2.14 การแผ่รังสีความร้อน และ การนำความร้อน | 28 |
| 2.15 การประยุกต์ใช้คุณสมบัติในการออกแบบขดลวดความร้อน | 29 |
| 2.16 การประมาณโดยใช้สมการกึ่งการทดลอง | 29 |
| 2.17 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำและการออกแบบ | 30 |
| 2.18 การวิเคราะห์ห้วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำ | 30 |
| 2.19 วิธีการประมาณการออกแบบขดลวด | 34 |
| 2.20 มอสเฟตกำลัง | 37 |
| 2.21 คุณสมบัติของมอสเฟต | 37 |
| 2.21.1 ด้านความเร็ว | 37 |
| 2.21.2 ลักษณะของอินพุท | 37 |
| 2.21.3 ย่านการทำงานโดยปลอดภัย | 37 |
| 2.21.4 แรงดัน | 37 |
| 2.21.5 สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ | 38 |
| 2.21.6 เพิ่มกำลังได้ | 38 |
| 2.22 ลักษณะของมอสเฟตกำลัง | 38 |
| 2.23 พารามิเตอร์พื้นฐานของมอสเฟต | 39 |
| 2.23.1 ทรานคอนดักแตนซ์ | 40 |
| 2.23.2 แรงดันเทรตไฮล | 40 |
| 2.24 การเทิร์นออน-ออฟของมอสเฟต | 40 |
| 2.24.1 การเทิร์นออนของมอสเฟต | 40 |
| 2.24.2 การเทิร์นออฟของมอสเฟต | 40 |
| 2.25 การชานานของมอสเฟต | 41 |
| 2.26 วงจรขับ | 41 |
| 2.26.1 วงจรขับแบบแยกกราวด์ | 41 |

| | หน้า |
|---|-----------|
| 2.27 ข้อดี-ข้อเสียของมอสเฟต | 41 |
| 2.28 อินเวอร์เตอร์ | 41 |
| บทที่ 3 โครงสร้างและส่วนประกอบ | 43 |
| 3.1 วงจรของระบบควบคุม | 43 |
| 3.1.1 วงจรเฟสดีเทกเตอร์ , โลว์พาสฟิลเตอร์ และ VCO | 43 |
| 3.1.2 เฟสล็อกกลูป | 44 |
| 3.1.3 วงจรเคคไทม์ | 45 |
| 3.1.4 วงจรขับเกท | 46 |
| 3.1.5 การออกแบบ หม้อแปลงความถี่สูง ในวงจรควบคุม | 46 |
| 3.2 วงจรเมนมีส่วนประกอบดังนี้ | 47 |
| 3.2.1 อินเวอร์เตอร์และสแน็บเบอร์ | 48 |
| 3.2.2 หม้อแปลงแรงดันส่วนวงจรเมน | 48 |
| 3.2.3 หม้อแปลงกระแสส่วนวงจรเมน | 48 |
| 3.2.4 ขดลวดเหนี่ยวนำและการหาค่าสแน็บเบอร์ | 48 |
| บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง | 51 |
| 4.1 การนำ 4046 มาใช้งาน | 51 |
| 4.1.1 การทดลอง 4046 | 51 |
| 4.1.2 การทดลองวงจรเคคไทม์ | 55 |
| 4.1.3 การทดลองวงจรขับ | 56 |
| 4.2 ผลการทดลองของวงจรเมน | 57 |
| บทที่ 5 บทสรุปและวิจารณ์ | 59 |
| ภาคผนวก | |
| กิตติกรรมประกาศ | |
| เอกสารอ้างอิง | |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญาน

| | หน้า |
|---|------|
| รูป 2.1 พื้นที่ผิวของชดลวดและชิ้นงาน | 5 |
| รูป 2.2 แสดงความเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กและความล็กผิว | 8 |
| รูป 2.3 การหาความล็กผิวโดยใช้กราฟ | 9 |
| รูป 2.4 แสดงกำลังสูญเสียที่ความล็กต่าง ๆ | 12 |
| รูป 2.5 (a) แสดงเฟสเซอร์ไคอะแกรมทางอุคมคคิของชิ้นงาน (b) แสดงเฟสเซอร์ไคอะแกรมที่รวมผลความค้ำทานและรีแอคแตนซ์เนื่อง จากฟลักซ์รั่วซึม | 13 |
| รูป 2.6 วงจรสมมูลของชิ้นงาน | 14 |
| รูป 2.7 แสดงการเปลี่ยนแปลงของอุทหุมิเทียบกับรัศมีของทรงกระบอก (กำลังที่ป้อนให้ที่ผิว) กับเวลาในสภาวะปกติ() | 17 |
| รูป 2.8 ค่าแก้ไขสำหรับการกระจายอุทหุมิเนื่องจากการแผ่รังสีและสัมพันธ์กับความ ล็กผิว สำหรับทรงกระบอก | 19 |
| รูป 2.9 แสดงการให้ความร้อนแบบเหนียวนำแบบง่าย | 21 |
| รูป 2.10 แสดงวงจรสมมูลของชดลวดเหนียวนำกับชิ้นงาน | 21 |
| รูป 2.11 แสดงวงจรสมมูลของชดลวดเหนียวนำกับชิ้นงาน | 21 |
| รูป 2.12 แสดงทิศทางการไหลของกระแสที่ผิว | 22 |
| รูป 2.13 แสดงแผ่นคลีของชิ้นงาน | 22 |
| รูป 2.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแส กับระยะทางจากผิวของ ชิ้นงาน | 23 |
| รูป 2.15 ความสัมพันธ์ระหว่างสภาพความค้ำทานกับอุทหุมิของโลหะชนิดต่าง ๆ | 27 |
| รูป 2.16 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านชิ้นงานกับชดลวดเหนียวนำ และเฟสเซอร์ ไคอะแกรมของระบบ | 31 |
| รูป 2.17 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง p และ q กับ d/S | 31 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | หน้า |
|--|------|
| รูป 2.18 วงจรสมมูลทางแม่เหล็ก | 34 |
| รูป 2.19 วงจรสมมูลทางไฟฟ้า | 34 |
| รูป 2.20 แสดงความสัมพันธ์ประสิทธิภาพของขดลวด และ เส้นผ่าศูนย์กลางขั้วกลางขั้วงาน อลูมิเนียม (20 ถึง 540 องศาเซลเซียส) และ เหล็ก (760 ถึง 1260 องศา เซลเซียส) | 35 |
| รูป 2.21 แสดงความสัมพันธ์ประสิทธิภาพของขดลวดและเส้นผ่าศูนย์กลางของเหล็ก (120 ถึง 760 องศาเซลเซียส) | 36 |
| รูป 2.22 แสดงความสัมพันธ์ของตัวประกอบกำลังของขดลวด และ เส้นผ่าศูนย์กลาง ของอลูมิเนียม (20 ถึง 540 องศาเซลเซียส) และเหล็ก (760 ถึง 1260 องศา องศาเซลเซียส) | 36 |
| รูป 2.23 แสดงเอาต์พุตของทรานซิสเตอร์และมอสเฟต | 38 |
| รูป 2.24 การเพิ่มของแรงดันเกทประมาณ 12 โวลต์ที่มี IDS ค่าต่ำจนถึงแรงดันเกท ประมาณ 20 โวลต์ | 39 |
| รูป 2.25 การนำมอสเฟตต่อเป็นอินเวอร์เตอร์ | 42 |
| รูป 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุม | 43 |
| รูป 3.2 ส่วนประกอบของเฟสล็อกลูป | 45 |
| รูป 3.3 วงจรเคคไทยม์ | 45 |
| รูป 3.4 วงจรขั้วเกท | 46 |
| รูป 3.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเมน | 47 |
| รูป 3.6 วงจรอินเวอร์เตอร์ | 48 |
| รูป 4.1 แสดงการต่อ 4046 เพื่อการปรับความถี่ | 51 |
| รูป 4.2 วงจรอินเวอร์เตอร์พร้อมสแน็บเบอร์ | 53 |
| รูป 4.3 วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์ | 54 |
| รูป 4.4 แสดงแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ขดลวดเหนี่ยวนำ | 54 |
| รูป 4.5 วงจรเคคไทยม์ | 55 |
| รูป 4.6 แสดงแรงดัน V_{DS} คู่ต่างขั้วของอินเวอร์เตอร์ | 55 |

| | |
|--|----|
| รูป 4.7 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต | 56 |
| รูป 4.8 แสดงสัญญาณขับเพาเวอร์มอสเฟตคู่ล่างของวงจรเมน | 57 |
| รูป 4.9 V_{DS} กับ I_D ของเพาเวอร์มอสเฟต | 58 |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

| | หน้า |
|---|------|
| ตารางที่ 2.1 แสดงค่าสภาพความต้านทานและสัมประสิทธิ์ของโลหะชนิด ต่างๆที่อุณหภูมิ 20 องศาเซลเซียส | 26 |
| ตารางที่ 2.2 แสดงเวลาให้ความร้อนแก่โลหะทรงกระบอกโดยประมาณ | 30 |
| ตารางที่ 3.1 ตารางของท่อทองแดงแสดงเส้นผ่านศูนย์กลางและความหนา | 49 |
| ตารางที่ 4.1 ตารางบันทึกผลของ 4046 | 52 |



แหล่งจ่ายไฟที่ความถี่สูงสำหรับเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน

เชิงชัย สุขสวัสดิ์
ธรรมรัตน์ วงศ์อนันต์
สมพท พันธุ์แก้ว

รศ.ดร. วิริยะ พิเชษฐาเรียมูอาจารย์ที่ปรึกษา
อ.สมภพ ผลไม้ อาจารย์ที่ปรึกษา

บทคัดย่อ

แหล่งจ่ายไฟที่ความถี่สูงสำหรับเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนโดยใช้เพาเวอร์มอสเฟตเป็นตัวสวิตชิงในวงจรอินเวอร์เตอร์ เป็นแบบวงจรรีโซแนนซ์ขนาน โดยใช้แหล่งจ่ายกระแส ที่ซึ่งอินเวอร์เตอร์จะทำงานที่เพาเวอร์แฟกเตอร์นำหน้า

เครื่องเหนี่ยวนำความร้อนอาศัยโพสตีบที่มีความถี่สูง เพื่อสร้างฟลักซ์ในขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน เพื่อไปเหนี่ยวนำแท่งเหล็กให้มีกระแสไหลวนในแท่งเหล็ก ทำให้เกิดความร้อนขึ้นมา ในโครงการนี้จะมีค่าความถี่ที่เกิดขึ้นอยู่ 2 ความถี่ ความถี่แรกเกิดจากไอซี 4046 สร้างความถี่ไปขับมอสเฟตให้ทำงานเป็นอินเวอร์เตอร์ ส่วนความถี่ที่ 2 เกิดจากวงจรแท่งค้ ซึ่งจะออกสวิตชิ่งความถี่ขึ้นมา ดังนั้นความถี่ที่ออกสวิตชิ่งจากวงจรแท่งค้จะต้องสอดคล้องกับความถี่ของไอซี ซึ่งในโครงการนี้จะสร้างหม้อแปลงเป็นแบบ 2 สเตจ ขึ้นมาโดยหม้อแปลงสเตจแรกเป็นหม้อแปลงแรงดัน หม้อแปลงสเตจที่ 2 จะเป็นหม้อแปลงกระแส ดังนั้นหม้อแปลงที่ใส่ในขดลวดความร้อนจะต้องออกแบบให้เหมาะสมเพื่อที่จะให้ความถี่ 2 ความถี่มีค่าใกล้เคียงกัน โดยทำงานที่ความถี่เรโซแนนซ์

||

High Frequency Supply For Induction Heating

CHOENGCHAI SUKSAWAT

THUMMARAT WONGANUN

SOMPOL PHUNKEAW

PhD.WIRIYA PHECHEDJUMROEN AEVISOR

SOMPOP PONRAMAI AEVISOR

1996

ABSTRACT

HIGHT FREQUENCY SUPPLY FOR INDUCTION HEATING USING POWER MOSFETS ARE SWITCHING FOR CURRENT SOURCE INVERTER WHICH IS OPERATED AT A LEADING POWER FACTOR BY PARALLEL-RESONANT CIRCUIT.

INDUCTION HEATING IS USED FOR HIGHT FREQUENCY SUPPLY TO CREAT FLUX IN WORK COIL. EDDY CURRENT IS INDUCED IN IRON WHICH GENERATES HEATING. IN THIS PROJECT TWO FREQUENCIES ARE CREATED WHICH FRIST FREQUENCY IS BUILT IC TO DRIVE POWER MOSFETS INVERTER. SECOND FREQUENCY IS CREATED BY TANK CIRCUIT. THEREFORE THESE TWO FREQUENCED ARE OPTIMAL. THIS PREJECT HAS TWO STAGES TRANSFORMER BY FRIST STAGE IS A VOLTAGE TRANSFORMER AND SECOND STAGE IS CURRENT TRANSFORMERS. THE INVERTER AND A WORK COIL OPERATE RESONANT FREQUENCY.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

ระบบเหนี่ยวนำความร้อนนี้ใช้ทำงานที่ความถี่เรโซแนนซ์เพื่อให้ได้กำลังสูงสุดและมอดเฟทปลอดภัยจากการครอสโอเวอร์ของกระแสและแรงดันคั้งนั้นการทำให้เกิดสภาวะนี้จะขึ้นอยู่กับหม้อแปลง ขดลวดเหนี่ยวนำความร้อน แท่งเหล็ก และ คาปาซิเตอร์ เป็นหลัก ในที่นี้จะใช้เฟสล็อกอุปมาใช้งาน คั้งนั้นที่ความถี่เรโซแนนซ์หาได้จากการทดลองจากการเพิ่มลดหม้อแปลงพร้อมทำการปรับความถี่โดยให้ค่าคาปาซิเตอร์คงที่

อย่างไรก็ตามในระบบจะมีความถี่สองค่าซึ่งจะไม่เท่ากันเพราะเมื่อวัตถุร้อนขึ้นก็ทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนไปก็ทำให้กระแสลดลงในที่นี้จะไม่กล่าวถึงส่วนป้อนกลับเพื่อติดตามความถี่เรโซแนนซ์

1.1 การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำมีสาเหตุมา

- การเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Electromagnetic Induction)
- ปรากฏการณ์ (Skin Effect)
- การถ่ายเทความร้อน (Heat Transfer)

1.2 วัตถุประสงค์ของภาควิชา

- เพื่อที่แสดงให้เห็นว่าหลักการเหนี่ยวนำคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทำให้เหล็กร้อนโดยการป้อนไฟฟ้ากระแสสลับเข้าขดลวดเพื่อที่จะสร้างสนามแม่เหล็กโดยเอาชิ้นงานใส่เข้าไปในขดลวด โดยชิ้นงานต้องมีคุณสมบัติความเป็นแม่เหล็ก เมื่อเกิดสนามแม่เหล็กมาคั้งนั้นงานก็จะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวนที่บริเวณผิวของชิ้นงาน

- เพื่อที่จะแสดงความร้อนที่เกิดขึ้นมาจะขึ้นอยู่กับ กระแสไหลวน และ ความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ

- เพื่อต้องการสร้างระบบเหนี่ยวนำความร้อนโดยอาศัยแหล่งจ่าย ที่มีความถี่สูงมาใช้งานการชุบผิวเหล็กให้แข็ง

-เพื่อต้องการนำวงจรที่กระแส (Current fed) มาแทนวงจรที่คโวลท์เทค (Voltagefed) ได้
-เพื่อต้องการให้ทำงานที่ความถี่เรโซแนนซ์โดยการต่อโหลดเป็นแบบวงจรเรโซแนนซ์(Parallel resonant circuit)เพื่อให้ได้กำลังสูง

-เพื่อต้องการศึกษาระบบความเหนี่ยวนำโดยอาศัยวงจรเฟสล็อกถูไปใช้งาน
วิธีนี้ทำให้เหล็กแดงได้

1.3 ขอบเขตงานโครงการทั้งหมด

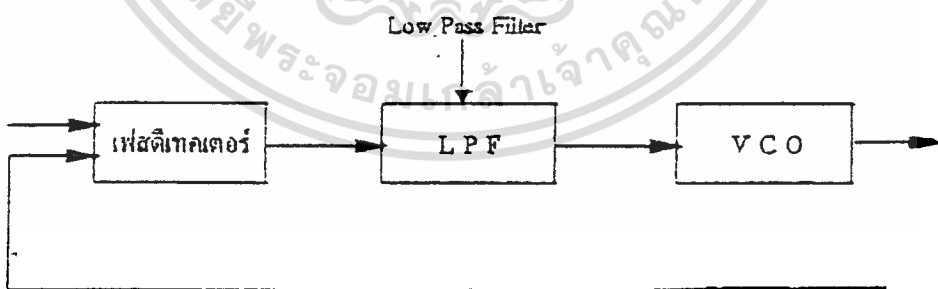
ในวงจรเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ (Power Electronic) จะแบ่งระบบออกเป็น 2 ระบบคือ

1. ระบบควบคุม (Control System)
2. ระบบหลัก (Main System)

ในโครงการ แหล่งจ่ายไฟความถี่สูงสำหรับเครื่องเหนี่ยวนำความร้อน (High frequency Supply for Induction Heating) นี้เราจะใช้วงจรเฟสล็อกถู (Phase Lock Loop, PLL) นำมาใช้ในโครงการ นี้ที่ซึ่งในโครงการ จะสร้างความถี่ 100 KHz และให้กำลัง 1 kW และเหล็กแดง

1.3.1 ระบบควบคุม

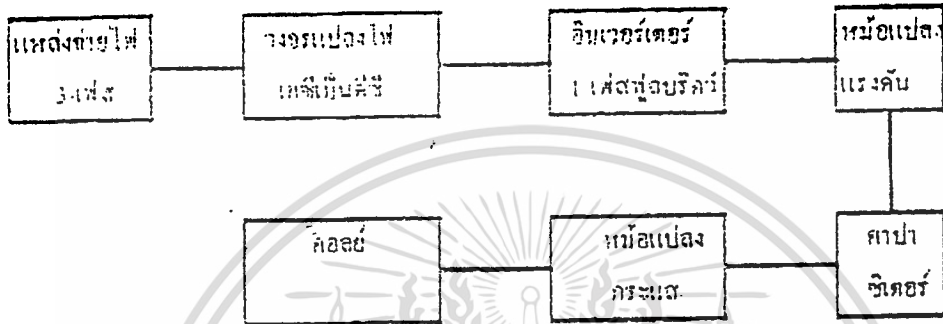
ในระบบที่เราจะนำมาใช้ในการควบคุมการทำงานของระบบหลัก ที่ซึ่งในระบบควบคุมนี้ จะใช้ที่กระแสต่ำ ๆ มาเป็นตัวควบคุม อินเวอร์เตอร์(inverter) ในที่นี้เราจะใช้เพาเวอร์มอสเฟต(Power Mosfet) มาเป็นตัวสวิทช์ (switching) เพราะจะมีความรวดเร็วในการสวิทช์ได้ดีกว่าอุปกรณ์จำพวกไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ (bipolar transistor) เพราะจะไม่มีกระแสชนประจุและสามารถใช้งานที่ได้เหมาะสมกับความถี่สูงและกำลังสูง



ระบบควบคุมนี้เราจะแสดงในลักษณะของบล็อกไดอะแกรม (Block Diagram)

1.3.2 ระบบหลัก (Main System)

จะเป็นในส่วนควบคุมโดยส่วนของระบบควบคุมที่ซึ่งในส่วนที่เป็นระบบหลัก นี้จะเป็นส่วนที่ใช้กระแสสูงมาจ่ายให้ที่คอยล์ (work coil) และเป็นส่วนที่ให้กำลัง และใช้โวลต์ ที่มีค่าสูงที่ซึ่งจะแสดงอยู่ในรูป 1.2



รูป 1.2 แสดงระบบที่เป็น main circuit

ในรูป 1.2 ส่วนที่เป็นคอนโทรลกระแส (Current Controller) จะเป็นส่วนควบคุมส่วนที่เหลือจะเป็นระบบแผน

รายละเอียดของขอบเขตของงาน

จะมีดังนี้

1. วงจรเฟสดีเทคเตอร์ (Phase Detector)
2. วงจรโลว์พาสฟิลเตอร์ (Low Pass Filter (LPF))
3. วงจรโวลต์แรงดันคอนโทรลอสซิลเลเตอร์ (Voltage Control Oscillator (VCO))
4. วงจรเดดไทม์ (Dead Time)
5. คำนวณหาพัลส์ทรานส์ฟอร์มเมอร์ (Pulse Transformer) และ พันท์ลัทรานส์ฟอร์มเมอร์
6. วงจรไดรฟ์ (Drive)
7. สร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ (inverter) ลงบนปรินซ์ พร้อมวงจรกันชน (snubber)
8. รีโซแนนซ์แทงก์เซอร์กิต (Resonant tank circuit)
9. คอระบบเข้าด้วยกันพร้อมทำการทดลอง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปัญหาในการทดลอง

ในการทดลองจะทดลองที่ความถี่รีโซแนนซ์เพื่อไม่ให้มอสเฟตเป็นอันตรายในการออกแบบ หม้อแปลงและคอยล์ที่ใช้ร่วมกับคาปาซิเตอร์จะต้องสอดคล้องกันซึ่งในการทดลองควรปรับความถี่ เพื่อหาจูลรีโซแนนซ์ - - -

1.4 ประโยชน์ที่ได้รับจากงาน Project

- ทำให้เข้าใจหลักการสร้างระบบเหนี่ยวนำความร้อนนี้แล้วสามารถที่จะนำไปประยุกต์ใช้ อย่างอื่นนอกจากที่จะชุบผิวให้แข็ง

- ทำให้เข้าใจหลักการทำงานที่เป็นพื้นฐานของอินเวอร์เตอร์ 1-เฟส และวงจรต่าง ๆ ที่ใช้งาน ใน Project นี้

- ทำให้รู้ถึงข้อแตกต่างของวงจร current fed กับ voltage fed

- สามารถสร้างหม้อแปลง ขึ้นมาใช้งานได้

- สามารถที่จะเรียนรู้เบอร์ ไอซี ต่าง ๆ มาใช้งานหลังจากเปิดคู่มือ

- สามารถที่จะสร้าง บล็อก ของงานอื่น ๆ ได้ และนำมาประยุกต์และพัฒนาได้

- ทำให้รู้จักส่วนที่เป็นวงจรหลัก และควบคุม โดยที่ใช้สัญญาณควบคุมนับเป็นทศคาไป โดยจะใช้อุปกรณ์บางตัวเป็นตัวแยกระหว่างวงจรหลัก กับวงจรควบคุม

- ทำให้มีความรู้ในด้านการใช้งานทางค่านิอิเล็กทรอนิกส์เพิ่มขึ้นพร้อมกับสัญญาณที่เกิดขึ้น จากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เพื่อที่ ใช้อุปกรณ์เบอร์ที่ใช้ได้เหมาะสมกับงาน

บทที่ 2.

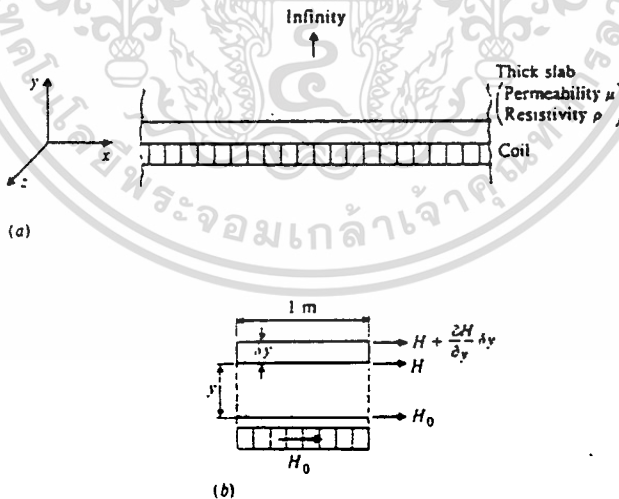
ทฤษฎีเกี่ยวกับเตาให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

2.1 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

ทฤษฎีการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ สามารถอธิบายให้เข้าใจได้ด้วยทฤษฎีของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า โดยการศึกษาทฤษฎีการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำกับชิ้นงานที่มีลักษณะขุดมคติ เรียกว่า ชิ้นงานที่มีความยาวจำกัด (Semi - infinite Slab) จะได้ผลเป็นสมการคณิตศาสตร์ที่ง่าย ในรูปของฟังก์ชันชานซ์และเอกซ์โปเนนเชียล ซึ่งช่วยให้เกิดความเข้าใจเกี่ยวกับกลไกในการเหนี่ยวนำความร้อนสำหรับชิ้นงานอื่นได้ดีโดยเฉพาะชิ้นงานทรงกระบอกตัน เพราะชิ้นงานที่มีความยาวจำกัด ก็คือชิ้นงานทรงกระบอกตันที่มีรัศมีเป็นอนันต์นั่นเอง

2.2 ปรากฏการณ์ผิว (Skin effect) สำหรับชิ้นงานแบบขุดมคติ

ชิ้นงานขุดมคติ เรียกว่า ชิ้นงานที่มีความยาวจำกัด มีข้อกำหนดให้ชิ้นงานมีลักษณะเป็นแผ่นเรียบ (โดยพิจารณาเป็นทรงกระบอกที่มีความยาวรัศมีเป็นอนันต์) และมีความหนาของชิ้นงานมากกว่าความลึกผิว (Skin depth) ซึ่งในทางคณิตศาสตร์ถือว่ามีความหนา มาก ดังในรูป 2.1



รูปที่ 2.1 พื้นผิวของขดลวดและชิ้นงาน

จากรูป 2.1 แสดงให้เห็นบริเวณพื้นผิวหน้าตัดที่แผ่ออกมาของชิ้นงาน ซึ่งมีลักษณะเป็นทรงกระบอกที่มีรัศมีเป็นอนันต์ และพิจารณาเฉพาะที่ความกว้างของชิ้นงานเป็น 1 เมตรเท่านั้น

บริเวณผิวของขดลวดมีความเข้มสนามแม่เหล็ก H_0 ซึ่งมีหน่วยเป็น แอมแปร์ / เมตร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะวิธีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และการไหลของกระแสในขดลวดขึ้นกับค่าความต้านทานของขดลวด และแรงดันที่ขับกระแสให้ไหลผ่านขดลวด นอกจากนี้ยังพิจารณาให้ขดลวดอยู่ใกล้กับบริเวณผิวของชิ้นงานมาก จึงกำหนดให้ความเข้มสนามแม่เหล็ก H_0 ของขดลวดมีค่าเท่ากับความเข้มสนามแม่เหล็กของชิ้นงาน

ในการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ จะมีความเข้มสนามแม่เหล็ก H_0 เป็นปริมาณเวกเตอร์ซึ่งมีค่าเปลี่ยนแปลงตามเวลาในทิศทางตามแกน X ทำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy Current) ที่บริเวณผิวของชิ้นงานในทิศทางแกน Z และแกน Y เป็นทิศทางตามความหนาของชิ้นงาน

สภาวะเงื่อนไขจำกัดขอบเขตของสนามแม่เหล็กที่ผิวชิ้นงานดังนี้

$$\begin{aligned} H_x (y = 0) &= H_{0m} \cos \omega t \\ H_y &= 0 \\ H_z &= 0 \end{aligned} \quad (2.1)$$

โดย H_{0m} เป็นค่าสูงสุด (Peak value) ของ H_x ที่บริเวณผิว ($y = 0$)

การกระจายของความเข้มสนามแม่เหล็ก (H) , สนามไฟฟ้า (E) , และความหนาแน่นของกระแส (J) ในชิ้นงานที่ค่าความถี่ต่ำ (ไม่เกิน 10^{10} Hz) สามารถอธิบายได้ด้วยสมการดังต่อไปนี้

$$\begin{aligned} \nabla^2 H &= \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial H}{\partial t} \\ \nabla^2 E &= \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial E}{\partial t} \\ \nabla^2 J &= \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial J}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.2)$$

และสมการเกี่ยวกับปรากฏการณ์ผิว สามารถแสดงได้ด้วยรูปแบบของสมการ H ดังนี้

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

แต่ $H_y = H_z = 0$ ดังนั้น จะได้ $H = H_x$ เท่านั้น และไม่มีการเปลี่ยนแปลงของสนามแม่เหล็กในทิศทางตามแกน X และแกน Y เพราะฉะนั้น

$$\begin{aligned} \nabla^2 H &= \frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} \\ \frac{\partial^2 H_x}{\partial y^2} &= \frac{\mu}{\rho} \frac{\partial H_x}{\partial t} \end{aligned} \quad (2.3)$$

จาก $H_x = H_x(y) \cos \omega t$ โดย $H_x(y)$ เป็นการเปลี่ยนแปลงค่า H_x เมื่อเทียบกับแกนทิศทางความหนา y และสามารถเขียนในรูปเอ็กซ์โปเนนเชียลได้เป็น $H_x(y) \exp(j\omega t)$ แล้วนำไปแทนค่าในสมการ 2.2

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

แทนค่า $\alpha^2 = \mu\omega / 2\rho$ ดังนั้น

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

ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการดิฟเฟอเรนเชียลในรูปแบบง่าย ๆ ดังนี้

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

โดย $k^2 = 2j\alpha^2$ และจากการแก้สมการจะได้เป็น

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

ซึ่ง A_1, A_2 สามารถหาได้โดยแทนค่า $y = \infty$ จะได้ H_x ที่มีค่าจำกัดและ $A_1 = 0$ ส่วนที่ $y = 0$ จะได้ $H_x = H_{om} \exp(j\omega t)$ ดังนั้น

$$H_x(y) = H_{om} \exp(-\alpha y \sqrt{2j}) \exp(j\omega t);$$

แต่ $\sqrt{2j} = 1 + j$ สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$\begin{aligned} H_x(y) &= H_{om} \exp[-(1+j)\alpha y + j\omega t] \\ &= H_{om} \exp(-\alpha y) \exp[j(\omega t - \alpha y)]. \end{aligned}$$

ทำสมการให้อยู่ในรูปส่วนจริงโดย

$$H_x(y) = H_{om} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y). \quad (2.4)$$

ซึ่งเป็นสมการที่สำคัญของการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

2.2.1 ความลึกผิว (Skin depth)

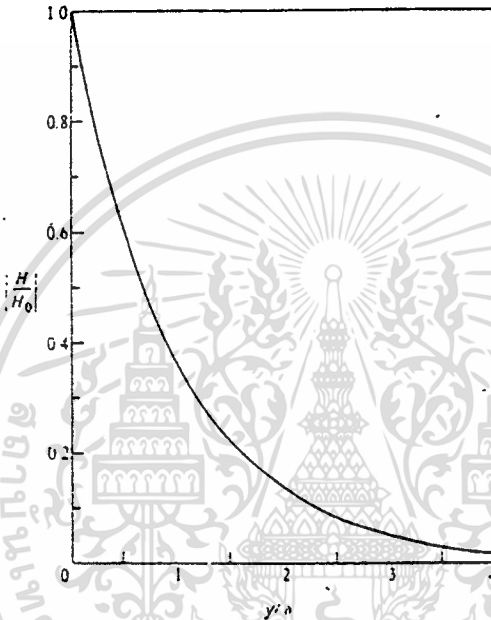
1. ที่บริเวณผิว เมื่อ $y = 0$. $H_x = H_{om} \cos \omega t$ ดังอธิบายได้ในสมการ 2.1

2. ที่ความลึกระยะใด ๆ ขนาดของความเข้มสนามแม่เหล็กจะมีลักษณะเป็นเอ็กซ์โปเนนเชียลและมีเฟสตามหลังค่า H ที่บริเวณผิวอยู่ $-\alpha y$ แม้ว่าจะมีความถี่เดียวกัน

เมื่อ $y = 1/\alpha$ ขนาดของสนามแม่เหล็กจะเป็น e^{-1} เท่าของค่าที่บริเวณผิว และมีมุมเฟสเปลี่ยนแปลงไป 1 เรเดียน (57.3°) ดังนั้น ที่ความลึกนี้ สนามแม่เหล็กจะมีขนาดเป็น $1/e = 0.368$ เท่าของค่าที่บริเวณผิว ซึ่งค่าที่ได้นี้มีความสำคัญมากเรียกว่า ความลึกผิว (Skin depth หรือ Depth of penetration) มีค่าตัวแปรเป็น δ แต่ค่าที่ได้นี้ไม่ได้หมายความว่า ที่ระยะมากกว่าความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลึกลับ จะไม่มีสนามแม่เหล็กอยู่ โดยจะเห็นได้จาก ที่ระยะเป็น 2 เท่าของความลึกลับ ($y = 2/\alpha$) ขนาดของสนามแม่เหล็กจะมีค่าเป็น $e^{-2} H_{om}$ ($0.135 H_{om}$) ซึ่งเป็นค่าที่น้อยมาก โดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง H / H_0 และ y / δ ได้ดังรูป 2.2



รูป 2.2 แสดงความเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กและความลึกลับ

จาก $\alpha^2 = \mu\omega/2\rho$ จะได้เป็น

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} \quad (2.5)$$

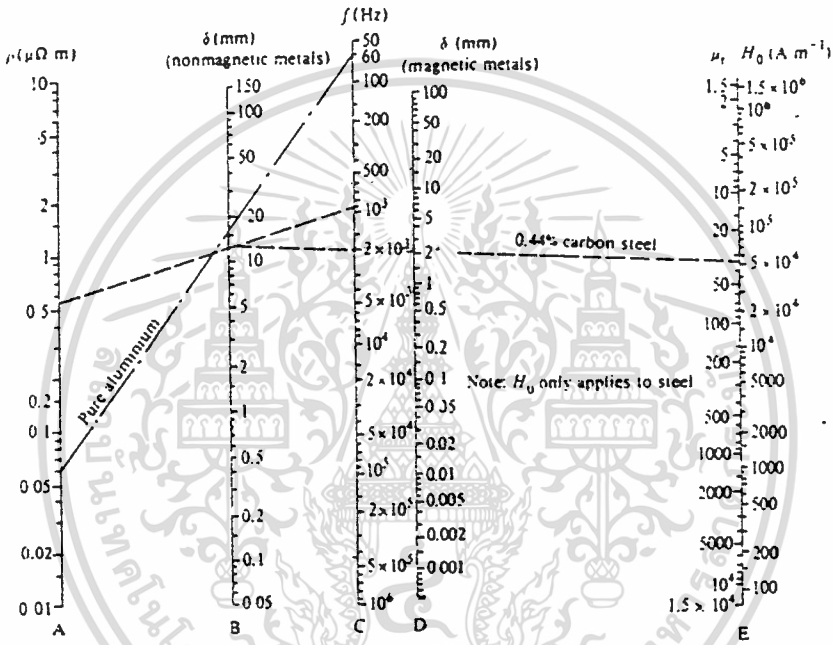
โดย $\mu = \mu_r \mu_0$

จะเห็นว่า ความลึกลับเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ สัมประสิทธิ์ความต้านทาน (Resistivity) และเป็นสัดส่วนผกผันกับ ค่าความซึมซาบของแม่เหล็ก (Permeability) และความถี่ (Frequency)

จากรูป 2.3 จะเห็นว่า สเกล A, B, C แสดงให้เห็นค่าความลึกลับของวัสดุที่ไม่ใช่สารแม่เหล็ก (Non-ferromagnetic) เช่น โลหะที่ไม่ใช่เหล็ก และเหล็กที่มีอุณหภูมิสูงกว่าจุดคูรี (Curie point) สำหรับเหล็กที่อุณหภูมิต่ำกว่าจุดคูรี (Curie point) ค่า μ_r สามารถเปลี่ยน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แปลงได้ตามลักษณะของ H_0 โดยพิจารณาจากสเกล B และ E จะทำให้ได้ค่าประมาณของความลึกผิวจากสเกล B



รูป 2.3 การหาความลึกผิวโดยใช้กราฟ

2.2.2 ความหนาแน่นของกระแส (J) , ความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (B) , และ สนามไฟฟ้า (E)

จากสมการ 2.4 และ $B = \mu H$ โดยกำหนดให้เส้นแรงแม่เหล็กมีการกระจายเป็นลักษณะเชิงเส้น ดังนี้

$$B_x(y) = B_{0m} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y). \quad (2.6)$$

จากสมการของแมกซ์เวลล์ (Maxwell Equation) ที่ค่าความถี่ต่ำ ๆ จะได้ $J = \text{curl } H$ โดย J เป็นค่าความหนาแน่นของกระแสที่ระยะใด ๆ ของชั้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\nabla \times \mathbf{H} = \begin{vmatrix} \mathbf{i} & \mathbf{j} & \mathbf{k} \\ \frac{\partial}{\partial x} & \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial z} \\ H_x & H_y & H_z \end{vmatrix}$$

แต่ $H_y = H_z = 0$ และ H ไม่มีการเปลี่ยนแปลงในแนวแกน x และแกน z ดังนั้น

$$\nabla \times \mathbf{H} = \begin{vmatrix} \mathbf{i} & \mathbf{j} & \mathbf{k} \\ 0 & \frac{\partial}{\partial y} & 0 \\ H_x & 0 & 0 \end{vmatrix}$$

จะได้ว่า

$$\begin{aligned} J_z &= -k \frac{\partial H_x}{\partial y} = k \left\{ -\exp(j\omega t) \left[\frac{\partial}{\partial y} \exp(-\alpha y \sqrt{2j}) \right] \right\} H_{0m} \\ &= k [\alpha \sqrt{2j} \exp(-\alpha y \sqrt{2j} + j\omega t)] H_{0m} \end{aligned}$$

(ส่วนจริง)

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

$$\begin{aligned} J_z &= k [\alpha \sqrt{2} \exp(-\alpha y (1+j) + j\omega t + j\pi/4)] H_{0m} \\ &= k \alpha \sqrt{2} H_{0m} [\exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y + \pi/4)]. \end{aligned} \quad (2.7)$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่า J ทำมุมกับ H อยู่ 45°

เมื่อ $y = 0$,

$$J_{z0} = \sqrt{2} H_{0m} \alpha \exp[j(\omega t + \pi/4)] = \sqrt{2} H_{z0} \alpha \exp(j\pi/4).$$

ดังนั้น

$$J_z(y) = J_{0m} \exp(j\omega t - \alpha y \sqrt{2j}) = J_{0m} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y). \quad (2.8)$$

แสดงว่า J_z มีลักษณะการเปลี่ยนแปลงค่าเช่นเดียวกับ H และ B โดยมีความสัมพันธ์กับค่าที่บริเวณผิวทั้งสิ้น

และจาก $\mathbf{E} = \rho \mathbf{J}$ จะได้ว่า

$$\mathbf{E}_z = \rho \mathbf{J}_z = \rho J_{0m} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y). \quad (2.9)$$

เพราะฉะนั้น ปริมาณทางแม่เหล็กไฟฟ้า (H , B , J , และ E) จะต้องอ้างอิงถึงค่าความลึกผิว (Skin depth) ทั้งสิ้น โดยใช้ H เป็นค่าเริ่มต้น และเป็นการเปรียบเทียบกับค่าที่บริเวณผิว ซึ่งมีความสัมพันธ์ทางมุมเฟสของปริมาณต่าง ๆ แตกต่างกันไป ดังนั้น จากรูป 2.2 เราสามารถพิจารณาแปลงค่าจาก $|H/H_0|$ ให้เป็น $|B/B_0|$, $|J/J_0|$ และ $|E/E_0|$ ได้

2.2.3 ปริมาณกระแสทั้งหมด (Total current)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 \text{กระแส / ความกว้าง } 1 \text{ m} &= \int_0^{\infty} J_z dy (\times 1) = \int_0^{\infty} J_{0m} \exp(-\alpha y) \cos(\omega t - \alpha y) dy \\
 &= J_{0m} \text{ Real part of } \int_0^{\infty} \exp[j\omega t - (1+j)\alpha y] dy \\
 &= J_{0m} \text{ Real part of } \left[\frac{\exp[j\omega t - (1+j)\alpha y]}{-(1+j)\alpha} \right]_{y=0}^{\infty} \\
 &= J_{0m} \text{ Real part of } \frac{\exp(j\omega t)}{(1+j)\alpha} = \frac{J_{0m}}{\alpha} \frac{\exp(j\omega t)}{\sqrt{2} \exp(j\pi/4)} \\
 &= \frac{J_{0m}}{\sqrt{2}\alpha} \cos(\omega t - \pi/4). \tag{2.10}
 \end{aligned}$$

ดังนั้น ปริมาณกระแสทั้งหมดต่อ 1 หน่วยความกว้าง มีเฟสตามหลังค่าความหนาแน่นกระแสอยู่ 45° และจากสมการ 2.8 ได้ว่า

$$\begin{aligned}
 J_{0m} &= \sqrt{2} H_{0m} \alpha \exp j(\omega t + \pi/4) \\
 \text{ดังนั้น} \\
 \text{กระแส/ความกว้าง } 1 \text{ m} &= (\sqrt{2} H_{0m} \alpha \exp j(\omega t + \pi/4)) \frac{\exp(-j\pi/4)}{\sqrt{2}\alpha} \\
 &= H_{0m} \exp(j\omega t). \tag{2.11}
 \end{aligned}$$

เพราะฉะนั้น ค่ากระแส / ความกว้าง 1 m จะมีค่าเท่ากับค่า H ที่บริเวณผิว หรืออาจจะพิจารณาจากการอินทิกรัลเชิงเส้น $\int H dl$ ของกระแสทั้งหมด จะเห็นว่า H ไม่มีการกระจายในทิศทางแกน y ดังนั้น จะได้ $(H_{0m} \times 1) = (I)$ ทำให้ $|I| = |H_{0m}|$ ซึ่งปริมาณทั้งสองมีเฟสตรงกัน (in phase)

2.3 กำลังไฟฟ้าและเส้นแรงแม่เหล็กในโรงงานแบบอุดมคติ

2.3.1 กำลังสูญเสีย (Loss)

กำลังสูญเสียต่อพื้นที่ผิว (P) สามารถหาได้จากการอินทิเกรต ρJ^2 ทั่วทั้งปริมาตรภายใต้ 1 คาบของเวลา

$$\begin{aligned}
 \mathcal{P} &= \int_0^{\infty} \rho J_z^2 dy (\times 1 \times 1) \\
 &= \rho J_{0m}^2 \int_0^{\infty} \exp(-2\alpha y) \cos^2(\omega t - \alpha y) dy dt.
 \end{aligned}$$

ซึ่งค่า \cos^2 สามารถอินทิเกรตออกมาเป็นค่าเฉลี่ยของ \sin^2 มีค่าเท่ากับ 0.5 และที่ค่า y ใด ๆ ให้ αy แสดงถึงการเปลี่ยนแปลงมุมเฟส แต่ไม่มีผลต่อค่าอินทิเกรต ดังนั้น ค่ากำลังสูญเสียที่อยู่ในรูป วัตต์ / ตารางเมตร จะได้เป็น

$$\mathcal{P} = \frac{\rho J_{0m}^2}{2} \int_0^{\infty} \exp(-2\alpha y) dy$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{\rho J_{0m}^2}{4\alpha} = \frac{\rho J_{0m}^2 \delta}{4} \quad (2.12)$$

แต่ $|J_{0m}| = \sqrt{2}|H_{0m}|\alpha = \sqrt{2}|H_{0m}|/\delta$ เพราะฉะนั้น

$$\mathcal{P} = \frac{\rho H_{0m}^2}{2\delta} = \frac{\rho H_0^2}{8} \quad (2.13)$$

โดย H_0 เป็นค่า rms ของค่า H ที่บริเวณผิว

จะเห็นว่า กำลังสูญเสียจะกระจายตลอดความลึกของชิ้นงาน ดังนั้น สามารถหาค่ากำลังสูญเสียในรูปเปอร์เซ็นต์ได้โดยคิดค่ากำลังสูญเสียที่ระยะ y ต่อกำลังสูญเสียทั้งหมด ได้ดังนี้

$$\frac{\mathcal{P}_y}{\mathcal{P}} = \frac{\text{Loss up to a depth } y}{\text{Total loss}} = \frac{[\exp(-2\alpha y)]_0^y}{[\exp(-2\alpha y)]_0^\infty} = \frac{\exp(-2\alpha y) - 1}{0 - 1} = 1 - \exp(-2\alpha y) \quad (2.14)$$

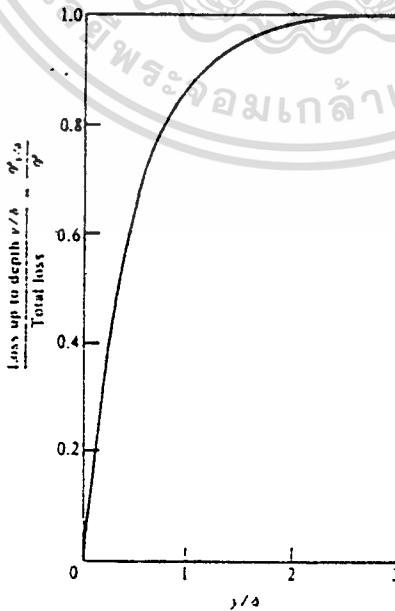
ที่ระยะ $y = 1/\alpha = \delta$,

$$\mathcal{P}_y/\mathcal{P} = 1 - \exp(-2) = 1 - 0.135 = 0.865.$$

ที่ระยะ $y = 2/\alpha = 2\delta$,

$$\mathcal{P}_y/\mathcal{P} = 1 - \exp(-4) = 1 - 0.018 = 0.982.$$

ซึ่งแสดงให้เห็นว่า ค่ากำลังสูญเสียโดยส่วนใหญ่มักเกิดขึ้นที่ระยะความลึกผิว (δ) และเพียงเล็กน้อยเท่านั้นที่เกิดในระยะหลังจาก 2 เท่าของความลึกผิว (2δ)



รูปที่ 2.4 แสดงกำลังสูญเสียที่ความลึกต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ 2.14 สามารถแสดงได้ดังรูป 2.4 ซึ่งชี้ให้เห็นว่า ค่ากำลังสูญเสียส่วนใหญ่เกิดขึ้นที่ระยะความลึกผิว โดยที่ระยะนี้จะถูกให้ความร้อนโดยตรง แต่ส่วนที่เหลือของชิ้นงานยังคงมีคุณสมบัติดั้งเดิม ดังนั้นในการออกแบบการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสามารถทำได้โดยใช้ความถี่ที่มีผลทำให้ มีขนาดเล็ก และความหนาแน่นของกำลังสูญเสียมากที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้

2.3.2 ปริมาณเส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมดและค่าตัวประกอบกำลัง (Power factor)

ปริมาณเส้นแรงแม่เหล็กในชิ้นงาน ต่อความกว้าง 1 เมตร สามารถหาได้จากการอินทิเกรต $B_x(y)dy$ ตลอดทั่วทั้งชิ้นงาน ดังนั้นจากสมการ 2.6

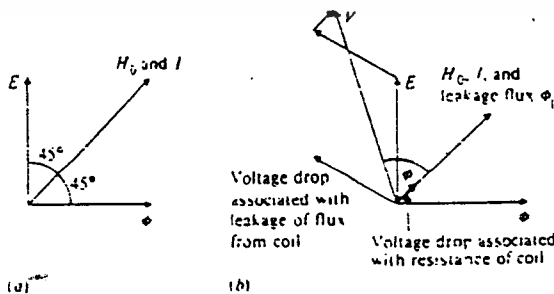
$$\begin{aligned}\Phi &= \mu H_{0m} \int_0^{\infty} \exp [j\omega t - (1+j)\alpha y] (dy \times 1) \\ &= \frac{\mu H_{0m}}{\sqrt{2}\alpha} \cos (\omega t - \pi/4).\end{aligned}\quad (2.15)$$

แสดงว่า ปริมาณฟลักซ์ทั้งหมดต่อเมตรเป็นสัดส่วนโดยตรงกับ H_{0m} และมีมุมเฟสตามหลังอยู่ 45° และจากสมการ 2.11 พบว่า ปริมาณกระแสทั้งหมดมีมุมเฟสตรงกับ H_0 ดังนั้นเส้นแรงแม่เหล็กที่บริเวณผิวจะมีมุมเฟสตรงกับ H_{0m} แต่ปริมาณฟลักซ์ทั้งหมดจะมีมุมเฟสตามหลังเส้นแรงแม่เหล็กที่บริเวณผิวอยู่ 45°

ถ้า e.m.f. สามารถหาได้โดยการดิฟเฟอเรนเชียล เทียบกับเวลา

$$E = N \frac{d\Phi}{dt} = \frac{-\mu H_{0m} N \omega}{\sqrt{2}\alpha} \sin (\omega t - \pi/4) = \frac{\mu H_{0m} N \omega}{\sqrt{2}\alpha} \cos \left(\omega t + \frac{\pi}{4} \right).\quad (2.16)$$

ค่า Power factor ของชิ้นงานเป็นความแตกต่างทางเฟสเซอร์ระหว่าง E และ I ดังรูป 2.5(a) ถ้าให้กระแสมีมุมเฟสตามหลัง (lag) e.m.f. อยู่ 45° ดังนั้น จะได้ค่าตัวประกอบกำลัง มีค่ามุมตามเท่ากับ 0.707 ซึ่งชี้ให้เห็นว่า ความต้านทาน มีค่าเท่ากับ รีแอกแตนซ์ ซึ่งขดลวดกระตุ้นอยู่ในสภาวะทางอุดมคติ แต่ในทางปฏิบัติแล้วขดลวดมีรีแอกแตนซ์เนื่องจากฟลักซ์รั่วไหล เกิดขึ้นซึ่งทำให้ค่าตัวประกอบกำลังต่ำลง และจะเกิดแรงดันตกคร่อมความต้านทานของขดลวด ดังแสดงในรูป 2.5(b)



รูปที่ 2.5 (a) แสดงเฟสเซอร์โวลเตจและกระแสทางอุดมคติของชิ้นงาน

(b) แสดงเฟสเซอร์โวลเตจและกระแสที่รวมผลความต้านทานและรีแอกแตนซ์เนื่องจากฟลักซ์รั่วซึม

รูปแบบวงจรสมมูลของชิ้นงานดังในรูป 2.6 แสดงให้เห็นถึงแกนเหล็กที่มีคุณสมบัติพิเศษ คือมีค่าความต้านทาน และรีแอกแตนซ์ เท่ากัน โดยเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดขึ้นที่รีแอกแตนซ์ เรียกว่า ฟลักซ์สร้างสนามแม่เหล็ก (Magnetizing flux)

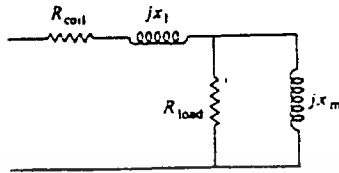


Figure 12.6 Equivalent circuit for slab.

รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลของชิ้นงาน

2.4 กำลังไฟฟ้าที่หาได้จากพอยนติงเวกเตอร์ (Poynting Vector)

กำลังไฟฟ้าที่ผ่านมายังบริเวณผิวของชิ้นงาน (วัตต์ / ตารางเมตร) สามารถหาได้โดยใช้พอยนติงเวกเตอร์ (Poynting Vector) ดังนี้

$$\mathcal{P} = \text{Re} (E \times H^*) \quad (2.17)$$

จากสมการ 2.8,

$$E_0 = \rho J_0 = \sqrt{2} \rho H_{0m} \alpha \exp[j(\omega t + \pi/4)],$$

ดังนั้น

$$\mathcal{P} = \text{Re} \left(\sqrt{2} \rho H_{0m}^2 \alpha \frac{(1+j)}{\sqrt{2}} \right)$$

ค่าที่ได้เป็นค่าความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้า (Power density) ในขณะใด ๆ แต่ H เป็นปริมาณที่เป็นค่าชาชน ดังนั้นค่าความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้า โดยเฉลี่ย จะเป็น

$$\begin{aligned} \mathcal{P} &= \rho H_{0m}^2 / 2\delta \\ &= \rho H^2 / \delta. \end{aligned}$$

ซึ่งเป็นเหมือนกับสมการ 2.13

ในทำนองเดียวกัน กำลังไฟฟ้าเสมือน (Reactive power) ในหน่วย วัตต์ / ตารางเมตร สามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned} \mathcal{Q} &= \text{Im} (E \times H^*), \\ &= \text{Im} \left(\sqrt{2} \rho H_{0m}^2 \alpha \frac{1+j}{\sqrt{2}} \right) \\ &= \rho H_{0m}^2 \alpha. \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะเห็นว่า ค่ากำลังไฟฟ้าจริง และกำลังไฟฟ้าเสมือน มีค่าเท่ากัน เนื่องจากตัวประกอบ กำลังไฟฟ้า (Power Factor) มีค่าเป็น 0.707 โดยกำหนดให้ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก (μ) มีค่าคงที่

2.5 การถ่ายเทความร้อน

ทั้งผู้ออกแบบและผู้ใช้เตาความร้อนแบบเหนี่ยวนำ ยังคงเกี่ยวข้องกับการคำนวณการไหลของความร้อน (Heat Flow) ดังนั้นจึงต้องเรียนรู้ถึงหลักการ, สูตรคณิตศาสตร์ จากทฤษฎีพื้นฐานต่าง ๆ เพื่อช่วยให้เข้าใจการทำงานในส่วนการถ่ายเทความร้อนของเตาความร้อนแบบเหนี่ยวนำได้ดียิ่งขึ้น

2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้า, อุณหภูมิเฉลี่ยและเวลา

ถ้าแผ่นโลหะบาง ๆ (slab) ถูกให้ความร้อนที่ผิวสองด้านอย่างสม่ำเสมอโดยให้ความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้าคงที่ (หน่วยคือ W/m^2) และไม่มีความร้อนสูญเสียใด ๆ แผ่นโลหะจึงเก็บความร้อนไว้ได้ทั้งหมด

พลังงานที่ให้ไป = พลังงานที่เก็บสะสม

พลังงานที่ให้ไป = $2Pt$ (พื้นที่ผิว)

พลังงานที่เก็บสะสม = $\theta_m(\text{ปริมาตร})(C \gamma)$

เมื่อ b = ความหนาของแผ่นโลหะ (เมตร)

C = ค่าคงที่ความร้อน (จูล/กิโลกรัม - เคลวิน)

γ = ความหนาแน่น (กิโลกรัม/ลูกบาศก์เมตร)

ดังนั้น

$$P = \frac{\theta_m(\text{ปริมาตร})(C \gamma)}{2(\text{พื้นที่ผิว})} = \frac{\theta_m b(C \gamma)}{2t} \quad (2.18)$$

ข้อสังเกต คือ คำนี้นขึ้นอยู่กับพื้นที่ผิว

ทำนองเดียวกัน ถ้าเป็นทรงกระบอก

พลังงานที่ให้ = $P(2\pi Rl)$

พลังงานที่สะสม = $\theta_m(\pi R^2 l)(C \gamma)$

เมื่อ R คือรัศมีของทรงกระบอก

$$P = \frac{\theta_m R(C \gamma)}{2t} \quad (2.19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ R คือรัศมีของทรงกระบอก

ดังนั้น

$$P = \frac{\theta_0 R (C \gamma)}{2t}$$

(2.19)

ข้อสังเกต คือ จากสมการที่ 2.2 แสดงให้เห็นว่า ค่า P ไม่ขึ้นกับความยาวของทรงกระบอก ค่า θ_m ที่ตั้งขึ้นมาเรียกค่าอุณหภูมิเฉลี่ย (Mean Temperature) มันไม่สามารถบอกค่าการกระจายของอุณหภูมิจริงได้

2.7 การกระจายอุณหภูมิในแท่งโลหะทรงกระบอก(Billet)

ปัญหาของการกระจายอุณหภูมิในแท่งทรงกระบอก ซึ่งมีรัศมี R และมีค่าพลังงานที่ให้แก่พื้นผิว (Surface power input) (P_0) คงที่ (หน่วย W/m^2) นั้นได้สรุปวิธีแก้ปัญหาไว้ดังนี้

$$\theta = \frac{P_0 R}{k} \left[2\tau + \frac{r^2}{2R^2} - \frac{1}{4} - 2 \sum_{n=1}^{\infty} e^{-\beta_n^2 \tau} \frac{J_0[\beta_n (r/R)]}{\beta_n^2 J_0(\beta_n)} \right]$$

(2.20)

เมื่อ θ = อุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นที่รัศมี r หลังจากเวลา t (K)

τ = เวลาในสถานะปกติ(normalized time) [$Kt/\gamma CR^2$] (ไม่มีหน่วย)

(2.21)

K = ส.ป.ส) การนำความร้อน ($Wm^{-1}K^{-1}$)

t = เวลา (s)

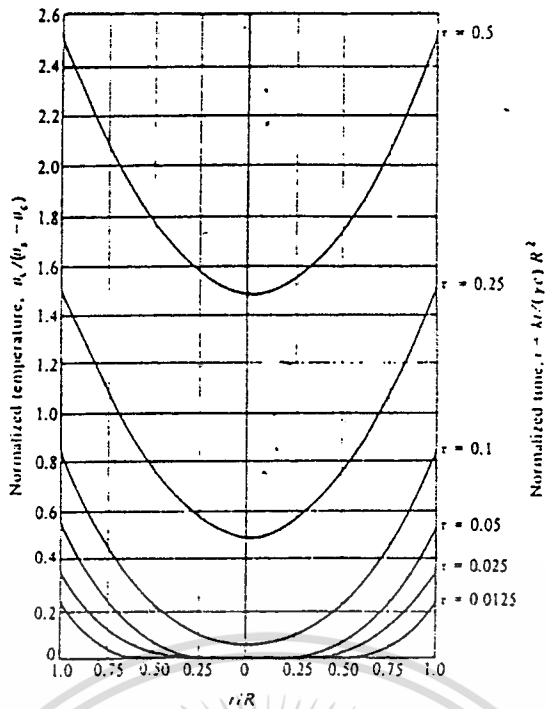
สมการข้างล่างนี้แสดงให้เห็นว่าที่สถานะคงตัว(Steady - state) ค่า $2(\theta_s - \theta_c)$, ค่าความแตกต่างของอุณหภูมิจากผิวกับจุดศูนย์กลาง สามารถเขียนเป็นความสัมพันธ์ได้ใหม่จากสมการ 2.20 ได้เป็น

$$\left[\frac{\theta}{\theta_s - \theta_c} \right] = 2 \left[2\tau + \frac{r^2}{2R^2} - \frac{1}{4} - 2 \sum_{n=1}^{\infty} e^{-\beta_n^2 \tau} \frac{J_0[\beta_n (r/R)]}{\beta_n^2 J_0(\beta_n)} \right]$$

(2.22)

เทอมที่อยู่ใน Σ จะมีการเพิ่มขึ้นแบบทรานเซียน ซึ่ง $J_0(x)$ คือเบสเซล ฟังก์ชัน ชนิดที่หนึ่ง (Bessel function of the first kind) เป็นลำดับที่ศูนย์ และ β_n เป็นค่าบวกเมื่อ $J_1(\beta) = 0$

กราฟระหว่าง $\theta/(\theta_s - \theta_c)$ กับ r/R และค่า τ ต่าง ๆ ซึ่งแสดงให้เห็นในรูป 2.7 ช่วงทรานเซียน การไหลของความร้อนจะทำให้อุณหภูมิที่ผิวนอกเพิ่มขึ้นเร็วกว่าจุดศูนย์กลางมากที่ $\tau = 0.25$ เทอมที่เป็นผลรวม (Σ) จะมีค่าเท่ากับ 0 และการกระจายอุณหภูมิจะเป็นแบบพาราโบลา และเมื่อ τ มีค่ามากกว่า 0.25 รูปกราฟยังคงเหมือนเดิม ซึ่งทุกส่วนจะมีอุณหภูมิเพิ่มขึ้นในอัตราเท่าเดิม



รูป 2.7 แสดงการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิเทียบกับรัศมีของทรงกระบอก (กำลังที่ป้อนให้ที่ผิว) กับเวลาในสภาวะปกติ (τ)

เมื่อ $\tau > 0.25$ ใช้วิธีนี้

$$\theta = \frac{\mathcal{P}_0 R}{k} \left(2\tau + \frac{r^2}{2R^2} - \frac{1}{4} \right) \quad (2.23)$$

ที่พื้นผิว คือ $r/R = 1$

$$\theta_s = \frac{\mathcal{P}_0 R}{k} \left(2\tau + \frac{1}{4} \right) \quad (2.24)$$

ที่จุดศูนย์กลาง $r = 0$ ดังนั้น

$$\theta_c = \frac{\mathcal{P}_0 R}{k} \left(2\tau - \frac{1}{4} \right) \quad (2.25)$$

ดังนั้นจะได้

$$(\theta_s - \theta_c)_{r=0.25} = \frac{\mathcal{P}_0 R}{2k} \quad (2.26)$$

ในทางอุดมคติคือ ไม่มีการสูญเสียเนื่องจากการแผ่รังสีและความร้อนสามารถให้กับพื้นผิวได้ทั้งหมด และความแตกต่างของอุณหภูมิตั้งแต่ที่พื้นผิว และจุดศูนย์กลางคือ อุณหภูมิที่ตกคร่อมระหว่างแผ่นโลหะหนา $R/2$ ซึ่งมีความหนาแน่นของกำลังที่ให้แก่พื้นผิว (Surface power density input) (\mathcal{P}_0) ที่ $\tau > 0.25$ ซึ่งนำสมการ 2.23 มาจัดรูปใหม่โดยใช้สมการ 2.24 และ 2.25 จะได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\theta = \theta_c + (\theta_s - \theta_c) \frac{r^2}{R^2}, \quad \frac{\theta - \theta_c}{\theta_s - \theta_c} = \frac{r^2}{R^2} \quad (2.27)$$

$$\frac{\theta_c}{\theta_s - \theta_c} = 2\left(2\tau - \frac{1}{4}\right) \quad (2.28)$$

$$\frac{\theta}{\theta_s - \theta_c} = \left(4\tau - \frac{1}{2}\right) + \frac{r^2}{R^2} \quad (2.29)$$

การวิเคราะห์แบบนี้จะทำให้คำนวณความแตกต่างของอุณหภูมิได้ถูกต้องขึ้น ถ้าทุกส่วนของแท่งทรงกระบอกมีอุณหภูมิเพิ่มขึ้นในอัตราส่วนเท่ากัน แสดงว่ากำลังงานที่ป้อนให้มันย่อมเท่า ๆ กันทุก ๆ ปริมาตร ซึ่งจะนำไปตามสมการ

พลังงานที่ให้แก่ปริมาตรของชิ้นงาน (element volume) = $P_v dt dv$

พลังงานที่สะสมในปริมาตรของชิ้นงาน (element volume) = $(CY) dv d\theta$

$$\frac{d\theta}{dt} = \frac{P_v}{CY} \quad (2.30)$$

ซึ่ง P_v ก็คือกำลังต่อหนึ่งหน่วยปริมาตร (W/m^3) ดังนั้น ถ้า $d\theta/dt$ เป็นค่าคงที่ โดย P_v มีค่าเท่ากันตลอดทั้งปริมาตรและเท่ากับผลรวมของกำลังที่ผิวหารด้วยปริมาตรรวม ซึ่งจะสัมพันธ์กับความหนาแน่นของกำลัง (Power density) ที่รัศมีใด ๆ

$$P_r = P_v (r/2) \quad W/m^2 \quad (2.31)$$

จะเห็นได้ว่าความหนาแน่นของกำลัง จะเป็นสัดส่วนกับรัศมีซึ่งกำลังนี้จะถูกส่งผ่านโดยการนำความร้อน

ข้อสังเกต เทอมแรกของสมการ 2.13 ($2\tau P_0 R/K$) สามารถจัดรูปใหม่เป็น $2P_r Y_0 R$ ซึ่งก็คือค่า θ_m ในสมการ 2.19 ซึ่งเป็นเทอมที่เพิ่มขึ้นอย่างคงที่เมื่อเวลาเพิ่มขึ้น และ $(r^2/2R^2 - 1/4)$ แสดงถึงการกระจายอุณหภูมิที่เป็นแบบพาราโบลาและค่าอุณหภูมิเฉลี่ย (Mean Temperature) จะหาได้ที่รัศมีซึ่งทำให้วงเล็บนี้เป็นศูนย์ คือที่ $r = R/2 = 0.070 R$

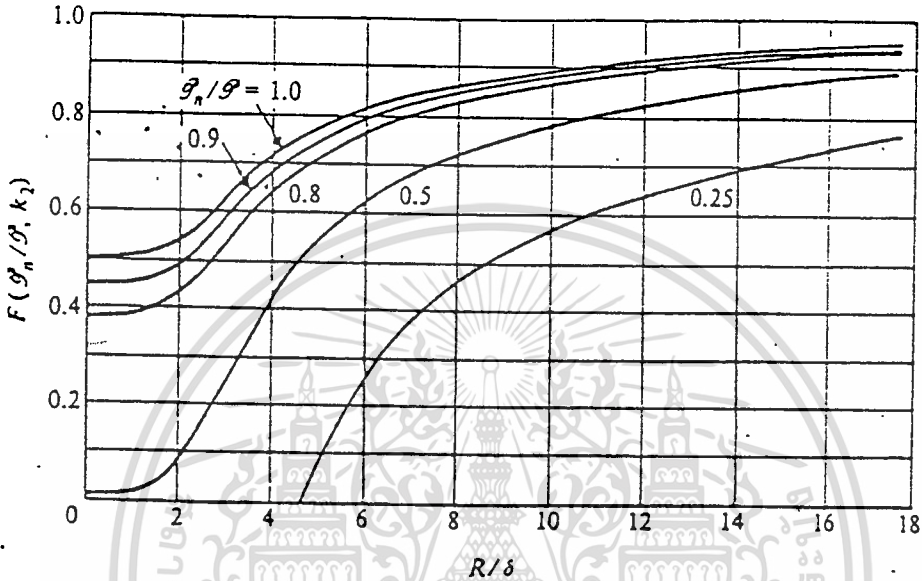
2.8 ชิ้นงานแบบทรงกระบอกและผลจากการแผ่รังสี

การแผ่รังสีนั้นเป็นการสูญเสียความร้อนที่ผิวอย่างง่าย ซึ่งจะปลดกำลังงานที่ป้อนให้ที่ผิวซึ่งในทางทฤษฎีนั้นใช้ P_w แทนความหนาแน่นของกำลังสุทธิหลังจากตัดการแผ่รังสีแล้วแทนค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



P_o ซึ่งการกระจายอุณหภูมิยังคงเป็นแบบพาราโบลา แต่ค่า $(\theta, -\theta_s)$ จากสมการ 2.26 จะถูกลดค่าลงโดย P_n/P_o

การคำนวณการแผ่รังสีนี้เกี่ยวข้องกับหัวข้อ 2.9



รูปที่ 2.8 ค่าแก้ไข (Correction factor) สำหรับการกระจายอุณหภูมิเนื่องจากการแผ่รังสี และสัมพันธ์กับความลึกผิว (Current depth) สำหรับทรงกระบอก

2.9 การแผ่รังสี

การสูญเสียโดยการแผ่รังสี (หน่วยเป็น W/m^2) นั้นใช้กฎของสเตฟาน-โบลซมาน (Stefan - Boltzmann)

$$P_r = \frac{5.67}{10^8} \Sigma \theta_s^4 \quad (2.32)$$

ซึ่งค่า Σ = ส.ป.ส. การแผ่รังสีที่ผิว (ไม่มีหน่วย)

θ_s = อุณหภูมิที่ผิวโดยสัมบูรณ์ (K)

P_r = การสูญเสียของการแผ่รังสี (W/m^2)

ซึ่งค่าคงที่ของสเตฟาน (Stefan's constant) = $5.67 \times 10^{-8} Wm^{-2}K^4$

ถ้าการเกิดการแผ่รังสีที่ผิวของชิ้นงาน ณ อุณหภูมิสัมบูรณ์

$$P_R = 5.67 \sum (\theta_s^4 - \theta_A^4) / 10^8 \quad (2.33)$$

สำหรับอุณหภูมิค่า P_R นั้นสามารถตัดทิ้งได้ เช่น ที่ผิวงานอุณหภูมิ 400 K เมื่อแผ่รังสีแล้ว อุณหภูมิลดลงเหลือ 300 K ซึ่งจะได้ค่าความหนาแน่นที่สูญเสียไป (loss density) ประมาณ 1 KWm^{-2} ซึ่งจะมีค่าน้อยมาก เมื่อเทียบกับค่าของ P_0 ที่ให้ (เช่น 1 MWm^{-2})

ถ้าเกิดค่าความแตกต่างของอุณหภูมิของการแผ่รังสีระหว่างผิวกับสิ่งแวดล้อมมีค่ามาก เราสามารถตัดค่า θ_A^4 ทิ้งได้ เช่น $\theta_s = 1,000 \text{ K}$ (อุณหภูมิที่ผิว) เกิดการแผ่รังสีไปสู่อุณหภูมิ 300 K ซึ่ง $(1,000)^4 = 10^{12}$ และ $(300)^4 = 81 \times 10^8$ ซึ่งน้อยกว่า 10^{10} เราสามารถตัดทิ้งได้

2.10. ความแตกต่างของอุณหภูมิ

เมื่อน้ำที่ใช้หล่อเย็น ในท่อมียุณหภูมิสูงขึ้น ความแตกต่างของอุณหภูมิจากท่อกับน้ำจะลดลง ดังนั้นในการคิดเราจึงต้องนำสัมประสิทธิ์การถ่ายเทความร้อนเข้ามาเกี่ยวข้อง โดยใช้ความแตกต่างของอุณหภูมิเฉลี่ยในรูปล็อกการิทึม (logarithmic mean temperature difference) ซึ่งคือ $(\theta_1 - \theta_2) / \ln(\theta_1 - \theta_2)$ โดยที่ θ_1 และ θ_2 คือความแตกต่างของอุณหภูมิที่เข้าท่อและออกจากท่อ ซึ่งวิธีนี้มีความถูกต้องมาก แต่สำหรับบางกรณีที่อุณหภูมิมีความแตกต่างน้อยเราอาจใช้ค่า $(\theta_1 - \theta_2) / 2$ ได้ ซึ่งจะมีค่าความถูกต้อง 10 % สำหรับ $\theta_1 / \theta_2 < 3$

2.11 ปริมาณน้ำที่ใช้

ถ้าให้อุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นเป็น $\theta \text{ }^\circ\text{C}$ และให้ปริมาณน้ำเป็น $Q \text{ (m}^3/\text{s)}$ แล้ว

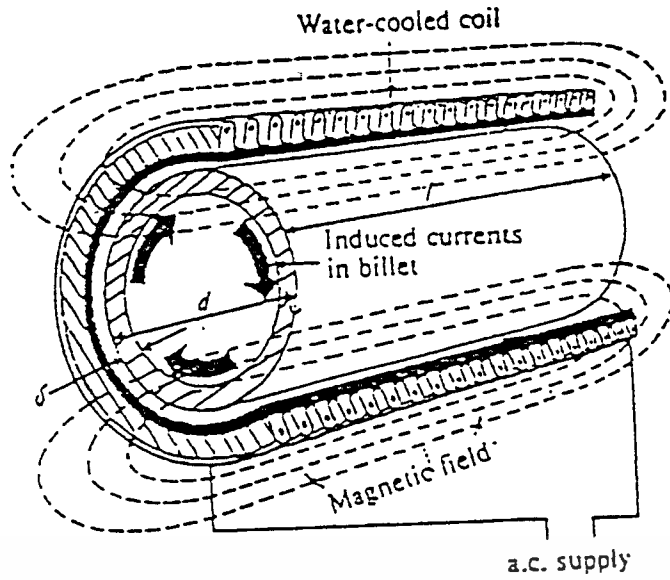
$$\text{ความร้อนที่ถ่ายออก (Watt)} = (C\gamma)Q \quad (2.34)$$

ให้ $\gamma = 995 \text{ km}^{-3}$ และ $C = 4,180 \text{ JKg}^{-1}\text{K}^{-1}$

$$\text{ความร้อนถ่ายเทออก (KW)} = \frac{4,180 \times 995}{1,000} \cdot \frac{L}{60 \times 1,000} \theta$$

$$= 0.069 \theta \text{ KW} \quad (2.35)$$

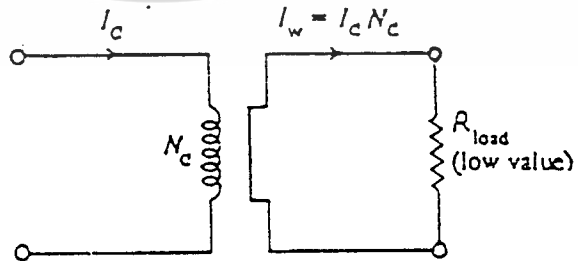
เมื่อ L คือ น้ำที่ใช้หล่อเย็นมีหน่วยเป็น ลิตร / นาที



รูปที่ 2.9 แสดงการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบง่าย



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำกับชิ้นงาน



รูปที่ 2.11 แสดงวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำกับชิ้นงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_w = N_c I_c \quad (2.36)$$

โดยที่ N_c คือ จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ
และกำลังสูญเสียเป็นความร้อนในชิ้นงานจะมีค่าเท่ากับ

$$P_w = N_c^2 I_c^2 R_w \quad (2.37)$$

โดยที่ R_w คือ ความต้านทานสมมูลของชิ้นงาน

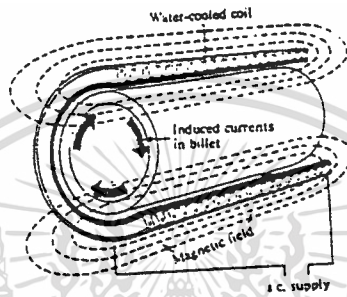
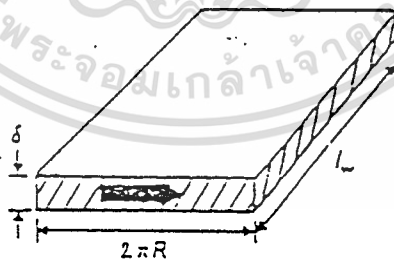


Figure 2.9 Principle of the induction billets heater.

รูปที่ 2.12 แสดงทิศทางการไหลของกระแสที่ผิว



รูปที่ 2.13 แสดงแผ่นคลีของชิ้นงาน

รูปที่ 2.12 แสดงทิศทางการไหลของกระแสที่ผิวชิ้นงาน จากปรากฏการณ์ผิวฉ่ำพิจารณาว่า กระแสโดยส่วนมากอยู่ในระดับความลึกผิว จะสามารถหาความต้านทานสมมูลของชิ้นงานได้ดัง รูปที่ 2.13 โดยทำการคลีชิ้นงานออก และประมาณว่ากระแสไหลเป็นแผ่นบางมีความหนาเท่ากับ ความลึกผิว โดยระยะทางของการไหลมีค่าเท่ากับ ขนาดเส้นรอบวงของชิ้นงานทรงกระบอก ทำให้ได้ค่าความต้านทานของชิ้นงานดังนี้

$$R_w = \frac{2\pi R \rho}{\delta_w} \quad (2.32)$$

โดยที่ ρ คือ สภาพความต้านทานเฉพาะของชิ้นงาน

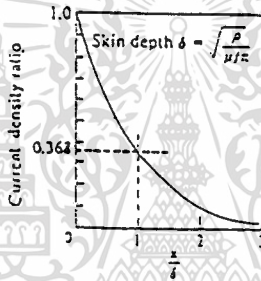
$$\delta \text{ คือ ความลึกผิว} = \sqrt{\frac{\rho}{\mu f}} = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu \omega}}$$

μ คือ ค่าความซึมซาบได้ของชิ้นงาน

R คือ รัศมีของชิ้นงาน และ f, ω คือความถี่

l_w คือ ความยาวของชิ้นงาน ซึ่งมีค่าเท่ากับความสูงของขดลวดเหนี่ยวนำ

จากสมการที่ (2.32) จะเห็นได้ว่าความต้านทานสมมูลจะมีความสัมพันธ์กับสภาพความต้านทาน ความลึกผิว และลักษณะทางเรขาคณิตของชิ้นงานด้วย



รูปที่ 2.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแส กับระยะทางจากผิวของชิ้นงาน

รูปที่ 2.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางจากผิวของชิ้นงาน เนื่องจากปรากฏการณ์ผิวจึงทำให้ความหนาแน่นของกระแสจะมีค่าเพียง 0.368 เท่าของความหนาแน่นกระแสที่ผิวชิ้นงานจึงประมาณว่ากระแสส่วนมากจะไหลอยู่ในระดับความลึกผิวนี้

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำนี้ไม่ได้ใช้แหล่งความร้อนจากภายนอก แต่ใช้ชิ้นงานเป็นแหล่งความร้อนของตัวเอง อีกทั้งชิ้นงานก็ไม่จำเป็นต้องสัมผัสกับแหล่งพลังงานซึ่งได้แก่ขดลวดเหนี่ยวนำการให้ความร้อนจึงทำได้โดยสะดวก การให้ความร้อนแบบนี้สามารถทำให้เกิดความร้อนสูงเฉพาะในตำแหน่งที่ต้องการ เราสามารถควบคุมเวลาที่จะให้ความร้อนตลอดจนพื้นที่ของชิ้นงานที่ได้รับความร้อน และยังสามารถควบคุมความลึกของชิ้นงานที่จะรับความร้อนได้ด้วยทั้งนี้โดยเลือกความถี่ของแรงดัน ไฟสลับให้เหมาะสม

สำหรับระบบการให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้ในปัจจุบันสามารถจำแนกได้ดังนี้

1. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้ไฟจากโรงงาน ซึ่งจะได้แรงดันไฟฟ้าที่มีความถี่ค่อนข้างต่ำ ทำให้ระดับความลึกผิวมีค่ามาก โดยนำมาใช้ในงานหลอมโลหะ

2. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่ใช้มอเตอร์ในการขับเคลื่อนเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ซึ่งจะได้แรงดันไฟฟ้าที่มีความถี่สูงขึ้น โดยนำมาใช้ในการเชื่อมและเผาเหล็ก

3. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสถิตย์ โดยใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำแปลงพลังงานไฟฟ้าจากโรงงานให้เป็นไฟตรงแล้วแปลงให้เป็นไฟสลับที่มีความถี่สูงขึ้นอีกครั้ง โดยวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งสามารถสร้างได้ตั้งแต่ความถี่ต่ำจนถึงความถี่สูง

4. เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำในย่านความถี่วิทยุ จะให้ความถี่สูงมากแต่กำลังไฟฟ้าค่อนข้างต่ำ

สำหรับในกระบวนการชุบผิวแข็ง โลหะ จะมีอยู่ด้วยกันหลายวิธี แต่ที่นิยมใช้สามารถจำแนกได้เป็น 2 ประเภทดังนี้

1. เตาให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำทั่วทั้งชิ้นงาน (Induction Heater)
2. เตาให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำที่บริเวณผิว (Surface Hardening)

2.12 เตาให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำทั่วทั้งชิ้นงาน (Induction Heater)

ข้อดีของการใช้เตาความร้อนแบบเหนี่ยวนำ

1. เวลาที่ใช้ในการชุบนั้น เตาให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำใช้เวลาชุบชิ้นงานน้อยกว่าเตาชุบแบบให้ความร้อนโดยตรง
2. การชุบโดยใช้เตาให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำไม่มีการเผาไหม้เกิดขึ้น จึงได้ชิ้นงานออกมาสะอาด
3. เราสามารถควบคุมอุณหภูมิที่จะให้กับชิ้นงานได้ เพราะมีสเกลแสดงผลของการทำงานส่วนต่างๆจึงใช้เป็นข้อมูลในการควบคุมการเปลี่ยนแปลงความร้อน
4. เตาให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสามารถทำความร้อนได้อย่างรวดเร็ว สม่ำเสมอและคงที่
5. ในอุตสาหกรรมการชุบโลหะ เตาให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำสามารถนำไปใช้งานร่วมกับเครื่องจักรอื่นๆ และใช้ระบบควบคุมอัตโนมัติควบคุมการทำงานให้เป็นไปตามขั้นตอนการผลิต จึงทำให้สะดวกและรวดเร็ว กว่าเตาชุบแบบให้ความร้อน โดยตรง
6. เตาให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำใช้พื้นที่น้อยมากในการจัดวาง เมื่อเทียบกับเตาความร้อนโดยตรงและ ขณะที่ใช้งานอุณหภูมิรอบๆตัวเครื่องจะไม่เพิ่มสูงขึ้นจึงสามารถนำพื้นที่ส่วนที่ว่างไปใช้งานอย่างอื่นได้
7. ปลอดภัยต่อชีวิตและสุขภาพ เพราะเตาให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำไม่ใช้เชื้อเพลิงในการเผาไหม้ จึงไม่เกิดมลภาวะและเปลวไฟ รวมทั้งไม่มีการแผ่ความร้อนออกมาจากตัวเครื่อง ไม่มีควันพิษและไม่เกิดการระเบิด แหล่งพลังงานของเตาให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำ ก็ไฟฟ้าเพียงอย่างเดียวซึ่งได้รับการออกแบบถูกต้องตามมาตรฐานความปลอดภัย

8. ข้อเสียเปรียบของเตาให้ความร้อนโดยตรง คือเมื่อต้องการปรับอุณหภูมิขณะใช้งานให้ได้อุณหภูมิที่ต้องการต้องใช้เวลาเป็นชั่วโมง แต่เตาให้ความร้อนแบบเหนียวสามารถปรับอุณหภูมิที่ต้องการ โดยใช้เวลาเพียงไม่กี่นาที

9. ระบบเตาเผาแบบใช้เชื้อเพลิง เช่น แก๊สที่แม้จะสามารถให้ความร้อนออกมาได้เร็วและสูงมากก็ตามแต่ต้องเสียค่าใช้จ่ายในการติดตั้งและค่าเชื้อเพลิงสูง รวมถึงระบบหล่อเย็นที่ใช้ในการลดอุณหภูมิของชิ้นงานที่มีอุณหภูมิสูงมากหลังจากผ่านระบบให้ความร้อน เพื่อให้ได้รูปทรงตามต้องการ ทำให้เกิดการสูญเสียพลังงานให้กับระบบหล่อเย็นส่วนนี้มาก ส่วนเตาให้ความร้อนแบบเหนียวสามารถให้ความร้อนกับชิ้นงานตามที่ต้องการได้อย่างเหมาะสม จึงสูญเสียพลังงานให้กับการหล่อเย็นน้อยมากเมื่อเทียบกับเตาเผาแบบใช้เชื้อเพลิง

2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับคุณสมบัติของชิ้นงาน

สภาพความต้านทานของ โลหะกับอุณหภูมิ

ค่าสภาพความต้านทานโดยทั่วไปจะขึ้นอยู่กับชนิดของสารที่เป็นชิ้นงาน โดยปกติสารที่เป็นโลหะเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น ค่าสภาพความต้านทานจะเพิ่มขึ้นในลักษณะเชิงเส้นความสัมพันธ์ในลักษณะทั่วไปจะเป็นคังสมการข้างล่าง

$$\rho_{\theta} = \rho_1 [1 + \alpha(\theta - \theta_1)] \quad (2.33)$$

โดย ρ_{θ} คือค่าสภาพความต้านทานที่อุณหภูมิ θ โคลจ และ ρ_1 คือค่าสภาพความต้านทานที่อุณหภูมิ θ_1 ส่วน α คือค่าสัมประสิทธิ์ของสารชนิดต่างๆ ซึ่งแสดงไว้ในตารางที่ 2.1 ในความเป็นจริงแล้วค่าสภาพความต้านทานของชิ้นงานจะเปลี่ยนแปลงไปตามอุณหภูมิ แต่สำหรับการคำนวณเราต้องใช้ค่าสภาพความต้านทานที่เป็นค่าสมมูลซึ่งใช้แทนได้ตลอดช่วงอุณหภูมิ กำลังสูญเสียที่ชิ้นงานจะแปรผันตรงกับ ρ / δ และในขณะที่ δ แปรผันกับ ρ นั้นหมายความว่ากำลังสูญเสียที่ชิ้นงานจะเป็นสัดส่วนกับ $\sqrt{\rho}$ ถ้าปริมาณอื่นๆมีค่าคงที่และเนื่องจากค่าสภาพความต้านทานโดยทั่วไปแล้วจะแปรกับอุณหภูมิอย่างเป็นเชิงเส้นในช่วงกว้างของอุณหภูมิ ทำให้เขียนสมการที่ (2.34) ใหม่ได้ดังนี้

$$\rho_{\theta} = \rho_1 + \frac{\rho_2 - \rho_1}{\theta_2 - \theta_1} (\rho_2 - \rho_1) \quad (2.34)$$

และเนื่องจากอัตราการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิเป็นสัดส่วนกับกำลังสูญเสีย ดังนั้นจึงเป็นสัดส่วนกับ $\sqrt{\rho}$ ด้วย นั่นคือ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{d\theta}{dt} = \text{Constant} \times \sqrt{\rho} \quad (2.35)$$

แทนสมการที่ 2.34 ลงในสมการที่ 2.35 แล้วจัดรูปใหม่ได้ดังนี้

| | α | $\rho_{20^{\circ}\text{C}} (\Omega \text{ m})$ |
|---|---|--|
| Aluminium | 4.29×10^{-3} | 2.65×10^{-8} |
| Brass (65 per cent Cu, 35 per cent Zn) | 1.6×10^{-3} | 6.4×10^{-8} |
| Bronze (90 per cent Cu, 11 per cent Zn) | 1.86×10^{-3} | 3.9×10^{-8} |
| Copper | 3.93×10^{-3} | 1.72×10^{-8} |
| Pure iron | 6.5×10^{-3} | 9.71×10^{-8} |
| Lead | 3.36×10^{-3} | 20.65×10^{-8} |
| Silver | (slightly non-linear) 4.1×10^{-3} | 1.59×10^{-8} |

ตารางที่ 2.1 แสดงค่าสภาพความต้านทาน ρ และค่าสัมประสิทธิ์ α ของโลหะชนิดต่าง ๆ ที่อุณหภูมิ 20 องศาเซลเซียส

ดังนั้น เวลาที่ใช้ในการให้ความร้อนจนอุณหภูมิ θ_1 เปลี่ยนเป็น θ_2 เท่ากับ

$$t = 2 \frac{(\theta_2 - \theta_1)}{(\rho_2 - \rho_1)} \frac{(\sqrt{\rho_2} - \sqrt{\rho_1})}{(\text{Constant})} \quad (2.36)$$

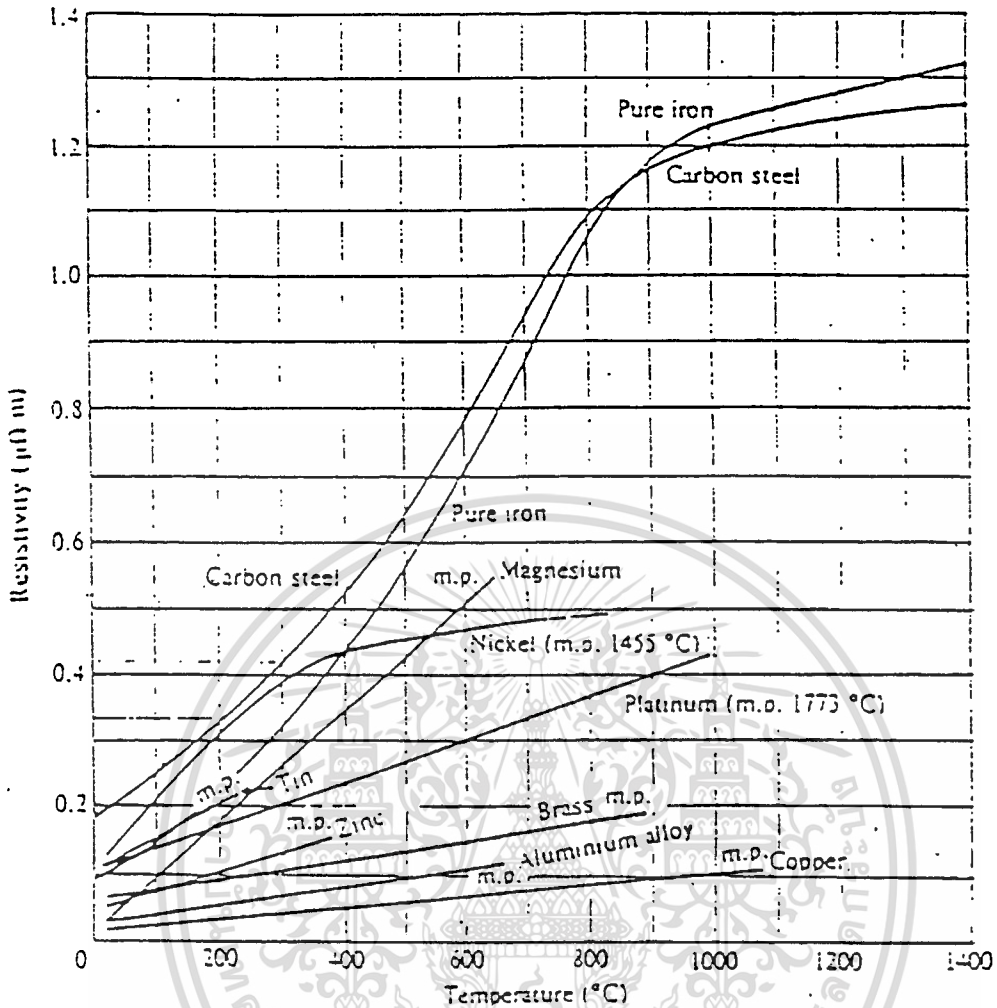
ถ้าสมมติให้ค่าสภาพความต้านทานมีค่าคงที่และมีค่าเท่ากับ ρ_m ตลอดช่วงอุณหภูมิการใช้งาน (θ_1 ถึง θ_2) เมื่อแทนในสมการที่ (2.36) จะได้

$$t = \frac{(\theta_2 - \theta_1)}{(\text{Constant})\sqrt{\rho_m}} \quad (2.37)$$

เมื่อเปรียบเทียบสมการ (2.37) และสมการ (2.38) จะได้ว่า

$$\rho_m = \frac{(\sqrt{\rho_2} + \sqrt{\rho_1})^2}{4} \quad (2.38)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างสภาพต้านทานกับอุณหภูมิของ โลหะชนิดต่างๆ

จากรูปที่ 2.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างสภาพความต้านทานกับอุณหภูมิของ โลหะชนิดต่างๆ สำหรับเหล็กผสมคาร์บอน ความสัมพันธ์ระหว่างสภาพความต้านทานกับอุณหภูมิจะไม่เปลี่ยนแปลงกับปริมาณของส่วนผสมคาร์บอน และจากกราฟจะเห็นว่าโลหะที่เป็นสารเฟอร์โรแมกเนติก การเปลี่ยนแปลงของ ρ กับอุณหภูมิจะไม่เป็นเชิงเส้นตลอดช่วงอุณหภูมิดังนั้นการคำนวณโดยใช้ค่า ρ_{20} จึงต้องแยกพิจารณาในช่วงที่เป็นเชิงเส้นทีละช่วงไป

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.14 การแผ่รังสีความร้อนและการนำความร้อน(heat radiation and convection)

การสูญเสียความร้อน โดยการแผ่รังสีเป็นส่วนสำคัญที่ทำให้การเพิ่มอุณหภูมิของเตาให้ความร้อนแบบเหนียวนำไปได้ช้าลง ในโลหะส่วนใหญ่ ถ้าอุณหภูมิต่ำกว่า 850°C จะมีการสูญเสียเนื่องจากการแผ่รังสีน้อยมาก เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นอยู่ในขอบเขตตั้งแต่ 1250 ถึง 1300°C ซึ่งเป็นอุณหภูมิที่ใช้ในการหลอมโลหะจะมีการสูญเสียความร้อนโดยการแผ่รังสีสูงมากและเป็นแบบเชิงเส้น ซึ่งจะเกิดอยู่ที่ขดลวด ดังนั้นจึงต้องมีการหล่อเย็นด้วยน้ำ

ให้ P_R คือ ความสูญเสียเนื่องจากการแผ่รังสี ซึ่งหาได้ดังสมการ

$$P_R = \frac{5.67}{10^8} \Sigma [\theta_s^4 - \theta_a^4]$$

เมื่อ ϵ = สัมประสิทธิ์การแผ่รังสีของผิว

θ_s = อุณหภูมิสัมบูรณ์ของพื้นผิวในหน่วยเคลวิน ($\theta_s = ^{\circ}\text{C} + 273$)

θ_a = อุณหภูมิสัมบูรณ์ของสภาพแวดล้อมในหน่วยเคลวิน ($\theta_a = ^{\circ}\text{C} + 273$)

P_R = การสูญเสียความร้อนต่อตารางเมตรของพื้นผิว

จากรูปที่ 2.15 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความสูญเสียที่เพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้น โดยค่า ϵ ที่ให้มาเป็นค่าที่ใช้กับชิ้นงานผิวปกติ การใช้ต้องระวังในเรื่องการเกิดปฏิกิริยาออกซิเดชันที่ผิวเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นจะทำให้ ϵ เพิ่มขึ้น และมีความสูญเสียจากการแผ่รังสีเพิ่มมากขึ้น สำหรับทองแดงผิวมันมีค่า ϵ เท่ากับ 0.03 เมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นที่ผิวที่เกิดการออกซิเดชันง่ายอาจใช้ ϵ เท่ากับ 0.7

จากข้อมูลที่ผ่านมา การคำนวณหาค่าความสูญเสียจากการแผ่รังสีความร้อนให้ได้ค่าที่แม่นยำเป็นไปได้ยาก เพราะการส่งผ่านความร้อนของเหล็กและโลหะอื่นๆที่อุณหภูมิสูงกว่า 1300°C กำลังงานที่ป้อนเข้าจะเริ่มตั้งแต่ 0.3 ถึง 1.5 Mw m^{-2} แต่ขดลวดทั้งหมดเป็นฉนวนอย่างดี ทำให้กำลังงานสูญเสียจากการแผ่รังสีความร้อนระหว่างอุณหภูมิห้องกับอุณหภูมิ 1300°C จะสูญเสียกำลังประมาณ 40 Kw m^{-2} ซึ่งคำนึงถึงพื้นที่ผิวของชิ้นงานด้วย

การสูญเสียเนื่องจากการนำความร้อนถือว่าน้อยมาก เมื่อชิ้นงานอยู่ในขดลวดให้ความร้อนและไม่เคลื่อนที่สำหรับชิ้นงานที่อยู่ในอากาศ จะมีค่าความสูญเสียเนื่องจากการนำความร้อน ดังสมการ

$$P_{con} = 1.54 (\theta)^{4/3} \quad (2.39)$$

เมื่อ θ เป็นอุณหภูมิที่เพิ่มขึ้นจากอุณหภูมิห้องในหน่วยเคลวิน

2.15 การประยุกต์ใช้คุณสมบัติในการออกแบบขดลวดความร้อน (APPLICATION SPECIFIC FOR COIL DESIGN)

การส่งผ่านความร้อนนั้นเราต้องคำนึงถึง

1. ความต้องการในการใช้งาน
2. มิติและพื้นผิวของชิ้นงาน
3. อุณหภูมิที่ต้องการเพิ่มให้กับชิ้นงาน
4. ชิ้นงานทำจากแร่ธาตุชนิดใด

เราต้องกำหนดค่าความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้า (Power density) และความถี่ที่จะให้กับขดลวด เพื่อใช้ในการออกแบบการแพร่กระจายของอุณหภูมิและพลังงานความร้อนที่สูญเสียจะถูกนำมาคำนวณประกอบด้วย

อิมพีแดนซ์ของแหล่งกำเนิดกำลังไฟฟ้าและโหลดต้องมีความเหมาะสมกัน จึงจะได้กำลังไฟฟ้าสูงสุด ดังนั้น ในการออกแบบขดลวด ต้องคำนึงถึงจำนวนรอบเพื่อให้เป็นไปตามอัตราส่วนของหม้อแปลง (Turn ratio) ที่ต้องการ ยกตัวอย่างเช่น ถ้าแหล่งจ่ายให้กำลังไฟฟ้า = 100 KW, $V = 400 \text{ volt}$, $I = 250 \text{ amp}$ ต้องการ Turn ratio = 10:1 คำนเอาท์พุทที่ออกมาจะมี $V = 40 \text{ volt}$ และ $I = 2500 \text{ amp}$

2.16 การประมาณโดยใช้สมการกึ่งการทดลอง (SEMI-EMPIRICAL APPROXIMATIONS)

เวลาในการให้ความร้อน (heating time) มีความสัมพันธ์กับ ค่า กำลังสองของเส้นผ่านศูนย์กลาง ซึ่งขึ้นอยู่กับลักษณะของชิ้นงาน ดังนี้

สำหรับชิ้นงานรูปทรงกระบอกมีค่าเวลาในการให้ความร้อน

$$t_h = d^2 / 25 \quad (2.40)$$

เมื่อ d คือ เส้นผ่านศูนย์กลางของชิ้นงานทรงกระบอก ในหน่วยมิลลิเมตร

สำหรับชิ้นงานแบบแผ่นมีค่าเวลาในการให้ความร้อน

$$t_h = b^2 / 20 \quad (2.41)$$

เมื่อ b คือ ความยาวด้านข้างของชิ้นงาน ในหน่วยมิลลิเมตร (เป็นค่า r.m.s วัดจากจุดศูนย์กลาง)

ค่ากำลังไฟฟ้าเข้าต่อหน่วยความยาว (ส่วนใหญ่ใช้คำนวณในการแผ่รังสี) จะมีค่าเป็น

$$P = [126 + 0.25d] \quad \text{KW/m} \quad (2.42)$$

สมการที่ 2.42 นี้มีขอบเขตในการใช้งาน เช่น เหล็กกล้า (steel) จะใช้ที่อุณหภูมิ 1250°C จึงจะได้ค่าที่น่าเชื่อถือ

จากสมการหาค่าเวลาในการให้ความร้อน และจากการทดลองจึงได้ค่าประมาณของ t_h สำหรับธาตุต่างๆดังแสดงให้ดูในตาราง 2.2

| Material | t_h (s) |
|-----------|--------------------------|
| Aluminium | $5.4 \times 10^{-3} d^2$ |
| Copper | $6.2 \times 10^{-3} d^2$ |
| Brass | $7.8 \times 10^{-3} d^2$ |
| Steel | $49 \times 10^{-3} d^2$ |

ตาราง 2.2 แสดงค่าเวลาในการให้ความร้อนของแท่งโลหะทรงกระบอกโดยประมาณ

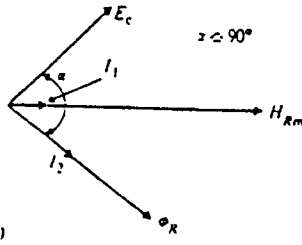
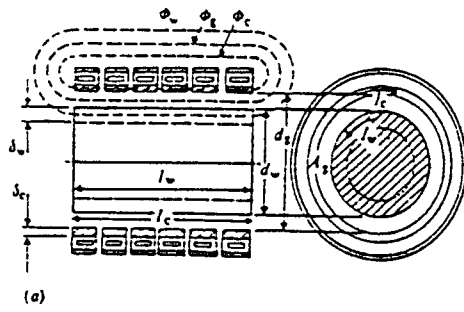
2.17 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำและการออกแบบ

เนื่องจากขดลวดเหนี่ยวนำมีความสัมพันธ์ที่ใกล้เคียงกับหม้อแปลง โดยที่ตัวขดลวดเหนี่ยวนำเองเป็นเสมือนขดปฐมภูมิ และชิ้นงานเป็นเสมือนขดทุติยภูมิที่มีจำนวนรอบเท่ากับหนึ่ง และสนามแม่เหล็กจะเหนี่ยวนำจากขดปฐมภูมิไปยังขดทุติยภูมิโดยผ่านแกนอากาศ (Air Core) จากความสัมพันธ์นี้ทำให้สามารถแทนขดลวดเหนี่ยวนำกับชิ้นงานด้วยความต้านทาน และความเหนี่ยวนำได้เหมือนกับวงจรสมมูลของหม้อแปลง ซึ่งวงจรสมมูลที่ได้นี้จะเป็นประโยชน์ในการวิเคราะห์วงจรไฟฟ้าเป็นอย่างมาก

2.18 การวิเคราะห์หาวงจรมูลของขดลวดเหนี่ยวนำ

ในหัวข้อนี้จะวิเคราะห์ในเชิงอุคคคติ กล่าวคือ พิจารณาในกรณีที่ขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงานมีความยาวมากจนทำให้ฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านมีการกระจายอย่างสม่ำเสมอ จากรูปที่ 2-16 ให้ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของชิ้นงานคือ H_{RM} และฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านระบบประกอบไปด้วย 3 ส่วน คือ

- 1 ϕ_w คือ ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านชิ้นงาน
- 2 ϕ_s คือ ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านช่องอากาศ
- 3 ϕ_c คือ ฟลักซ์แม่เหล็กที่ผ่านผิวของขดลวดเหนี่ยวนำ



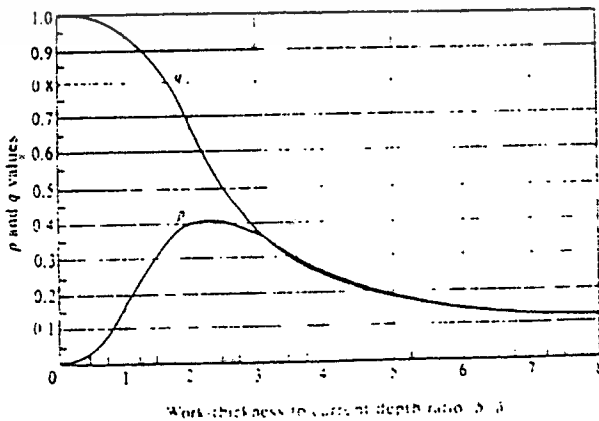
รูปที่ 2: 16 ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านชิ้นงานกับขดลวดเหนี่ยวนำ และเฟสเซอร์โคอะแกรมของระบบ

จากการวิเคราะห์ในหัวข้อที่ผ่านมา จะได้กำลังสูญเสียในชิ้นงาน P_w (วัตต์) และ ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านชิ้นงาน ϕ_{wm} (เวเบอร์) ดังนี้

$$P_w = \mu \pi H_{Rm}^2 (l_w A_w) P$$

$$\phi_{wm} = \mu H_{Rm} A_w (q - jp)$$

- โดยที่
- H_{Rm} คือ ความเข้มสนามแม่เหล็กที่ผิวของชิ้นงาน (ค่ายอด) (A/m)
 - ϕ_{wm} คือ ฟลักซ์สนามแม่เหล็กรวมที่คล่องผ่านชิ้นงาน (ค่ายอด) (Wb)
 - l_w คือ ความยาวของชิ้นงานที่ถูกเหนี่ยวนำ (m)
 - A_w คือ พื้นที่หน้าตัดของชิ้นงาน (m^2)
 - q, p คือ ส่วนจริงและส่วนจินตภาพของฟลักซ์สนามแม่เหล็กรวมที่คล่องผ่านชิ้นงานตามลำดับ ดังพิจารณาได้จากรูปที่ 2. 17



รูปที่ 2: 17 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง p และ q กับ d / d_0

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ϕ_g คือฟลักซ์สนามแม่เหล็กในช่องอากาศ โดยปกติแล้วจะมีค่าค่อนข้างมากในขณะที่ไม่มีชิ้นงานในขดลวดเหนี่ยวนำ แต่จะมีขนาดเล็กเมื่อมีชิ้นงานอยู่ในขดลวดเหนี่ยวนำ เพราะพื้นที่หน้าตัดที่ฟลักซ์ต้องผ่านมีค่าลดลง ช่องอากาศนี้มีให้เพื่อเป็นระยะห่างทางเชิงกลเพื่อให้ชิ้นงานป้อนเข้าสู่ขดลวดเหนี่ยวนำได้สะดวก และยังช่วยเป็นฉนวนความร้อนระหว่างชิ้นงานกับตัวขดลวดเหนี่ยวนำเองด้วย ฟลักซ์สนามแม่เหล็กส่วนนี้ จะทำให้ตัวประกอบกำลังของขดลวดเหนี่ยวนำต่ำลงด้วย

$$\phi_{gm} = \mu_o H_{rm} A_g$$

โดยที่ A_g คือ พื้นที่ที่ฟลักซ์สนามแม่เหล็กต้องผ่านอากาศ

ϕ_c คือ ฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่ค้ำยันผ่านตัวขดลวดเอง

ตัวขดลวดเหนี่ยวนำเองก็จะเกิดปรากฏการณ์ผิวเช่นเดียวกับที่ชิ้นงาน เพียงแต่วัสดุเป็นทองแดงซึ่งมีคุณสมบัติไม่เป็นแม่เหล็ก จากการวิเคราะห์หาค่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กผลรวมต่อหนึ่งหน่วยความยาว ซึ่งสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\phi = \frac{\mu_o H_{om}}{\sqrt{2\alpha}} \frac{1-j}{\sqrt{2}} = \frac{\mu_o H_{om} s_c}{2} (1-j) \quad (2.43)$$

โดยที่ s_c คือ ความลึกผิวที่เกิดในขดลวด

เนื่องจากความยาวที่ ϕ_c ค้ำยันผ่าน ก็คือ เส้นรอบวงด้านในของขดลวดเหนี่ยวนำ ดังนั้นประมาณฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่ค้ำยันผ่านตัวขดลวดจึงเป็น

$$\phi_{cm} = k_r \frac{\mu_o s_c (\pi d_c)}{2} H_{om} (1-j) \quad (2.44)$$

โดยที่ k_r คือ ปัจจัยแก้ค่าให้ถูกต้อง (Correction Factor) อันเนื่องมาจากตัวขดลวดมีระยะห่างระหว่างรอบซึ่งปกติจะมีค่าอยู่ระหว่าง 1 ถึง 1.5 และโดยทั่วไปจะใช้ค่า 1.15 (สำหรับขดลวดเหนี่ยวนำที่มีรอบเดียว k_r จะเป็น 1) และ d_c คือ เส้นผ่านศูนย์กลางภายในของขดลวดเหนี่ยวนำ

ฟลักซ์ของสนามแม่เหล็กผลรวมคือ ผลรวมขององค์ประกอบฟลักซ์ทั้ง 3 ตัว

$$\phi_{om} = \phi_{wm} + \phi_{gm} + \phi_{cm}$$

หรือถ้าคิดเป็นค่า rms จะได้ $\phi_o = \phi_w + \phi_g + \phi_c$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าแล้วจัดรูปจะได้

$$\dot{\phi}_{om} = \mu_o H_{om} \left[(A_g + \mu_r q A_w + k_r \frac{\pi d_c \delta_c}{2}) - j(\mu_r p A_w + k_r \frac{\pi d_c \delta_c}{2}) \right] \quad (2.45)$$

จากสมการของ m.m.f. จะได้

$$H_{om} = \frac{\sqrt{2} I_c N_c}{l_c} \quad (2.46)$$

ให้ E_c เป็นค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดันคร่อมขดลวด ดังนั้น

$$E_c = j \frac{2\pi}{\sqrt{2}} f N_c \dot{\phi}_{om} \quad (2.47)$$

แทนค่าสมการ 2.45 และ 2.46 ในสมการที่ 2.47

$$E_c = \frac{2\pi f \mu_o}{l_c} N_c^2 I_c \left[(\mu_r p A_w + \frac{k_r \pi d_c \delta_c}{2}) + j(A_g + \mu_r q A_w + \frac{k_r \pi d_c \delta_c}{2}) \right] \quad (2.48)$$

จากสมมติฐานที่ว่าฟลักซ์สนามแม่เหล็กที่คล่องผ่านมีการกระจายอย่างสม่ำเสมอ และเป็นผลที่มาจากความเข้มสนามแม่เหล็กเดียวกัน ทำให้สามารถแทนสมการที่ 2.49. ได้ด้วยวงจรสมมูลทางแม่เหล็กซึ่งจะเป็นแบบขนาน ดังรูปที่ 2.43 และเมื่อพิจารณาเป็นวงจรสมมูลทางไฟฟ้า จะอยู่ในรูปความต้านทานกับความเหนี่ยวนำต่ออนุกรมกัน ดังรูปที่ 2.44 โดยส่วนที่เป็นความต้านทานจะมาจากชิ้นงานและตัวขดลวด และส่วนที่เป็นตัวเหนี่ยวนำจะมาจากชิ้นงาน ตัวขดลวด และส่วนที่เป็นช่องว่างอากาศ ซึ่งเขียนในรูปของอิมพีแดนซ์ได้ดังนี้

$$Z = (R_w + R_c) + j(X_g + X_w + X_c) \quad (2.49)$$

โดยที่

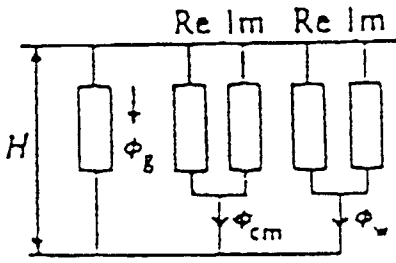
$$\text{ความต้านทานจากชิ้นงาน} \quad R_w = K(\mu_r p A_w) \quad \Omega \quad (2.50)$$

$$\text{ความต้านทานจากขดลวด} \quad R_c = K(k_r \pi d_c \delta_c / 2) \quad \Omega \quad (2.51)$$

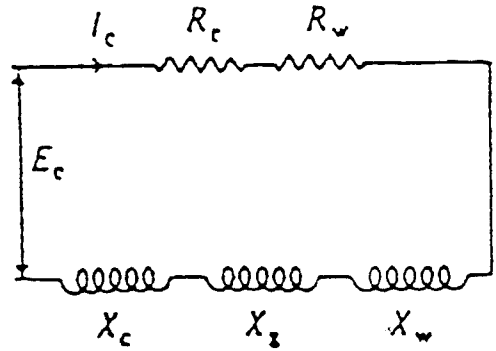
$$\text{รีแอกแตนซ์จากช่องอากาศ} \quad X_g = K(A_g) \quad \Omega \quad (2.52)$$

$$\text{รีแอกแตนซ์จากชิ้นงาน} \quad X_w = K(\mu_r q A_w) \quad \Omega \quad (2.53)$$

$$\text{รีแอกแตนซ์จากขดลวด} \quad X_c = K(k_r \pi d_c \delta_c / 2) \quad \Omega \quad (2.54)$$



รูปที่ 2.18 วงจรสมมูลทางแม่เหล็ก



รูปที่ 2.19 วงจรสมมูลทางไฟฟ้า

โดยที่ $K = 2\pi\mu_0 [N^2 / l_c] \quad \Omega/\text{m}^2 \quad (2.55)$

ค่าเหล่านี้สามารถที่จะนำมาคำนวณคุณสมบัติของขดลวดเหนี่ยวนำที่สำคัญ ได้ดังนี้

1) ประสิทธิภาพของขดลวดเหนี่ยวนำ (2.56)

2) ตัวประกอบกำลังของขดลวดเหนี่ยวนำ (2.57)

โดยที่ $Z^2 = (R_c + R_w)^2 + (X_s + X_w + X_o)^2 \quad (2.58)$

3) กำลังงานที่ขดลวดเหนี่ยวนำ $P_c = P_w / \eta \quad (2.59)$

4) กำลังปรากฏที่ขดลวดเหนี่ยวนำ $\text{Coil VA} = P / \cos \theta = I_c^2 Z \quad (2.60)$

5) แรงดันต่อรอบที่ขดลวด (2.61)

โดยที่ $\text{Coil ampere turns} = I_c N_c = H_c l_c \quad (2.62)$

และ I_c และ E_c เป็นค่า r.m.s

2.19 วิธีการประมาณในการออกแบบขดลวด (APPOXIMATE COIL-DESIGN METHOD)

วิธีที่รวดเร็วและได้ค่าที่ถูกต้องในการหาขนาดของขดลวดต้องคำนึงถึง กำลังไฟฟ้า ,

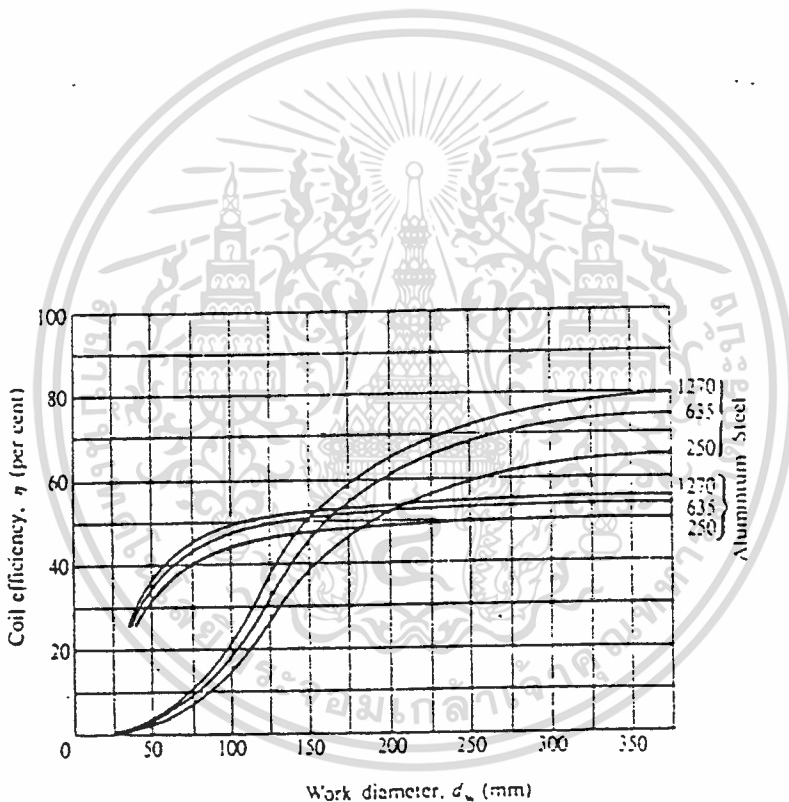
แรงดันไฟฟ้า, กระแส และจำนวนรอบเพื่อใช้ในการหาค่าประสิทธิภาพ, ค่าความสูญเสียในแกน
 ไม่ว่าการณ์ใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(copper loss) และค่าตัวประกอบกำลัง (Power factor) และนำมาพิจารณาเกี่ยวกับส่วนประกอบ
อื่นๆและปรับปรุงแก้ไขในการหาขนาด ขดลวด

จากทฤษฎีพื้นฐานเรานำมาใช้ในการหากราฟแสดงความสัมพันธ์ของประสิทธิภาพ โดย
เรานำความรู้จากหัวข้อ 3.8 สมการ 3.25 ถึง 3.30 มาใช้ประกอบการหากราฟโดยใช้ความถี่ 60 Hz
แต่เราสามารถนำมาใช้กับความถี่ 50 Hz ได้

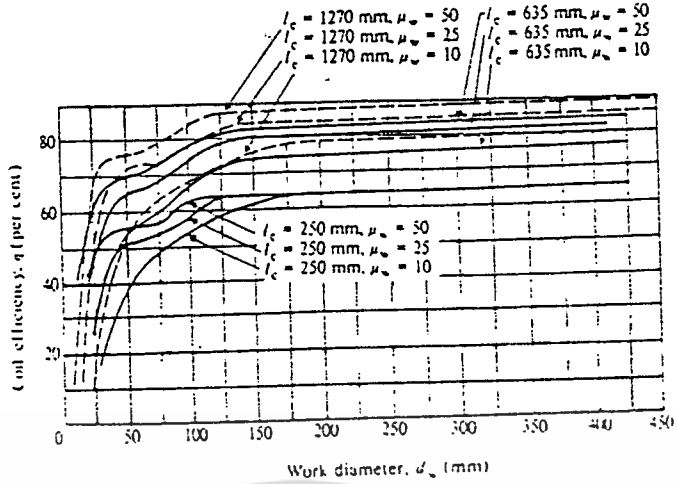
กราฟที่แสดงประสิทธิภาพของขดลวดนี้ได้มาจากการแก้ไขค่าบางค่าซึ่งได้จากการทดลอง
จึงได้สมการการหาประสิทธิภาพของขดลวดดังนี้

$$\eta = \frac{P_w \times 10^2}{P_o} \text{ per cent,} \quad (2.63)$$

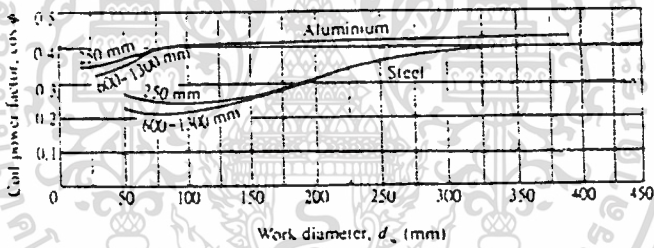


รูปที่ 2.20 แสดงความสัมพันธ์ประสิทธิภาพของขดลวดและเส้นผ่านศูนย์กลางชิ้นงาน
ของอะลูมิเนียม (20 ถึง 540 องศาเซลเซียส) และเหล็ก (760 ถึง 1260 องศาเซลเซียส)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.21 แสดงความสัมพันธ์ประสิทธิภาพของขดลวดและเส้นผ่านศูนย์กลางของเหล็ก (20 ถึง 760 องศาเซลเซียส)



รูปที่ 2.22 แสดงความสัมพันธ์ของตัวประกอบกำลังของขดลวดและเส้นผ่านศูนย์กลางของอะลูมิเนียม (20 ถึง 540 องศาเซลเซียส) และเหล็ก (760 ถึง 1260 องศาเซลเซียส)

เมื่อ η = ประสิทธิภาพของขดลวด

P_w = กำลังที่ให้ทั้งหมด (รวมถึงความสูญเสียเนื่องจากการแผ่รังสี) W

P_c = กำลังที่ให้กับขดลวด (รวมถึงความสูญเสียในขดลวด) W

ค่าตัวประกอบกำลัง หาได้จาก

$$\cos \phi = P_c / (VA_c) \tag{2.64}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.20 มอสเฟตกำลัง

เฟตธรรมดาลักษณะทางโครงสร้าง การไหลของกระแสอยู่ทางแนวนอน ซึ่งจะมีช่องทางไหลของกระแสอยู่ในช่องแคบ ๆ เท่านั้น ไม่สามารถทำงานในวัตต์สูง ๆ ได้ จากการทำจะทำให้เฟตนำกระแสในแนวตั้งเหมือนทรานซิสเตอร์ทำให้สามารถใช้งานเฟตได้ที่กำลังสูงๆ เรียกโครงสร้างเฟตแบบนี้ว่า วีมอส VMOS (Vertical MOS)

2.21 คุณลักษณะสมบัติของมอสเฟต

2.21.1 ด้านความเร็ว

มอสเฟตกำลังมีความสามารถในการสวิตชิ่ง ด้วยความเร็วโดยการปราศจากการสะสมประจุ อย่างไรก็ตามโพลาไรซ์ทรานซิสเตอร์ไม่คิดช่วงเวลาสะสม จึงทำให้ขนาดและน้ำหนักเบา ทำให้มอสเฟตมีความเร็วมากกว่าทรานซิสเตอร์ในการสวิตชิ่งมาก

ความเร็วของมอสเฟตนั้น ขึ้นอยู่กับการอัดและคายประจุของการเก็บประจุของมอสเฟตเอง โดยไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ

2.21.2 ลักษณะของอินพุท

ขาเกทของมอสเฟตกำลังนั้นจะถูกแยก (isolate) จากแหล่งจ่ายด้วยชั้นอ็อกไซด์ที่ทำให้เกิดความต้านทานกระแสตรงประมาณ 40 เมกกะโอห์ม มอสเฟตจะถูกไบอัสด้วยแรงดัน 10 โวลต์ ด้วยแรงดันขนาดนี้จึงสามารถขับมอสเฟตนี้ได้ด้วย ไอซี ซีมอส หรือ ทีทีแอล ได้โดยตรง จึงไม่ต้องคำนึงถึงกระแสของไหลลัด ทำให้ลดความยุ่งยากของวงจรขับ โดยรวมแล้วจะทำให้ประหยัดยิ่งขึ้น

2.21.3 ย่านทำงานปลอดภัย

การใช้งานเกินพิกัดของมอสเฟตนั้น อาจทำให้มอสเฟตพังได้แต่สำหรับมอสเฟตแล้วบางที่อาจจะไม่จำเป็นจะต้องใช้วงจรสนับเบอร์ก็ได้ หรือใช้ค่าตัวเก็บประจุน้อย ๆ ได้ ขอบเขตของย่านปลอดภัย ถูกกำหนดด้วยพิกัดกระแสสูงสุด แรงดันเบรคดาวน์ และความจุของอุปกรณ์ขอบเขตย่านปลอดภัยจะกว้าง เนื่องจากไม่เกิดเบรคดาวน์เซคันดารี

2.21.4 แรงดัน

แรงดันต่ำสุดของมอสเฟตกำลังหาได้จากค่าความต้านทานของอุปกรณ์ r_{DS} สำหรับอุปกรณ์แรงดันต่ำ ค่าของ r_{DS} จะต้องมีค่าต่ำที่สุด สำหรับอุปกรณ์แรงดันสูง ค่า r_{DS} ต้องมีค่าสูงขึ้น เนื่องจาก ส.ป.ส. อุณหภูมิของ r_{DS} เป็นบวก

2.21.5 สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิ

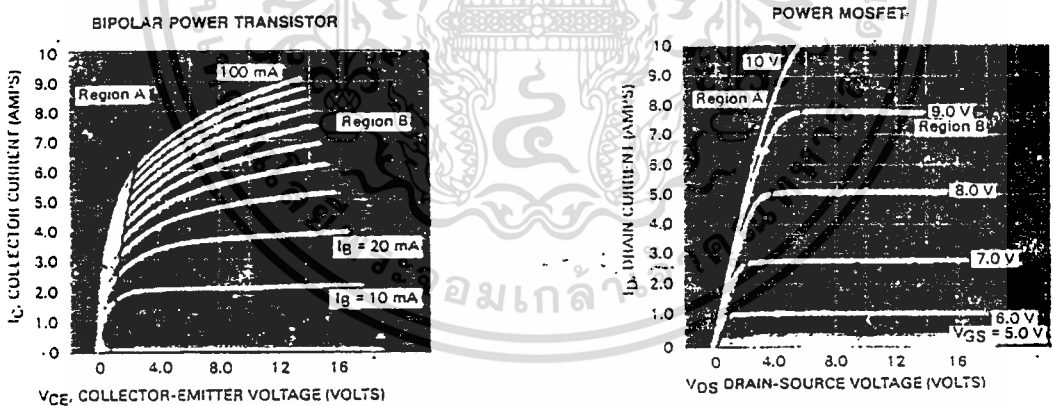
สัมประสิทธิ์ทางอุณหภูมิของมอสเฟตมีค่าตรงข้ามทรานซิสเตอร์ กล่าวคือเมื่ออุณหภูมิในตัวมอสเฟตสูงขึ้น กระแสครนจะมีค่าลดลง ดังนั้นการทำงานของมอสเฟตจึง ไม่มีเหตุเกิดขึ้นเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิ (Thermal Runaway)

2.21.6 เพิ่มกำลังได้

สามารถเพิ่มกำลังของสวิทซึ่งได้โดยการนำมอสเฟตมาต่อขนานกันหลาย ๆ ตัว อย่างไรก็ตามมอสเฟตกำลังก็มีข้อเสียเช่นกันคือ $r_{DS(ON)}$ ในมอสเฟตกำลังสูงกว่าในทรานซิสเตอร์ไบโพลาร์ ดังนั้น การใช้งานที่ความถี่ต่ำซึ่งค่าความสูญเสียขณะนำกระแสในอุปกรณ์สวิทซึ่งกำลังเป็นสิ่งสำคัญจึงไม่ควมใช้มอสเฟตกำลัง

2.22 ลักษณะของมอสเฟตกำลัง

พิจารณาเอาท์พุทของมอสเฟตเปรียบเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ดังรูป



a. เอาท์พุทของทรานซิสเตอร์

b. เอาท์พุทของมอสเฟต

รูปที่ 2.23 a. เอาท์พุทของทรานซิสเตอร์ b. เอาท์พุทของมอสเฟต

ความแตกต่างอย่างหนึ่งที่ได้สังเกตเห็นจากการเทียบกัน ลักษณะกราฟของมอสเฟตกำลังเป็นการเปลี่ยนแปลงของแรงดันเกต ไม่ได้เปลี่ยนแปลงกระแส ข้อแตกต่างที่สองคือความชันของกราฟในย่าน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิมิตซ์ของไบโพลาร์นั้นชันกว่าความชันในย่านโอมท์ของมอสเฟต แสดงว่าความต้านทานของมอสเฟต สูงกว่าความต้านทานของไบโพลาร์ ข้อแตกต่างที่สาม คือ ในย่านแอกทีฟ ความชันของไบโพลาร์จะ มากกว่าความชันของมอสเฟต ดังนั้นจึงนำมอสเฟตไปใช้งานเป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ได้ดีกว่า

2.23 พารามิเตอร์พื้นฐานของมอสเฟต

ความต้านทาน r_{DS} เป็นตัวสำคัญในการระบุจำนวนของกระแสที่อุปกรณ์จะจัดการได้ไม่ให้เกิด ค่ากำลังสูญเสีย เมื่อมอสเฟตทำงานจากออฟ เป็นออน ค่าความต้านทานทานเดรส-ซอร์ส จะตกลง จากค่าสูงมาก ๆ ถึง r_{DS} เมื่อเปรียบเทียบกับกันแล้วจะมีค่าน้อยมาก สำหรับ r_{DS} ต่ำ ๆ ค่าแรงดันเกท ควรมีขนาดใหญ่พอ ที่จะทำให้กระแสเดรนสำหรับการทำงานที่ โอมิกซ์ รีเจินท์ (Ohmic Region) ได้ ค่าที่ชิต มักจะให้กราฟมาคัง ตัวอย่างรูป 2.24

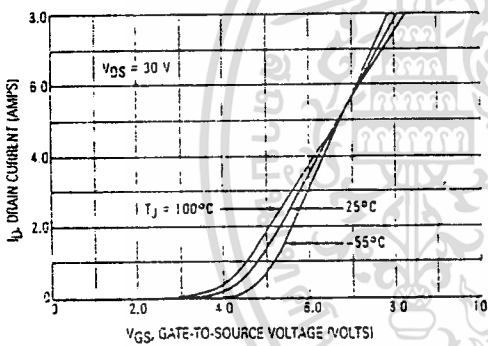


FIGURE 2-3 — TRANSFER CHARACTERISTICS OF MTP4N50

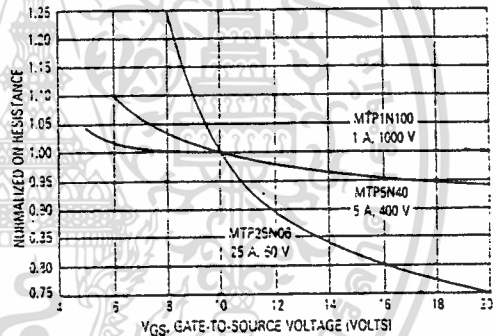


FIGURE 2-4 — THE EFFECT OF GATE-TO-SOURCE VOLTAGE ON ON-RESISTANCE VARIES WITH A DEVICE'S VOLTAGE RATING

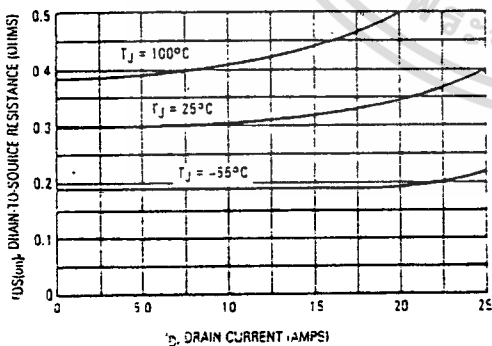


FIGURE 2-5 — VARIATION OF $r_{DS(on)}$ WITH DRAIN CURRENT AND TEMPERATURE FOR MTP15N45

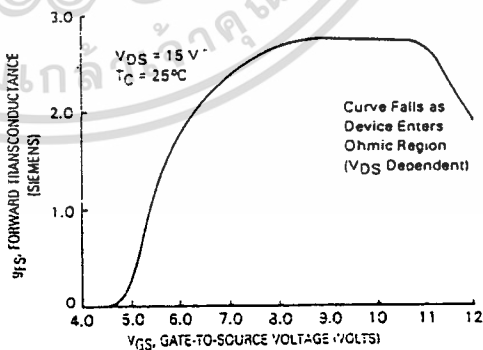


FIGURE 2-6 — SMALL-SIGNAL TRANSCONDUCTANCE versus V_{GS} OF MTP8N10

รูป 2.24 การเพิ่มของแรงดันเกทประมาณ 12 โวลท์ที่มี r_{DS} ค่าต่ำๆจนถึงแรงดันเกท ประมาณ 20 โวลท์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูป 2.19 การเพิ่มของแรงดันเกตประมาณ 12 โวลต์ที่มี r_{DS} ค่าต่ำ ๆ จนถึงแรงดันเกตประมาณ 20 โวลต์จะทำให้ r_{DS} ลดลงเมื่อกระแสทรานเพิ่มขึ้นจะทำให้ r_{DS} เพิ่มขึ้นด้วยดังรูป

2.23.1 ทรานคอนดักแตนซ์

ทรานคอนดักแตนซ์ g_{fm} จะหมายถึง เกนของมอสเฟตคล้าย ๆ กับค่า μ ของทรานซิสเตอร์ เป็นค่าพารามิเตอร์ที่สำคัญ สำหรับอุปกรณ์ที่ทำงานในย่านแอกทีฟหรือย่านกระแสคงที่หาได้จากการเปลี่ยนแปลงของกระแสทรานต่อการเปลี่ยนแปลงของกระแสเกต $g_{fm} = dI_D/dV_{GS}$ ค่าทรานคอนดักแตนซ์จะเปลี่ยนแปลงกับสภาวะการทำงานดังแสดงในรูป ค่า g_{fm} หาได้จากส่วน แอกทีฟ ของ $V_{DS} * I_D$ การออกแบบให้สนใจเพียงช่วงช่วยของการ ออน และ ออฟ เท่านั้น ค่าทรานคอนดักแตนซ์มักจะไม่ได้ใช้ สังเกตได้จากเมื่ออุปกรณ์ได้สวิตช์หมดแล้ว ความต้านทานจะทำงานที่ โหมิกซ์ รีจิ้นท์ ที่แรงดันเกตสูงมาก ที่ย่านนั้นค่าแรงดันเกตสูงมาก ๆ จะทำให้กระแสทรานเปลี่ยนแปลงเพียงเล็กน้อย เพราะความต้านทานสูงมาก จึงเป็นผลให้ค่า g_{fm} เกือบจะเป็นศูนย์

2.23.2 แรงดันเทรคโฮล

แรงดันเทรคโฮล(Threshold voltage), $V_{GS(th)}$ เป็นค่าแรงดันเกตที่น้อยที่สุดให้เกิดกระแสทรานไหลอยู่ได้

2.24 การ ออน-ออฟ ของ มอสเฟต

มอสเฟต ออฟ เมื่อ V_{GS} ต่ำกว่า เทรคโฮล และออน เมื่อ V_{GS} มีค่ามาก ต้องให้แรงดันเทรคโฮล เมื่อไม่มี I_D ก็จะย้ายจาก ออน ไป ออฟ เวลาในการ สวิตชิง จะเร็วมากอยู่ในย่านนาโนเซค

2.24.1 การ เทิร์น ออน มอสเฟต

จ่ายแรงดันจี-เอสเพื่อจะส่งกระแสให้เพียงพอเพื่อที่จะ C_{iss} อินพุททำการเก็บประจุในเวลาที่ต้องการ C_{iss} เป็นผลรวมของ C_{gd} และ C_{gs} ดังนั้น R_o จะต้องมีค่าต่ำมาก ๆ เพื่อจะเลือกความเร็วสูงของทรานซิสเตอร์

2.24.2 การ เทิร์น ออฟ

มันจะ เทิร์น ออฟ ทันที ที่เราเอาแรงดัน จี-เอส ออก

2.25 การขนาน

ได้ง่ายขณะ ออน ค่าความต้านทานมีสัมประสิทธิ์เป็นบวก เพื่อให้อุปกรณ์ตัวนำที่มีกระแสสูง โดยการขนานเพื่อที่จะแบ่งกระแส

2.26 วงจรขับ

มอสเฟตจะเลือกใช้ที่ความถี่สูง ๆ เพราะมีความเร็วกว่าอุปกรณ์ตัวอื่น ๆ การใช้งานที่ความถี่สูง กระแสเกตจะมากกว่านั้นเพื่อจะให้ เวลาในการสวิตชิง จะขึ้นกับแรงดันในการทำงาน Vds และ กระแสโหลด ในข้อมูลเวลาในการสวิตชิงโดยทั่วจะมีลักษณะที่ความต้านทานเกตต่ำมาก ๆ และแรงดันกับกระแสใช้ในการทำงานจะค่าด้วยข้างต่ำในการขึ้นมอสเฟตCissจะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญเพราะจะต้องถูก เก็บ และประจุในวงจรขับซึ่งจะมีผลต่อสวิตชิง

2.26.1..วงจรขับแบบแยกกราวด์

ในที่นี้ต้องการแยกระหว่างสัญญาณควบคุมที่เป็นระดับสัญญาณลอจิกการแยกกราวด์ระบบไฟฟ้าสามารถใช้วิธี ไฟเบอร์ออปติก(Fiber Optics),ออปโตคอมเพล็กซ์(Opto complex) หรือ หม้อแปลง แต่ในที่นี้จะใช้หม้อแปลงและวิธีที่เหลือจะไม่กล่าวถึง

มอสเฟตใช้แรงดันที่ตามสเปคจะต้องถูกจ่ายระหว่าง เกต และ ซอร์ซ(Source) เพื่อที่จะให้กระแสไหลในดีไวส์(Device)ที่ขาเกตของมอสเฟตจะเป็นแยกระบบ ไฟฟ้าจากซอร์ซ(Source) จะมีเพียงกระแสซึ่งไหลจำนวนน้อยไหลจากแหล่งว่าง ไปที่ขาเกต

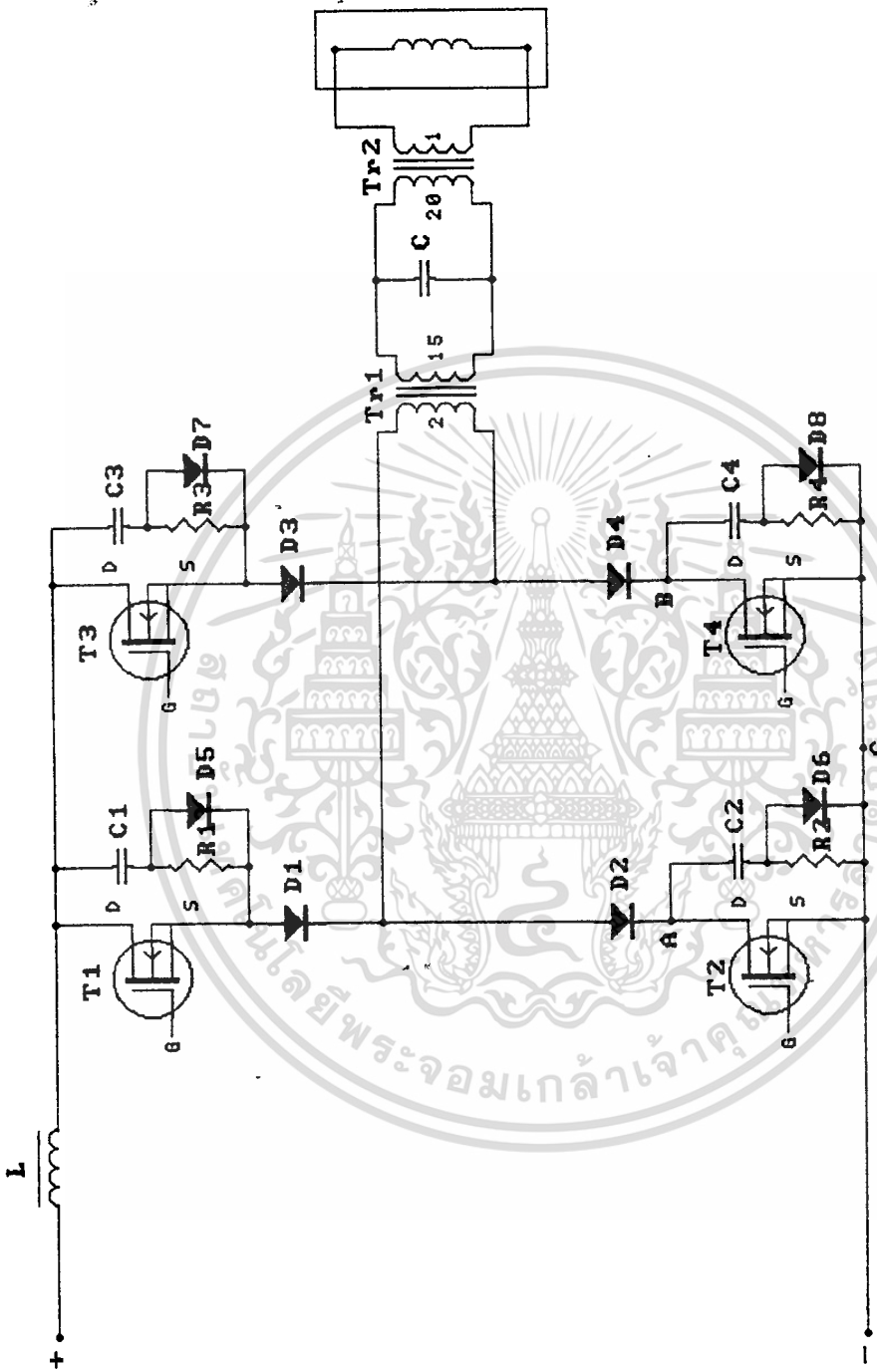
2.27 ข้อดีและเสียของมอสเฟต

ข้อดี ในการใช้สวิตชิงที่มีความเร็วสูงเพื่อจะลด สวิตชิงเพาเวอร์ลอสและเวลาการครอสโอเวอร์คือช่วงเวลาที่แรงดันและกระแสเปลี่ยนแปลงจากระดับหนึ่ง ไประดับหนึ่ง

ข้อเสีย เป็นการเพิ่มปัญหากระแสย้อนกลับซอร์โรโคเวอร์ในไดโอดพีวีลิ่งและแรงดันเกิน

2.28 อินเวอร์เตอร์

อินเวอร์เตอร์เป็นอุปกรณ์เปลี่ยนไฟกระแสตรงเป็นไฟกระแสสลับ โดยใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์ปิด-เปิดในที่นี้ใช้แบบฟูลบริดจ์เพื่อความปลอดภัยแก่มอสเฟต โดยจะแสดงในรูป2.20



รูป 2.25 การนำมอดเฟตต์เป็นอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

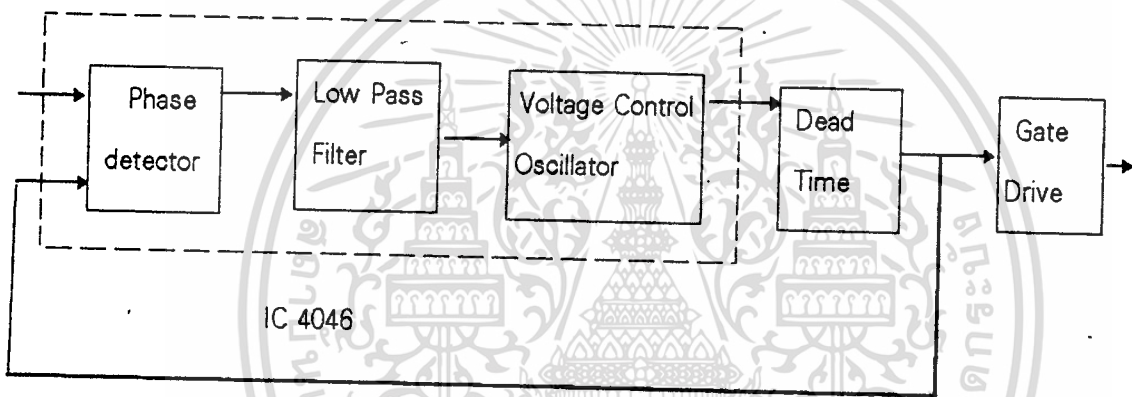
โครงสร้างและส่วนประกอบ

โครงสร้างของระบบประกอบด้วยวงจรระบบควบคุมกับวงจรกำลังสามารถพิจารณาได้ตามรายละเอียดดังนี้

3.1 วงจรของระบบควบคุม

ในส่วนของระบบควบคุมจะประกอบด้วยส่วนต่างๆดังนี้

เฟสดีเทกเตอร์ (phase detector) , โลว์พาสฟิลเตอร์ (LOWPASS Filter), วีซีโอ (VCO), เดดไทม์ (Dead Time) และเกตไดรฟ์ (Gate Drive)



รูปที่ 3.1 แสดงบล็อกไดอะแกรมของระบบควบคุม

3.1.1 วงจรเฟสดีเทกเตอร์ , โลว์พาสฟิลเตอร์ และ VCO

ทั้ง 3 ส่วนนี้เราสามารถนำ ไอซีที่มีวงจรทั้ง 3 ส่วนมาใช้งานก็คือ เบอร์ SCL 4046B ซึ่งเบอร์นี้จะเป็นลักษณะ ของเฟสล็อกกรุป จะมี เฟสดีเทกเตอร์เป็นตัวเปรียบเทียบความถี่อินพุต กับ เอาท์พุต (ที่ได้จากขดลวดความเร็วรอบ)

LOCK RANGE คือย่านความถี่ของอินพุตซิกแนล (Input signal) ที่ซึ่งลักษณะรูปของมันจะยังคงถูกล็อก ถ้ามันอยู่ในช่องล็อก จะมีค่าล็อก เป็น $2f_L$ หรือ $f_{MAX}-f_{MIN}$

CAPTURE RANGE คือย่านความถี่ของอินพุตซิกแนล ที่ PLL จะล็อกมาทำงานที่ความถี่ f_c ถ้ามันเริ่มที่จะออกจากช่องที่เป็น ล็อกเลงจ์ ซึ่งในช่วง Capture Range = $2f_L$ และโดยปกติจะไม่ต้องไม่

เกินเล็กน้อย ในระบบเฟสล็อกจะใช้ความต่างเฟสระหว่างเฟสคิเทคเตอร์อินพุตและเฟสที่ป้อนกลับมาจะต้องเฟสต่างกันไม่มากโดย แรงดันเอาต์พุตของเฟสคิเทคเตอร์ จะขึ้นอยู่กับความต่างเฟสของเฟสอินพุตและเฟสป้อนกลับ

เฟสคิเทคเตอร์ บางที่จะเรียกว่าเฟสคอมพารเตอร์ (Phase Comparator) จะเป็นอุปกรณ์ที่เปรียบเทียบสัญญาณอ้างอิงของ f_{in} และ f_{out} จะให้แรงดันเอาต์พุตแปรค่าตามความต่างเฟส

เฟสคิเทคเตอร์ แบ่งออกเป็น 2 ประเภท

1. ดิจิตอลเฟสล็อก (DPLL)
2. อนาล็อกเฟสล็อก

โดยทั่วไปถ้าเขียน PLL หมายถึงอนาล็อกเฟสล็อก
ประโยชน์ของลูปต่อสัญญาณอินพุต

ในการวิเคราะห์ของ PLL ต่อสถานะทรานเซียนและสตัดี้สเตจ (Steady State) เนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของสัญญาณจะมีประโยชน์สำหรับการนำเอา PLL ไปออกแบบ สำหรับรูปที่ใช้ติดตาม (Tracking) สัญญาณหรือลูป ที่ใช้สำหรับสังเคราะห์

การเข้าสู่สภาวะล็อก และการติดตามสัญญาณของ PLL

ความสามารถติดตามการเปลี่ยนแปลงความถี่ของสัญญาณอินพุตและความสามารถ สำหรับเริ่มต้นล็อกความถี่อินพุตจะมีความสำคัญ (ของอนาล็อกเฟสล็อก)

1. พิสัยล็อก (Lock Range) เป็นย่านความถี่ของ V_{co} ของลูปสามารถติดตามความถี่อินพุต หลังจากลูปเริ่มต้นล็อกกับสัญญาณอินพุตแล้ว
2. พิสัยพูลอิน (Pull in Range) เป็นย่านที่ PLL สามารถจะล็อกกับสัญญาณอินพุตได้โดยลูปที่อยู่ในสถานะเริ่มต้นไม่ได้ล็อกกับความถี่อินพุตเมื่อเข้าใกล้ความถี่ V_{co} เฟสคิเทคเตอร์จะให้เอาต์พุตออกมาโดยผ่านวงจรรองจะเป็น W_0 และถ้าความถี่ V_{co} เคลื่อนใกล้ความถี่อินพุตค่า W_0 จะเป็นตัวเปลี่ยนแปลงแรงดัน
3. พิสัยแคปเจอร์เป็นย่านที่ PLL สามารถจะล็อกกับความถี่อินพุตโดยสภาพของลูปไม่ได้เกิดสัญญาณรบกวนที่เอาต์พุตของเฟสคิเทคเตอร์แล้วย่านฟิลเตอร์ (Filter) โดยไม่ถูกลดทอน

3.1.2 เฟสล็อก

SCL 4046 จะประกอบด้วยตัวเปรียบเทียบเฟส 2 ตัว, โวลต์เตจคอนโทรล, ออสซิลเลเตอร์ (VCO), ซอร์ส ฟอโรเวอร์ (Source Follower) และ ซีเนอร์ไดโอด (Zener Diode) ตัวเปรียบเทียบมีอินพุต 2 อินพุต อินพุตร่วมกันอยู่ 2 อัน ซิกแนลอินพุต สามารถต่อเข้ากับสัญญาณแรงดันได้โดยตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หรือ ต่อผ่านคาปาซิเตอร์ อนุกรม ที่มีแรงดันไม่มาก เฟสคอมเพอเรเตอร์(Phase Comparator) ให้ สัญญาณดิจิตอลเออร์เรอร์ (Digital Error PC Out) ยังคงมีเฟสชิฟ(Phase Shift 0°) VCO ที่เป็นเชิงเส้นให้สัญญาณเข้าที่พุทเป็น VCO Out ที่ซึ่ง ความถี่ของมันถูกหาได้โดยแรงดันอินพุทของ VCO และความต้านทางถูกต้องที่ขา 11,ขา 12 (R1 และ R2) และ C2 ซีเนอร์ไดโอดถูกใช้ที่จะช่วยการเปรียบเทียบ เพาเวอร์ซัพพลาย ซึ่งคูได้จากคาค่าชี้ท

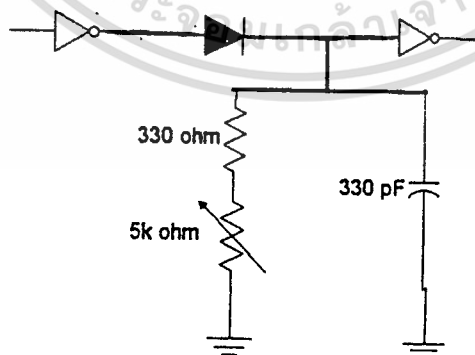


รูปที่ 3.2 ส่วนประกอบของเฟสล็อกกลุ

ส่วนของ VCO จะมีคาปาซิเตอร์ต่อภายนอกตัวและ ความต้านทาน ภายนอก 1 ตัวหรือ 2 ตัว (R1 หรือ R2) R1 และคาปาซิเตอร์ จะเป็นตัวกำหนดย่านความถี่ และ R2 ให้ความถี่ออฟเซ็ท(Offset) ได้ถ้าต้องการ อินพุทอินพีแดนซ์ของ VCO จะสูงใช้กับการออกแบบโพลาสฟิเตอร์โดยผู้ออกแบบจะเลือกอัตราส่วน R กับ C จากรูป 3.2 จะรวมเป็นไอซี 4046 เพียงตัวเดียว

เฟสคอมพาราเตอร์ สัญญาณอินพุทขาที่ 14 ถูกต่อได้โดยตรงที่จะให้สัญญาณที่ส่วนอยู่ในระดับลอจิกของซีมอส(Cmos) [ลอจิก 0 < 30%(VDD-VSS) และ ลอจิก 1 > 20%(VDD-VSS)]

3.1.3 วงจรเคคไทม์

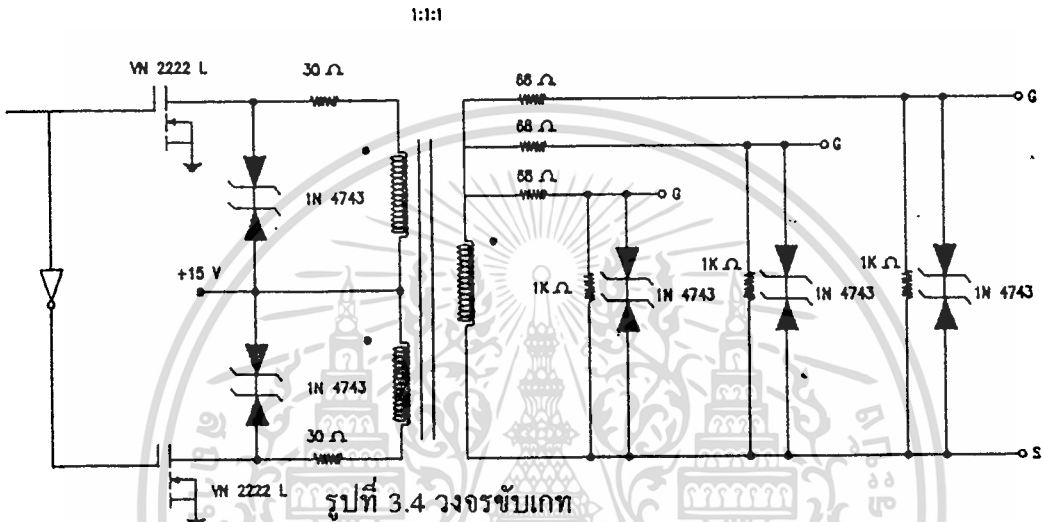


รูป 3.3 วงจรเคคไทม์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรนี้ทำหน้าที่หน่วงเวลาในการสวิตช์ให้ช้าลง โดยการลดขนาดความกว้างของพัลส์ให้แคบลง ลักษณะการทำงานของวงจรนี้จะอาศัยสัญญาณที่เป็น(+)มาทำการอัดประจุและคายประจุเมื่อแรงดันได้ลดต่ำลงใช้ต่อร่วมกับวงจรเอนเวลโอบคิเทคหรือโคโอดคิเทคเตอร์มาเป็นวงจรเคมไทม์ตัวเก็บประจุจะหน่วงเวลาขาขึ้นในการทดลองเราจะใช้ความต้านทานปรับค่าได้ 10กิโลโอมห์ และคาปาซิเตอร์ 330 pF และจะให้หน่วงเวลาไปอีกโดยต่อ R1 =330 โอห์ม

3.1.4 วงจรขับเกท



จากวงจรขับเกทเราจะใช้หม้อแปลงในลักษณะพูช-พูลเพื่อให้เกิดลักษณะการทำงานโดยแรงดันที่ออกมาจากหม้อแปลงจะมีทั้งซิก (+) และ (-) โดยหม้อแปลงจะอิมตัวช้าลงเมื่อเทียบกับหม้อแปลงธรรมดาที่ไม่ใช่พูช-พูล

3.1.5 การออกแบบ Pulse Transformer ในวงจร Control

ในแกนเฟอร์ไรท์ จะมี B_{max} ประมาณ 0.3 - 0.4 Tesla ให้เลือก $B_{max} = 0.3$ Tesla ความถี่ที่ใช้ประมาณ 100 KHz Turn Ratio 1:1 โดยมี $V=12$ Volt และ $I = 1$ A

วิธีการคำนวณมี2แบบ

1. Area product A_p Approach จะอยู่ในรูปความหนาแน่นของกระแส
2. Core Geometry K_g Approach อยู่ในรูปใช้กำลังการสูญเสียของลวดทองแดง

ในที่นี้จะใช้วิธี K_g Approach โดยใช้ลวด 3 ขด โดยการใช้โปรแกรม Math CAD ช่วยในการคำนวณ โดยเลือกค่าที่จะใช้ในโปรแกรมดังนี้

$V_1 = 12$ V ; $I_1 = 1$ A $V_2 = 12$ V ; $I_1 = 1$ A และ $V_3 = 12$ V ; $I_1 = 1$ A

ใช้ ลวด SWG #25

- เลือกแกน EE30 เพราะค่า $K_g \gg K_{gr}$
- จำนวนคอยล์ทั้งหมด 3 Coil ใช้ $\alpha = 0.314$ $\beta = 0.314$
- ความถี่ 100 KHz $B_{max} = 3$ T $K = 0.3$ (ค่าของขดลวด จะใช้ในช่วง 0.3 - 0.6) $\gamma = 4$

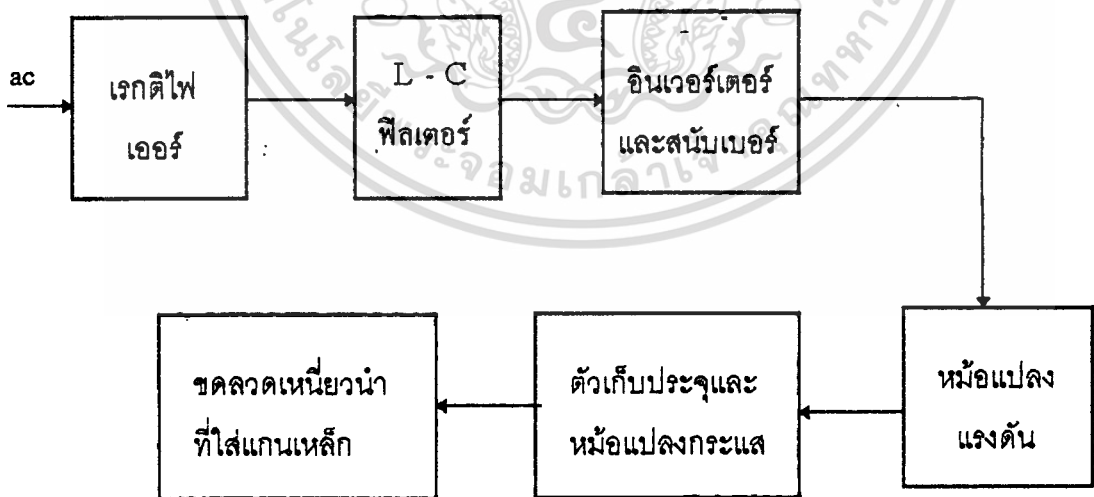
(คลื่นสี่เหลี่ยม)

- เมื่อใช้ข้อมูลที่ให้มาแล้วจะได้ ไปใส่ในโปรแกรมจะได้แกน EE30 ใช้ลวด SWG#25 1 เส้น พันจำนวน 50 รอบใน 1 คอยล์

3.2 วงจรเมมมีส่วนประกอบดังนี้

- 3.2.1. อินเวอร์เตอร์
- 3.2.2. หม้อแปลงแรงดัน
- 3.2.3. หม้อแปลงกระแส
- 3.2.4. คาปาซิเตอร์
- 3.2.5. ขดลวดเหนี่ยวนำ

ซึ่งจะแสดงเป็นบล็อกไดอะแกรมในรูป 3.5

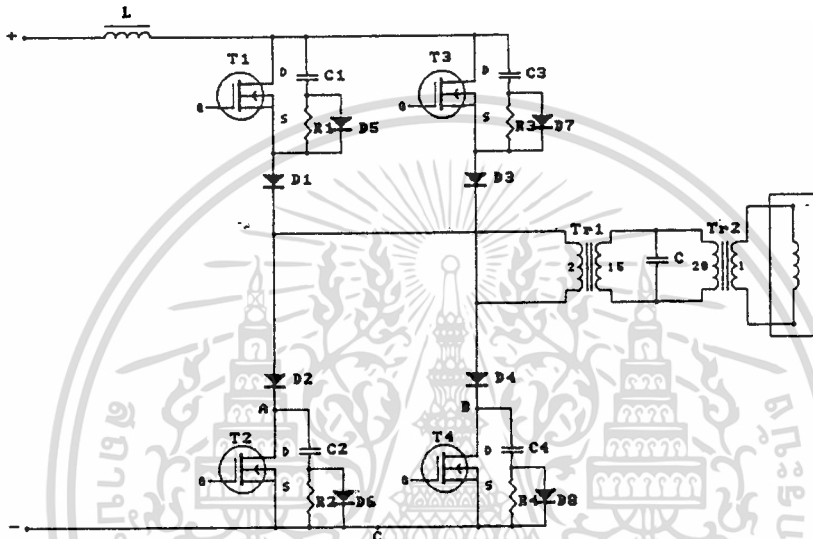


รูปที่ 3.5 บล็อกไดอะแกรมของวงจรเมม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1 อินเวอร์เตอร์และสับเบอร์ด

ในส่วนนี้จะใช้เป็นตัวแปลงไฟกระแสตรงเป็นกระแสสลับ โดยแหล่งจ่ายเป็นแหล่งจ่ายกระแส



รูปที่ 3.6 วงจรอินเวอร์เตอร์

3.2.2 หม้อแปลงแรงดันส่วนวงจรเมน

พิกัดอินพุต อัตราส่วน 2:15 แรงดัน 200 โวลต์ กระแส 15 แอมป์ ดังนั้นหม้อแปลงทางปฐมภูมิมีจำนวนรอบ 2 รอบ เนื่องจากหม้อแปลงตัวส่วนนี้จะต้องเอาแรงดันเพื่อเอามาจ่ายให้กับหม้อแปลงกระแส โดยตัวมันจะเป็นตัวช่วยลดกระแสที่มอสเฟตลงเพราะทำหน้าที่แปลงแรงดันขึ้น

3.2.3 หม้อแปลงกระแสส่วนวงจรเมน

พิกัดอินพุต อัตราส่วน ของหม้อแปลงแต่ละตัว 20:1 จำนวนรอบปฐมภูมิ 10 รอบ หม้อแปลงตัวนี้ต้องการจ่ายกระแสให้กับคอยล์เพื่อเอากระแส ไปสร้างฟลักซ์ให้ไปเหนี่ยวนำกระแสไหลวนในแท่งเหล็ก โดยหม้อแปลงตัวนี้จะทำหน้าที่แปลงกระแสขึ้นเพื่อที่จะสร้างฟลักซ์มากขึ้น

3.2.4 ขดลวดเหนี่ยวนำ

มีหน้าที่สร้างฟลักซ์ขึ้นมาเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวนในแท่งเหล็กเพื่อที่จะทำให้เหล็กร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางและความหนาของท่อทองแดงตามมาตรฐานที่มีขายแสดงในตาราง 3.1 ซึ่งสามารถนำไปแทนค่าตามสูตรหน้า 150

| ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง(นิ้ว) | ความหนา(นิ้ว) |
|-----------------------------|---------------|
| 1/8 | 0.028 |
| 1/4 | 0.035 |
| 7/8 | 0.049 |

ตาราง 3.1 ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางและความหนาของท่อทองแดง

วงจรนับเบอร์

ใช้ป้องกันเพาเวอร์มอสเฟตไม่ให้เสียหายเมื่อเกิดแรงดันสูงๆคร่อมขาเกต-ซอร์สเมื่อโหลดเป็นอินดักทีฟมันจะทำให้ดูคลื่นพลังงานจากขดลวดเมื่อเพาเวอร์มอสเฟตอยู่ในสภาวะออฟ

การคำนวณหาค่าความต้านทานและตัวเก็บประจุของวงจรนับเบอร์

-กระแสต่อเนื่องของมอสเฟต 3 ตัว $I_D = 15$ แอมป์

-แรงดันสูงสุดของมอสเฟต $V_{DS} = 400$ โวลต์

$$\text{หาค่าตัวเก็บประจุ} \quad C = \frac{I_D \times t_{off}}{2V_{DS}} = \frac{15 \times 630 \times 10^{-9}}{2 \times 400} = 0.0118 \mu F$$

เลือกใช้ขนาดตัวเก็บประจุ = $0.01 \mu F$

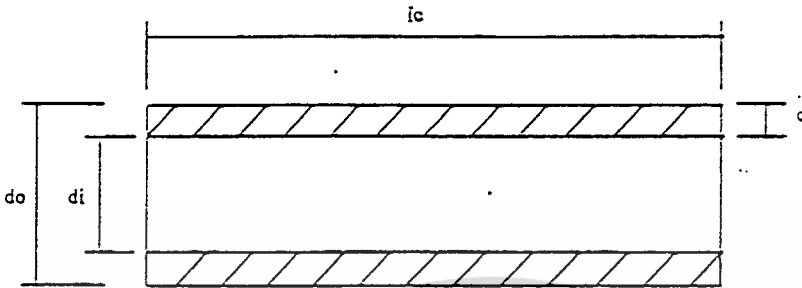
$$\text{หาค่าความต้านทาน} \quad R \leq \frac{t_{on}}{3C} \leq \frac{240 \times 10^{-9}}{3 \times 0.01 \times 10^{-6}} \leq 8 \Omega$$

$$\text{หาค่าเพาเวอร์} \quad P = 0.5CV^2f = 0.5 \times 0.01 \times 10^{-6} \times 400^2 \times 60 \times 10^3 = 48W.$$

เลือกใช้ $R = 7 \Omega 50W$.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณค่าความเหนี่ยวนำที่คล้องผ่านอากาศ

จำนวนรอบเป็น N_c รอบ

$$\text{จาก } L = \frac{N^2}{R} = \frac{\mu N^2 A}{L}$$

$$\text{จาก } L = \lambda d N_c^2 \quad [\mu H] \quad \text{Henry}$$

$$\lambda = \frac{0.1 \pi^2}{\{ 0.45 + \gamma + \beta + 2\gamma\beta(\gamma + l_c) / (3(\gamma + 2)) \}}$$

$$\gamma = \frac{l_c}{d}$$

$$\beta = \frac{c}{d}$$

$$d = \frac{(d_o + d_i)}{2}$$

2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

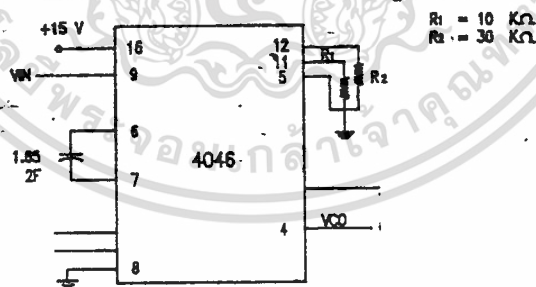
การทดลองและผลการทดลอง

4.1 การนำ 4046 มาใช้งาน

ในที่นี้จะยังไม่กล่าวถึงส่วนที่จะป้อนกลับในที่นี้จะใช้ VCO ที่มีออฟเซตโดยเลือกความถี่ในช่วงประมาณ 50 KHz ถึง 150 KHz ซึ่งจะถูกกำหนดได้โดยค่า R1 และ R2 ถ้าไม่ต่อ R2 จะไม่มีออฟเซต ก็คือจะมีความถี่เริ่มตั้งแต่ 0 Hz ซึ่งหาได้จากข้อมูลของ 4046 เลือกเส้น R1=10 กิโลโอมห์, VDD = 15 V โดยดูจากภาคผนวกจากนั้นเลือกค่า ความถี่ออฟเซต หรือ C1 ให้เลือกค่าใดๆ ค่าหนึ่งออกมาแล้วจะได้ค่าที่ยังไม่เลือกออกมา (อาจจะเป็นความถี่ออฟเซตหรือ C1) ในรูป 5(b) จากภาคผนวกนี้จะได้ค่า R1, C1 และช่วงความถี่จากนั้นกำหนดค่า f_{max} เพื่อจะหาค่า R2 ได้จากรูป 5(c) ดังนั้นในวงจรที่ช่วงความถี่ประมาณ 50 KHz-150 KHz จะใช้ค่า R1 = 10 k Ω , R2 = 30 k Ω และ C = 18 pF

4.1.1 การทดลอง 4046

เป็นวงจรที่ทำการปรับ V ตั้งแต่ 1-15 V โดยใช้ความต้านทานปรับค่าได้ซึ่งจะให้ความถี่ที่เป็น Square Wave ในช่องแรงดันเป็น (+) ที่มีความถี่ตั้งแต่ 49-143 KHz โดยประมาณต่อวงจรตามรูปที่ 4.1 แล้วบันทึกผลการทดลองลงในตารางที่ 4.1

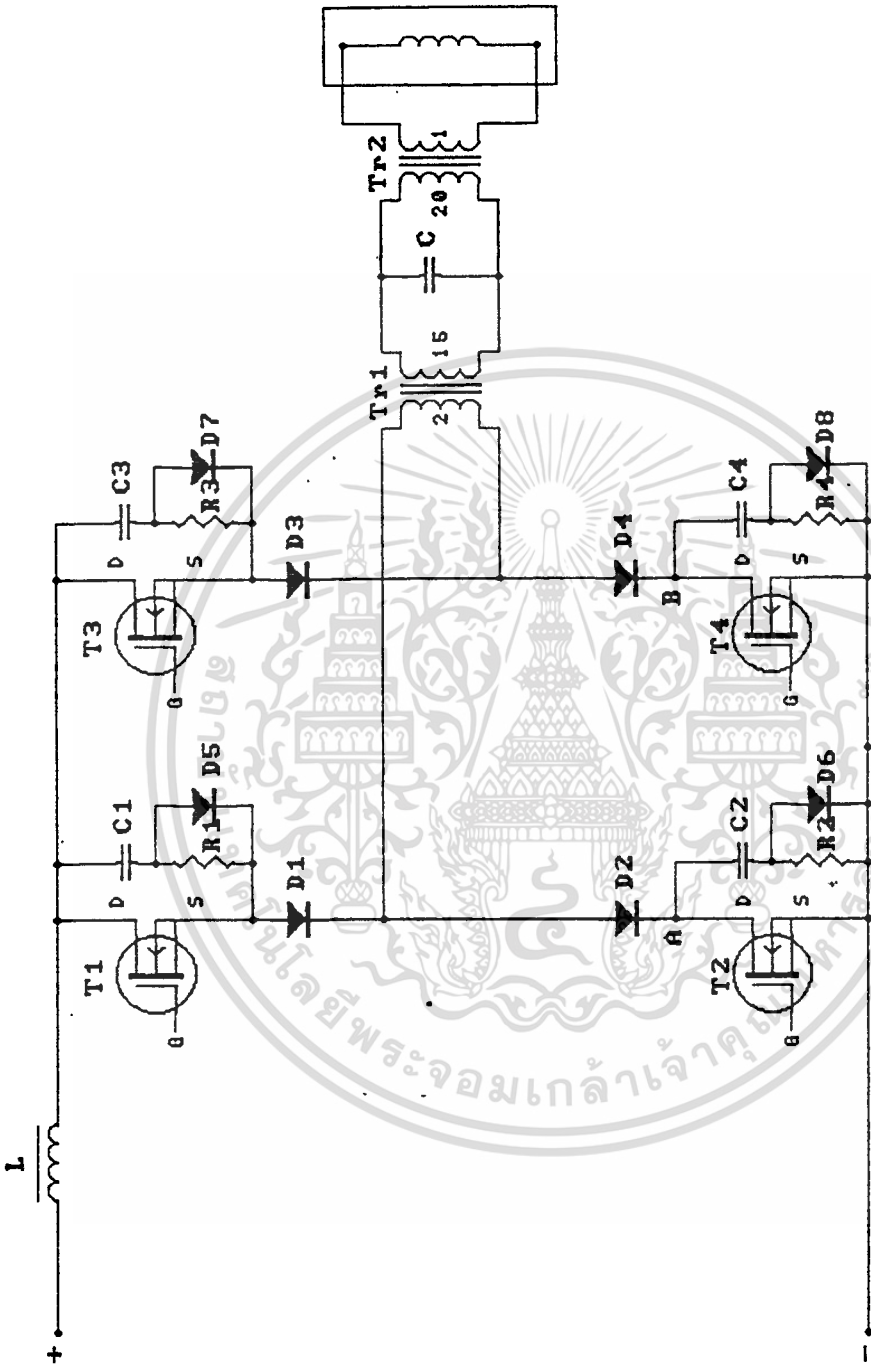


รูปที่ 4.1 แสดงการต่อ 4046 เพื่อการปรับความถี่

ดังนั้นในการเลือกค่าความถี่ที่จะนำมาใช้งานจะต้องเลือกให้สอดคล้องกับค่าเหนี่ยวนำของขดลวด ค่าคาปาซิเตอร์และหม้อแปลงความถี่สูง ขณะทำการทดลองให้ทำการตรวจวัดสัญญาณแรงดัน

| แรงแต้นที่ปรับ (V) | ความถี่ที่ใช้ f (KHz) | | | |
|--------------------|-----------------------|-----------------|-----------------|----------------|
| | ทดลองครั้งที่ 1 | ทดลองครั้งที่ 2 | ทดลองครั้งที่ 3 | เฉลี่ย 3 ครั้ง |
| 0.0 | 49 170 | 49 102 | 49 064 | 49 112 |
| 0.5 | 49.171 | 49.102 | 49 066 | 49 113 |
| 1.0 | 49.172 | 49.103 | 49.069 | 49 114 |
| 1.5 | 49.353 | 49.303 | 49.231 | 49.296 |
| 2.0 | 52 323 | 51.835 | 51.993 | 52.050 |
| 2.5 | 56.042 | 56 083 | 56.141 | 56 069 |
| 3.0 | 59 905 | 59 566 | 59.675 | 59 722 |
| 3.5 | 63.978 | 63.742 | 63.901 | 63 678 |
| 4.0 | 63 260 | 67 645 | 58.041 | 67.982 |
| 4.5 | 72.468 | 72.341 | 72.238 | 72.349 |
| 5.0 | 76.879 | 76.064 | 76.513 | 76.485 |
| 5.5 | 80.546 | 80.940 | 80.956 | 80.948 |
| 6.0 | 85 151 | 84.063 | 84 390 | 84 555 |
| 6.5 | 89.169 | 89.153 | 89.178 | 89 167 |
| 7.0 | 92 849 | 92 525 | 92.650 | 92 675 |
| 7.5 | 97 183 | 97.233 | 97.164 | 97 193 |
| 8.0 | 101.236 | 100.499 | 101.106 | 100 947 |
| 8.5 | 104 56 | 104.499 | 104.488 | 104 947 |
| 9.0 | 109 374 | 107 539 | 108.585 | 108 499 |
| 9.5 | 113 174 | 112.865 | 112.978 | 113 012 |
| 10.0 | 117 062 | 115.901 | 116.925 | 116.629 |
| 10.5 | 121.540 | 121.325 | 121.278 | 121.381 |
| 11.0 | 125.732 | 129.301 | 125.645 | 125.236 |
| 11.5 | 129.552 | 128.669 | 129 439 | 129.237 |
| 12.0 | 132.926 | 131.843 | 132 760 | 132 528 |
| 12.5 | 137 553 | 136.745 | 137.532 | 137.278 |
| 13.0 | 141 748 | 139.826 | 141 385 | 140 966 |
| 13.5 | 143 053 | 143 070 | 143.151 | 143.092 |
| 14.0 | 143.438 | 143.232 | 143.336 | 143 335 |
| 14.5 | 143.640 | 143.631 | 143.611 | 143.627 |
| 15.0 | 143 676 | 143.650 | 143 620 | 143 649 |

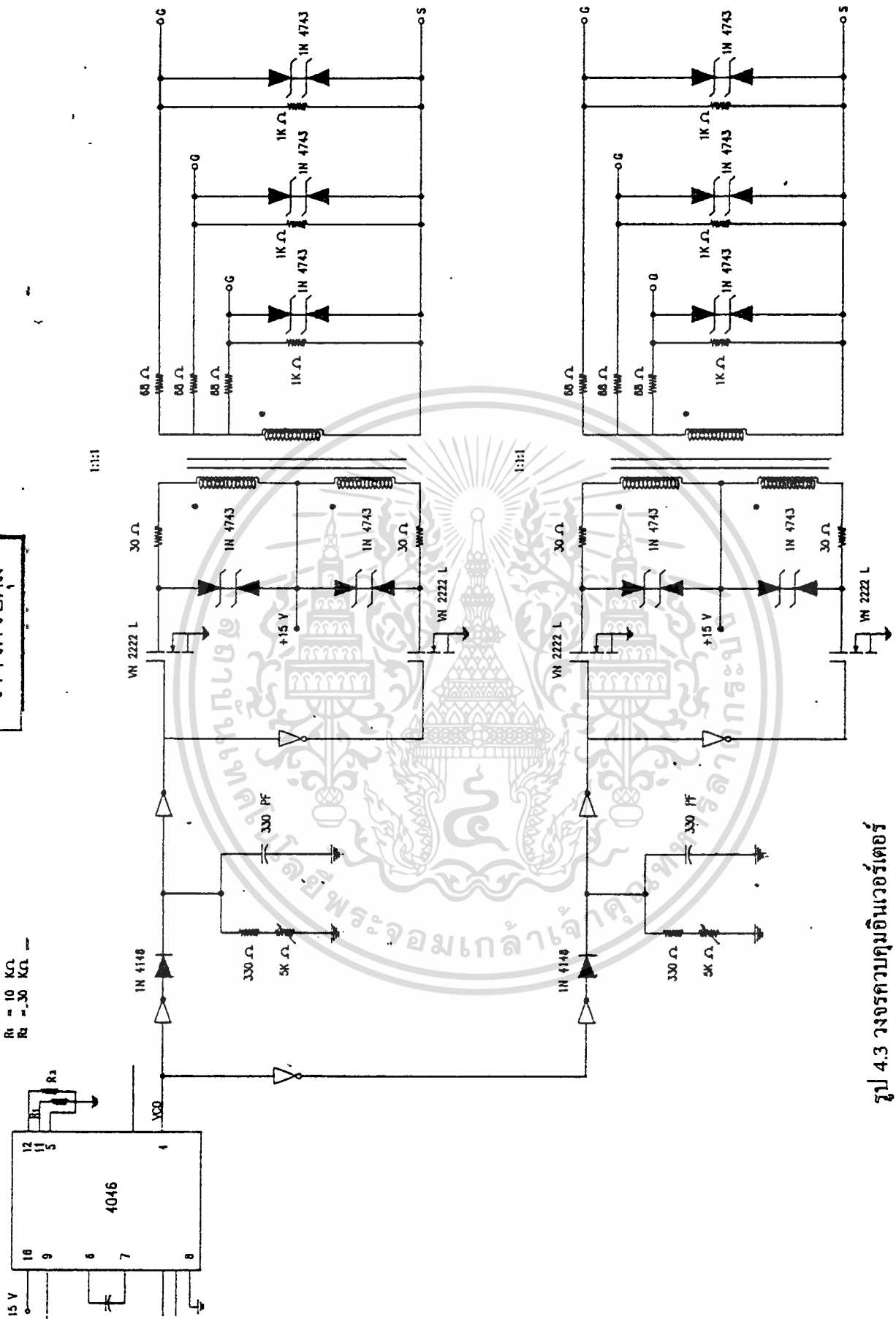
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.2 วงจรอินเวอร์เตอร์พุ่มต้นแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรควบคุม

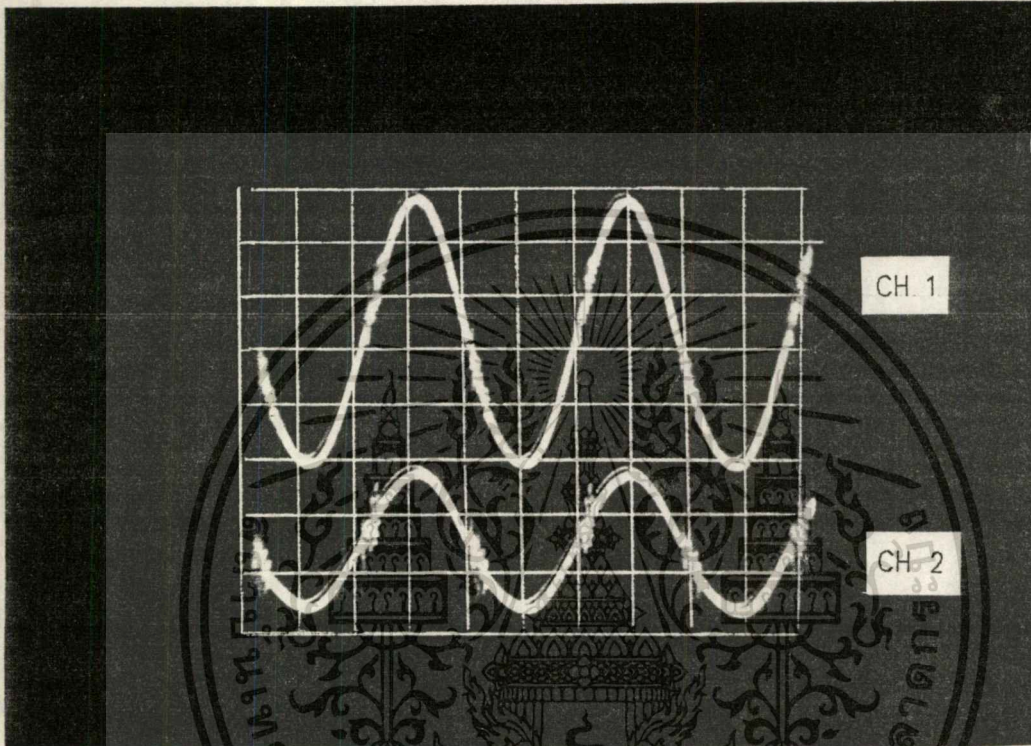


รูป 4.3 วงจรควบคุมอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ออกทางนามเขตแดนแบบสงเนื้อหา และต้องอย่างองงเงงเงงเงงของเอกสารทุกครั้งที่มีการนาเบไซ

และกระแสทางด้านเอาต์พุตซึ่งจะอยู่ทางด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงในส่วนที่2ของวงจรเม
 ในรูป 4.2

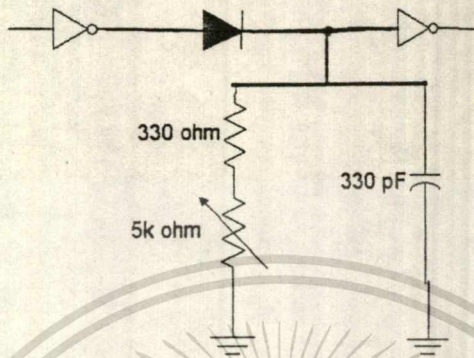


รูป 4.4 แสดงแรงดันและกระแสเอาต์พุตที่ความถี่เรโซแนนซ์

ในการทดลองจะทำการปรับความต้านทานที่ขา 9 เพื่อให้จะให้ความถี่ของสัญญาณได้ดังรูป 4.4 ซึ่งลักษณะของสัญญาณนี้จะอยู่ในช่องเรโซแนนซ์โดยที่สัญญาณนี้มีความถี่อยู่ในช่องประมาณ 60 KHz โดยที่ CH 1 ส่วนบนเป็นแรงดันตกคร่อมโหลดที่เป็นขดลวดเหนี่ยวนำ และ CH 2 ส่วนล่างเป็นกระแสไหลผ่านโหลดที่ซึ่ง $CH\ 1 = 10$ โวลต์/ช่อง อ่านได้ 30 โวลต์ และ $CH\ 2 = 20$ มิลลิโวลต์/ช่อง อ่าน 30 มิลลิโวลต์ อ่านเป็นกระแสได้ 20 แอมป์ ซึ่งค่าที่อ่านนี้จะไม่พิจารณาจะสนใจที่ความถี่ที่ปรับต้องใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์โดยสังเกตจากแรงดันและกระแสเอาต์พุตเท่านั้น

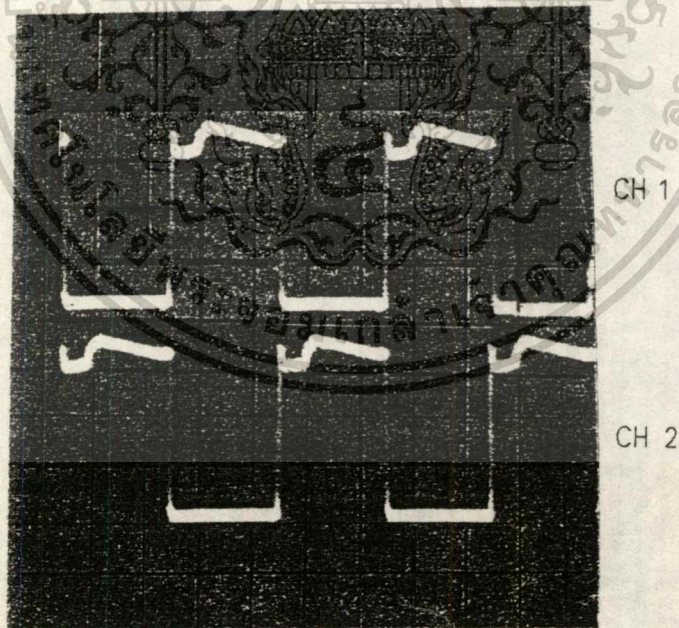
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.1.2 การทดลองวงจรเคคไทม์



รูป 4.5 วงจรเคคไทม์

วงจรเคคไทม์เป็นวงจรจับเนื้อพัลส์ของสัญญาณเพื่อป้องกันการสัควจรของอินเวอร์เตอร์ในกึ่งเดียวกันซึ่งในการทดลองให้จับสัญญาณแรงดันครั้น-ชอร์สในรูป 4.1 ที่จุด A และ B โดยให้จุด C เป็นกราวด์ซึ่งเห็นได้ดังรูป 4.6



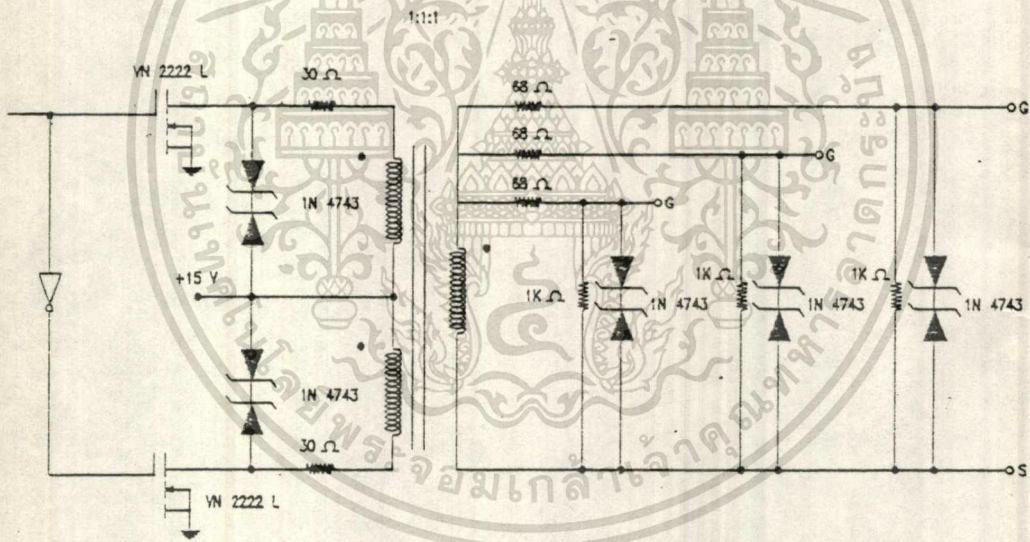
รูปที่ 4.6 แสดงแรงดัน V_{DS} คู่ล่างของอินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังรูป 4.6 จะได้จากการปรับความต้านทานในรูป 4.5 ซึ่งจะได้สัญญาณในรูป 4.6 ที่ไม่มีการลัดวงจรในกิ่งเดียวกันโดยที่ CH 1 และ CH 2 ปรับที่ 50 โวลต์/ช่องอ่านได้ 150 โวลต์ แต่ในการทดลองจะที่แรงดันไฟตรงที่มีค่าต่างๆก็ได้เพราะต้องการปรับค่าเดดไทม์นั่นเองและจะเห็นว่าเมื่อปรับค่าความต้านทานเพิ่มขึ้นจะทำให้พัลส์ของเอาต์พุต จะค่อย ๆ แลบลงเพราะถูกตัดพัลส์ขาขึ้นออกไป เมื่อปรับความต้านทานคงที่ค่าๆหนึ่ง แล้วทำการปรับความถี่จะทำให้ค่าของเดดไทม์ ไม่เปลี่ยนแปลงในช่วงที่ทำการทดลองอยู่เมื่อความถี่เปลี่ยนไป

โดยปกติช่วงเดดไทม์ ที่ 60 KHz จะหน่วงเวลาได้ 3.33 μ s ช่วงเวลาเดดไทม์ในวงจรนี้จะถูกปรับด้วยความต้านทานปรับค่าได้เพื่อความแน่นอนในการปรับสัญญาณรูป 4.6 ประกอบด้วยเพื่อไม่ให้เกิดการลัดวงจรในกิ่งเดียวกัน

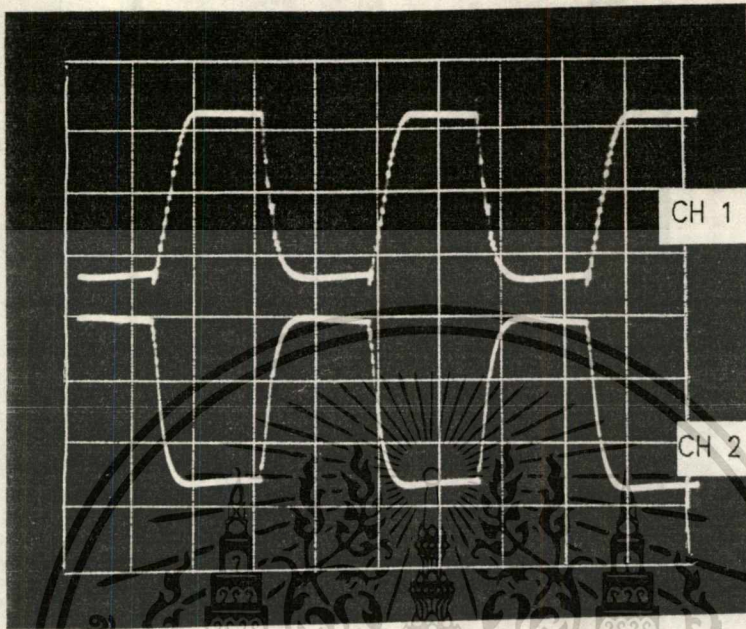
4.1.3 การทดลองวงจรขับ



รูปที่ 4.7 วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

ในที่นี้เราจะใช้เฟตมาเป็นตัวขับหรือแปลงความถี่สูง(Pulse Transformer)แบบพุช-พูลใช้เป็น ตัวไอโซเรท(Isolate)ของวงจรขับเกท จากสัญญาณที่มาจากเดดไทม์มาเข้าวงจรขับจะให้ผลออกมาในรูปที่ 4.8 ซึ่งวัดที่ G-S ในรูป 4.7

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



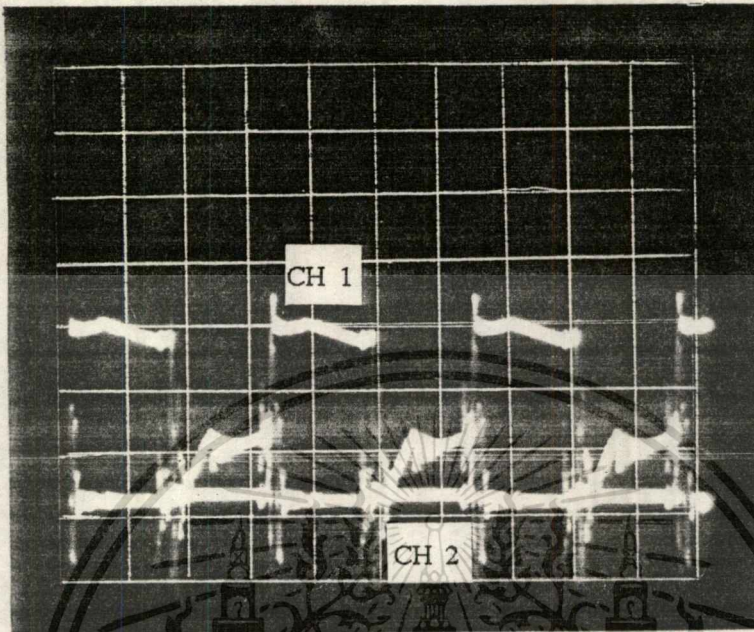
รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณขั้วเพาเวอร์มอสเฟตคู่ล่างของวงจรเมน

ผลการทดลองปรับ CH 1 และ CH 2 ที่ 5 โวลต์/ช่อง และ 5 ไมโครเซก/ช่อง อ่านได้ 12 โวลต์
- ได้ความถี่ 60 KHz แสดงรูปที่ 4.8

4.2 ผลการทดลองของวงจรเมน

การวัดสัญญาณของแรงดันที่ตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตและกระแสไหลผ่านเพาเวอร์มอสเฟต (V_{DS}, I_D) วัดได้ดังรูป 4.9 ซึ่งส่วนนี้วัดที่วงจรเมน โดยทำการต่อความต้านทานอนุกรมเข้าที่เพาเวอร์มอสเฟต ขณะทำการทดลองนั้นจะต้องค่อยๆปรับแรงดันไฟตรงแล้วดูแรงดัน V_{DS} กับกระแส I_D ในการครอสโอเวอร์ซึ่งจะต้องไม่เกินค่ากำลังที่สูญเสียในตัวมัน โดย CH1 50 โวลต์/ช่อง (V_{DS}) และ CH2 0.5 โวลต์/ช่อง (I_D) ซึ่งวัดคร่อมความต้านทาน 0.16 โอห์ม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป 4.9 V_{DS} กับ I_D ของเพาเวอร์มอสเฟต

จากรูป 4.9 แสดงการปรับแรงดันไฟตรงที่ยังไม่เกินค่ากำลังสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตเพื่อไม่ให้มอสเฟตและในการทดลองแต่ละครั้งจะต้องจับสัญญาณนี้คู่ด้วย

บทที่ 5

บทสรุปและวิจารณ์

เครื่องขุดผิวแข็งของเหล็กโดยอาศัยการเหนียวนำของกระแสไหลวนในแท่งเหล็ก การทำให้เหล็กร้อนและแดงได้ตามทฤษฎีซึ่งการที่ทำให้เหล็กร้อนและแดงได้เร็วขึ้น ทำได้ โดยเพิ่มการจ่ายกำลังไฟฟ้าเพิ่มขึ้นและยังต้องขึ้นอยู่กับความถี่ตัวเพราะถ้าความถี่สูงมาก ๆ กระแสก็จะไหลที่บริเวณผิวซึ่งเป็นปรากฏการผิว (skin effect) เหล็กที่มีขนาดเล็กจะแดงได้เร็วกว่าขนาดใหญ่

จากการทดลองเมื่อทำการตั้งความถี่ไว้ที่จุดเรโซแนนซ์จากการทดลองในบทที่ 4 แล้ว ไม่มีการมาปรับอีกเลยก็จะขณะที่เหล็กร้อนและแดงกระแสที่เอาท์พุทก็จะลดลงซึ่งเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของค่าตัวเหนียวในตัวได้จากจะค่อย ๆ เปลี่ยนไปและยังทำให้ความถี่เรโซแนนซ์เปลี่ยนไปเมื่อความถี่เรโซแนนซ์ไปก็จะทำให้ที่ความถี่นี้จ่ายกำลังไฟฟ้าได้ไม่สูงสุดที่ความถี่นี้เพราะไม่ได้เรโซแนนซ์ เมื่อไม่ได้เรโซแนนซ์จะเป็นอีกสาเหตุหนึ่งที่จะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตพังได้ซึ่งในการทดลองจะต้องดูสัญญาณแรงดันเดรน-ซอร์ส กับ กระแสเดรน และยังต้องดูกระแส กับ แรงดันเอาท์พุทว่าได้เรโซแนนซ์หรือไม่ ดังนั้นในการทดลอง ก็ได้ใช้การปรับความถี่เข้าช่วยเพื่อให้ได้จุดเรโซแนนซ์เพราะจะทำให้มอสเฟตไม่พังและยังได้กำลังสูงสุดที่ความถี่นั้นด้วยและยังสังเกตได้ว่าขณะทำการปรับความถี่ตามไปนั้นจะเห็น กระแสลดลงหรือเพิ่มขึ้น ถ้าปรับไม่ได้ความถี่เรโซแนนซ์โดยที่จุดเรโซแนนซ์นั้นกระแสจะไหลสูงสุดอยู่ที่จุดเดียว เมื่อปรับความถี่ลดลงหรือความถี่เพิ่มขึ้นแล้วทำให้กระแสลดลงเลย ทำให้หาจุดเรโซแนนซ์ได้หรือไม่ก็ดูมุมเฟสระหว่างกระแสกับแรงดันซึ่งโดยปกติจะปรับได้ เกือบเท่ากับมุมศูนย์แต่ถ้าดูที่กระแสถ้าปรับความถี่สูงได้เรื่อยๆแล้วกระแสเพิ่มขึ้นก็หาจุดที่ กระแสไหลสูงสุดแต่ถ้าปรับความถี่สูงแล้วกระแสลดลงจะต้องลดความถี่ลงมาเพื่อให้กระแส สูงขึ้นจนถึงจุดหนึ่งกระแสจะลดลงนั้นก็คือปรับความถี่ต่ำกว่าเรโซแนนซ์

ในการทดลองสิ่งที่มีปัญหามากที่สุดก็คือหม้อแปลงเพราะถ้าพันไม่ได้ค่าตามที่ต้องการแล้วค่าเอาท์พุทของหม้อแปลงที่จ่ายให้กับขดลวดไม่สามารถทำให้เหล็กแดงได้ เพราะค่าความเหนียวนำ ค่าตัวเก็บประจุและหม้อแปลงจะมีผลต่อการออกสปีดความถี่ขึ้นมาซึ่งจะต้องสอดคล้องกับความถี่ที่ไอซี 4046 สร้างขึ้นมา

ภาคผนวก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | | | |
|--------------|---------------------|-------------|------------|
| 16 := 1 | EF126 := 10 | EC35 := 11 | RM3 := 20 |
| 19 := 2 | E16/5, EF16 := 30 | EC41 := 12 | RM4 := 21 |
| 25 := 3 | E20/6, EF20 := 31 | EC52 := 13 | RM5 := 22 |
| 28 := 4 | E25/7, EF25 := 32 | EC70 := 14 | RM6 := 23 |
| 30 := 5 | E32/9, EF32 := 33 | EE30 := 44 | R6 := 24 |
| 33 := 6 | E30/7, E30 := 34 | | RM7 := 25 |
| 35 := 7 | E42/15, E4215 := 35 | | RM8 := 26 |
| 40 := 8 | E42/20, E4220 := 36 | | RM10 := 27 |
| 50 := 9 | E55/21, E5521 := 37 | | RM12 := 28 |
| 28I := 42 | | | RM14 := 29 |
| 26 := 43 | | | |
| 15039 := 15 | | ETD34 := 38 | |
| 16249 := 16 | | ETD39 := 39 | |
| 17459 := 17 | | ETD44 := 40 | |
| 18770 := 18 | | ETD49 := 41 | |
| 111493 := 19 | | | |

$:= 10^{-3}$ $u := 10^{-6}$ $n := 10^{-9}$

$\times 10^{-6}$ M. $\times 10^{-3}$ M. $\times 10^{-6}$ M.

| | | | | |
|---------|----------|------|--------|----------|
| 20.4 | 1 | 33.1 | 20.4 | 0 |
| 26 | 2 | 38.4 | 23 | 0 |
| 42 | 3 | 51.2 | 40 | 0 |
| 79.2 | 4 | 56.4 | 65.5 | 0 |
| 121 | 5 | 62 | 49.5 | 0 |
| 130 | 6 | 71 | 91 | 0 |
| 123.6 | 7 | 73.3 | 91.2 | 0 |
| 140.4 | 8 | 78.7 | 94.8 | 0 |
| 0 | 9 | 0 | 0 | 0 |
| 0 | 10 | 0 | 0 | 0 |
| 71 | 11 | 53 | 97 | 3 |
| 106 | 12 | 62 | 134 | 5 |
| 141 | 13 | 74 | 212 | 11 |
| 211 | 14 | 97 | 469 | 25 |
| 280 | 15 | 96.8 | 154 | 0 |
| 470 | 16 | 120 | 270 | 0 |
| 630 | 17 | 140 | 442 | 0 |
| 700 | 18 | 158 | 630 | 77 |
| 1380 | 19 | 210 | 1070 | 0 |
| 6.4 | 20 | 14.7 | 3.2 | 0. |
| 11.3 | 21 | 20 | 7.3 | 2 |
| 18 | 22 | 25 | 8.7 | 3. |
| 31 | 23 | 30 | 15 | 5. |
| 32 | 24 | 30 | 15.5 | 5. |
| 39 | 25 | 35.6 | 21.4 | 7. |
| S := 55 | DT := 26 | 42 | 30 | DWC := 1 |
| 90 | 27 | 52 | 41.5 | 2 |
| 125 | 28 | 31.4 | 71 | 4 |
| 170 | 29 | 71.5 | 106 | 6 |
| 20 | 30 | 34 | 22.3 | 4. |
| 31.6 | 31 | 41.2 | 34 | 7. |
| 52 | 32 | 52 | 56 | 1 |
| 82 | 33 | 64.4 | 108 | 2 |
| 49 | 34 | 44 | 77 | 8 |
| 175 | 35 | 87 | 177 | 8 |
| 229 | 36 | 100 | 172 | 1: |
| 351 | 37 | 113 | 280 | 2: |
| 91.6 | 38 | 60.5 | 122 | : |
| 123 | 39 | 69 | 178 | e |
| 172 | 40 | 77.7 | 210 | : |
| 209 | 41 | 86 | 269.4 | 1: |
| 82 | 42 | 68 | 40 | (|
| 58 | 43 | 65.6 | 43 | (|
| 110.25 | 44 | 66 | 107.25 | 5 |
| 0 | 45 | 0 | 0 | (|
| 0 | 46 | 0 | 0 | 1: |
| 0 | 47 | 0 | 0 | (|
| 0 | 48 | 0 | 0 | (|
| 0 | 49 | 0 | 0 | (|

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ควรลดใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

SCL4046B
SCL4446B



CMOS PHASE-LOCKED LOOPS

FEATURES

- ◆ Very low power consumption – 70 μ W (typ) @ $f_o = 10$ kHz, 5Vdc
- ◆ Operating frequency range (no offset) – Up to 3MHz (typ) @ 10Vdc (SCL4046B) Up to 4MHz (typ) @ 10Vdc (SCL4446B)
- ◆ Low frequency drift – 0.04%/°C (typ) @ 10Vdc
- ◆ Choice of two phase comparators:
 1. Exclusive-OR network
 2. Edge-controlled memory network with phase-pulse output for lock indication
- ◆ VCO Inhibit control for ON-OFF keying and ultra-low standby power consumption
- ◆ High VCO linearity 1% (typ)
- ◆ Source-follower output of VCO control input (Demodulator Output)
- ◆ Zener Diode to assist Supply Regulation
- ◆ Balanced Output Drive Current Specifications

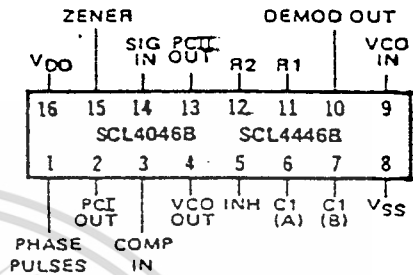
APPLICATIONS

- ◆ FM demodulator and modulator
- ◆ Frequency synthesis and multiplication
- ◆ Frequency discriminator
- ◆ Data synchronization
- ◆ Voltage-to-frequency conversion
- ◆ Tone decoding
- ◆ FSX-Modems
- ◆ Signal conditioning

DESCRIPTION

The SCL4046B and SCL4446B phase-locked loops contain two phase comparators, a voltage-controlled oscillator (VCO), source follower, and zener diode. The comparators have two common inputs. The Signal input can be used directly coupled to large voltage signals, or indirectly coupled (with a series capacitor) to small voltage signals. The self-bias circuit adjusts small voltage signals in the linear region of the amplifier. Phase comparator I (an exclusive-OR gate) provides a digital error signal PCI_{OUT}, and maintains 90° phase shift at the center frequency between Signal and Comparator inputs (both at 50% duty cycle). Phase comparator II (with leading edge sensing logic) provides digital error signals PCI_{OUT} and Phase Pulses, and maintains a 0° phase shift between input signals (duty cycle is immaterial). The linear VCO produces an output signal VCO_{OUT} whose frequency is determined by the voltage of input VCO_{IN} and the capacitor and resistors connected to pins C1A, C1B, R1, and R2. The source follower output, Demod Out, with an external resistor is used where the VCO_{IN} signal is needed but no loading can be tolerated. The inhibit input Inh, when high, disables the VCO and source follower to minimize standby power consumption. The zener diode can be used to assist in power supply regulation.

CONNECTION DIAGRAM (all packages)



Add suffix for package:-

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

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

For maximum reliability:

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

BLOCK DIAGRAM

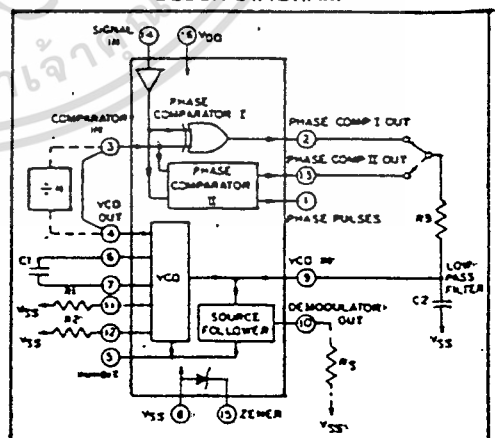


Fig. 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (Continued)

| PARAMETER | CONDITIONS | V _{DD} | +25°C | | | UNIT | |
|--|--|---|---------------|-------------------|--------------------|-------------------|-----------------|
| | | | Min. | Typ. | Max. | | |
| VCO SECTION (Continued) | | | | | | | |
| TEMPERATURE-FREQUENCY STABILITY No Offset | R ₂ = ∞ | 5 | — | 0.12-0.24 | — | % / °C | |
| | | 10 | — | 0.04-0.08 | — | | |
| | | 15 | — | 0.015-0.03 | — | | |
| | With Offset | R ₂ ≤ 10X R ₁ | 5 | — | 0.06-0.12 | — | % / °C |
| | | | 10 | — | 0.05-0.1 | — | |
| | | | 15 | — | 0.03-0.06 | — | |
| INPUT RESISTANCE (VCO _{IN}) | R _{IN} | 5, 10, 15 | — | 10 ⁶ | — | MΩ | |
| OUTPUT DUTY CYCLE | All valid input combinations and voltages | | — | 50 | — | % | |
| OUTPUT TRANSITION TIME | t _{TLH} , t _{THL} C _L = 50pF | 5 | — | 100 | 200 | ns | |
| | | 10 | — | 50 | 100 | | |
| | | 15 | — | 40 | 80 | | |
| PHASE COMPARATORS | | | | | | | |
| INPUT RESISTANCE Signal Input | R _{IN} | 5 | 1 | 3 | — | MΩ | |
| | | 10 | 0.2 | 0.7 | — | | |
| | | 15 | 0.1 | 0.3 | — | | |
| Comparator Input | R _{IN} | 5, 10, 15 | — | 10 ⁶ | — | MΩ | |
| AC-COUPLED INPUT SENSITIVITY Signal Input | V _{IN} | 5 10 15 | — — — | 200 400 700 | 400 800 1400 | mV | |
| OUTPUT TRANSITION TIME | t _{TLH} , t _{THL} PCI, PCII Outputs | C _L = 50pF | 5 | — | 100 | 200 | ns |
| | | | 10 | — | 50 | 100 | |
| | | | 15 | — | 40 | 80 | |
| | Phase Pulses Output | t _{TLH} , t _{THL} | 5 | — | 130 | 260 | ns |
| | | | 10 | — | 65 | 130 | |
| | | | 15 | — | 50 | 100 | |
| DEMODULATOR OUTPUT | | | | | | | |
| OFFSET VOLTAGE | VCO _{IN} - V _{DEM} | R _S > 50kΩ | 5 10 15 | — — — | 1.4 1.6 1.8 | 2.2 2.2 2.2 | V _{dc} |
| LINEARITY | | R _S > 50kΩ VCO _{IN} = 2.5±0.3V VCO _{IN} = 5.0±2.5V VCO _{IN} = 7.5±5.0V | 5 10 15 | — — — | 0.1 0.6 0.8 | — — — | % |
| ZENER DIODE | | | | | | | |
| ZENER VOLTAGE | V _Z | I _Z = 50μA | — | 6.3 | 7.0 | 7.7 | V |
| DYNAMIC RESISTANCE | R _Z | I _Z = 1mA | — | — | 100 | — | Ω |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

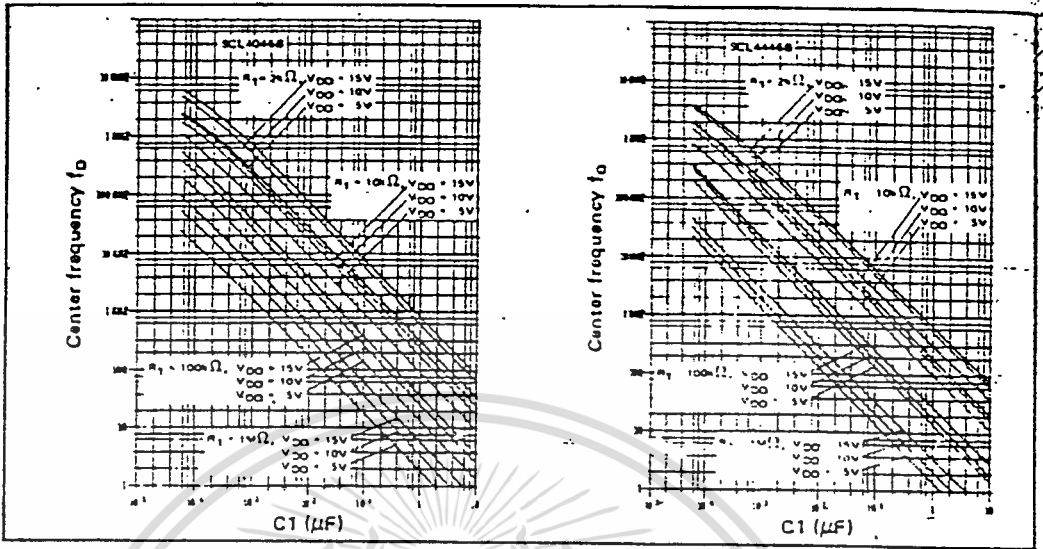


Fig. 5 (a) Typical center frequency (f_o) vs C1 ($R_2 = \infty$, $V_{COIN} = \frac{V_{DD}}{2}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

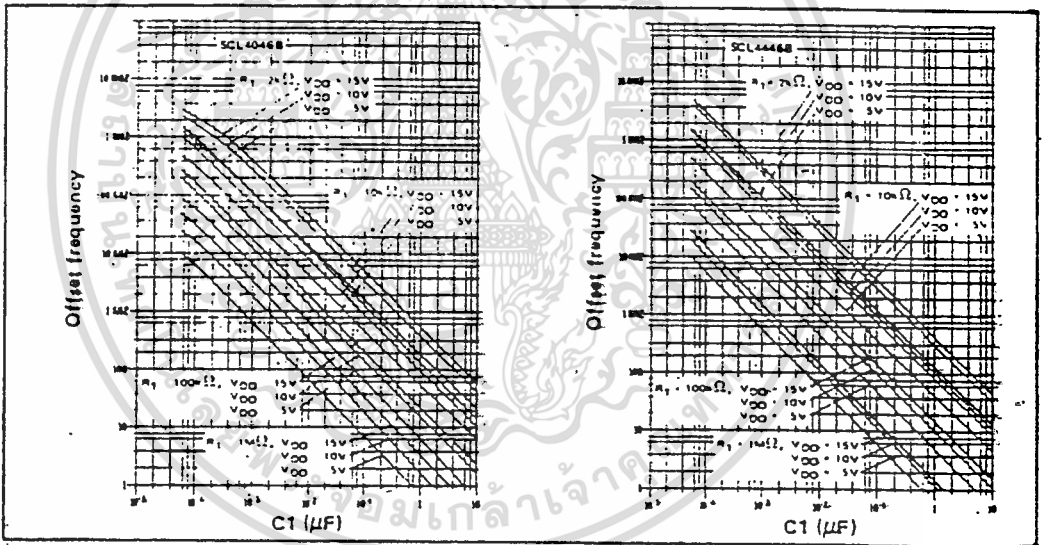


Fig. 5 (b) Typical frequency offset vs C1 ($V_{COIN} = V_{SS}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

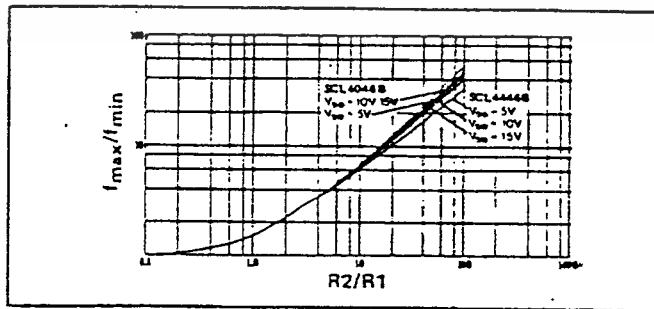


Fig. 5 (c) Typical f_{max}/f_{min} vs R2/R1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN INFORMATION

This information is a guide for approximating the values of external components for the SCL4046B and SCL4446B in a Phase-Locked Loop system. The selected external components must be within the following ranges:

$R_1, R_2 \geq 2k\Omega, R_S \geq 10k\Omega$
 $C_1 \geq 15pF$

In addition to the given design information refer to Figure 5 for $R_1, R_2,$ and C_1 component selections.

| CHARACTERISTICS | USING PHASE COMPARATOR I | | USING PHASE COMPARATOR II | |
|---|--|---|---|---|
| | VCO WITHOUT OFFSET $R_2 = \infty$ | VCO WITH OFFSET | VCO WITHOUT OFFSET $R_2 = \infty$ | VCO WITH OFFSET |
| VCO Frequency | | | | |
| For No Signal Input | VCO in PLL system will adjust to center frequency, f_0 | | VCO in PLL system will adjust to lowest operating frequency, f_{min} | |
| Frequency Lock Range, $2f_L$ | $2f_L =$ full VCO frequency range $2f_L = f_{max} - f_{min}$ | | | |
| Frequency Capture Range, $2f_C$ | $2f_C \approx \frac{1}{\pi \sqrt{R_1 C_2}}$ | | $f_C = f_L$ | |
| Loop Filter Component Selection | For $2f_C$, see Ref. | | | |
| Phase Angle between Signal and Comparator | 90° at center frequency (f_0), approximating C° and 180° at ends of lock range ($2f_L$) | | Always 0° in lock. | |
| Locks on Harmonics of Center Frequency | Yes. | | No. | |
| Signal Input Noise Rejection | High | | Low | |
| VCO Component Selection | - Given: f_0 - Use f_0 with Fig.5a to determine R_1 and C_1 | - Given: f_0 and f_L - Calculate f_{min} from the equation $f_{min} = f_0 - f_L$ - Use f_{min} with Fig. 5b to determine R_2 and C_1 - Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ from the equation $\frac{f_{max}}{f_{min}} = \frac{f_0 + f_L}{f_0 - f_L}$ - Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig.5c to determine ratio R_2/R_1 to obtain R_1 | - Given: f_{max} - Calculate f_0 from the equation $f_0 = \frac{f_{max}}{2}$ - Use f_0 with Fig.5a to determine R_1 and C_1 | - Given: f_{min} & f_{max} - Use f_{min} with Fig.5b to determine R_2 and C_1 - Calculate $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ - Use $\frac{f_{max}}{f_{min}}$ with Fig.5c to determine ratio R_2/R_1 to obtain R_1 |

REF. G. S. Moschytz, "Miniaturized RC Filters Using Phase-Locked Loop", BSTJ, May, 1965.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS^{1,3}

| PARAMETER | V _{DD} (Vdc) | CONDITIONS | T _{LOW} ² | | +25°C | | | T _{HIGH} ² | | Units |
|--------------------------|--------------------------|--|-------------------------------|------|-------|------|------|--------------------------------|------|------------------|
| | | | Min. | Max. | Min. | Typ. | Max. | Min. | Max. | |
| QUIESCENT DEVICE CURRENT | I _{DD} | Inhibit = V _{DD} Signal Input = V _{DD} | — | 5 | — | 0.05 | 5 | — | 150 | μA _{dc} |
| | | | — | 10 | — | 0.01 | 10 | — | 300 | |
| | | | — | 15 | — | 0.2 | 20 | — | 600 | |
| TOTAL POWER DISSIPATION | P _T | Inh = V _{SS} , VCO _{IN} = V _{DD} , f _o = 10kHz, ² C _L = 15pF, R1 = 1MΩ, R2 = R _S = ∞ | — | — | — | 0.07 | — | — | — | mW |
| | | | — | — | — | 0.6 | — | — | — | |
| | | | — | — | — | 2.4 | — | — | — | |

- 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 VCO output (pin 4) and Phase Comparator Outputs (pins 2 and 13) have been designed for balanced output drive current specifications. Consult Family Specifications.

| PARAMETER | CONDITIONS | V _{DD} | 25°C | | | UNIT | | |
|---|--|---|-------------------|------|------|------|-----|-----|
| | | | Min. | Typ. | Max. | | | |
| VCO SECTION: | | | | | | | | |
| MAXIMUM OPERATING FREQUENCY SCL4046B | f _{max} R2 = ∞ VCO _{IN} = V _{DD} | R1 C1 10k 50pF | 5 | 0.5 | 0.8 | — | MHz | |
| | | | 10 | 1.0 | 1.5 | — | | |
| | | | 15 | 1.3 | 1.9 | — | | |
| | | 5k 50pF | 5 | 0.6 | 1.0 | — | MHz | |
| | | | 10 | 1.4 | 2.1 | — | | |
| | | | 15 | 1.8 | 2.7 | — | | |
| | SCL4446B | R2 = ∞ VCO _{IN} = V _{DD} | R1 C1 10k 50pF | 5 | — | 1.3 | — | MHz |
| | | | | 10 | — | 2.9 | — | |
| | | | | 15 | — | 3.8 | — | |
| | | | 5k 50pF | 5 | 0.7 | 1.0 | — | MHz |
| | | | | 10 | 1.3 | 2.0 | — | |
| | | | | 15 | 1.9 | 2.8 | — | |
| 2k 50pF | 5 | 0.9 | 1.3 | — | MHz | | | |
| | 10 | 1.9 | 2.9 | — | | | | |
| | 15 | 2.6 | 3.9 | — | | | | |
| LINEARITY | R2 = ∞ VCO _{IN} = 2.5±0.3V, R1 > 10kΩ VCO _{IN} = 5.0±2.5V, R1 > 400kΩ VCO _{IN} = 7.5±5.0V, R1 > 1MΩ | 5 | — | 1 | — | % | | |
| | | 10 | — | 1 | — | | | |
| | | 15 | — | 1 | — | | | |

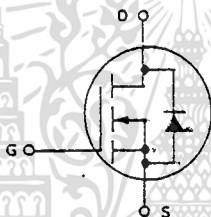
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF450
IRF451
IRF452

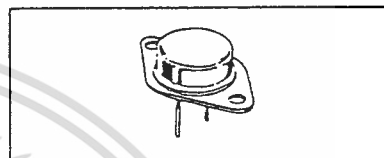
N-CHANNEL ENHANCEMENT-MODE SILICON GATE
TMOS POWER FIELD EFFECT TRANSISTOR

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



| Part Number | V_{DS} | $r_{DS(on)}$ | 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 |



MAXIMUM RATINGS

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

THERMAL CHARACTERISTICS

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

See the MTH13145 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 P
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-244AA OUTLINE SHALL APPLY.

| MILLIMETERS | | INCHES | |
|-------------|--------------|---------------|--|
| DWG | MIN. - MAX. | MIN. - MAX. | |
| A | — 29.27 | — 1.150 | |
| B | — 11.28 | — 0.445 | |
| C | 6.25 ± 0.25 | 0.250 ± 0.010 | |
| D | 0.97 ± 0.25 | 0.038 ± 0.010 | |
| E | 1.40 ± 0.17 | 0.055 ± 0.007 | |
| F | 30.11 ± 0.50 | 1.187 ± 0.020 | |
| G | 0.97 ± 0.50 | 0.038 ± 0.020 | |
| H | 5.48 ± 0.50 | 0.215 ± 0.020 | |
| J | 14.80 ± 0.50 | 0.583 ± 0.020 | |
| K | 11.18 ± 0.13 | 0.440 ± 0.005 | |
| L | 1.84 ± 0.13 | 0.073 ± 0.005 | |
| M | — 3.67 | — 0.145 | |
| N | 0.83 ± 0.13 | 0.033 ± 0.005 | |
| P | 1.84 ± 0.13 | 0.073 ± 0.005 | |
| Y | 1.84 ± 0.13 | 0.073 ± 0.005 | |

CASE 1-06
TO-244AA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
 TECHNICAL DATA

Designer's Data Sheet

Power Field Effect Transistor
N-Channel Enhancement-Mode
Silicon Gate TMOS



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 — Switching Times Specified at 100°C
- Designer's Data — I_{DSS} , $V_{DS(on)}$, $V_{GS(th)}$ and SOA Specified at Elevated Temperature
- Rugged — SOA is Power Dissipation Limited
- Source-to-Drain Diode Characterized for Use With Inductive Loads

MAXIMUM RATINGS

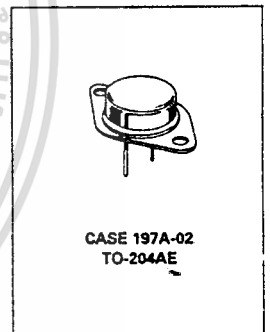
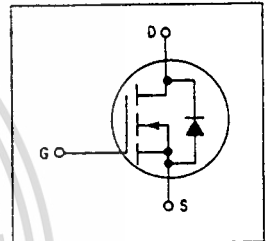
| Rating | Symbol | MTM | | Unit |
|---|----------------|------------|-------|---------------------------|
| | | 15N35 | 15N40 | |
| Drain-Source Voltage | V_{DSS} | 350 | 400 | Vdc |
| Drain-Gate Voltage ($R_{GS} = 1\text{ M}\Omega$) | V_{DGR} | 350 | 400 | Vdc |
| Gate-Source Voltage — Continuous — Non-repetitive ($t_p \leq 60\ \mu\text{s}$) | V_{GS} | ± 20 | | Vdc |
| | V_{GSM} | ± 40 | | Vpk |
| Drain Current — Continuous — Pulsed | I_D | 15 | | Adc |
| | I_{DM} | 70 | | |
| Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$ Derate above 25°C | P_D | 250 | | Watts |
| | | 2 | | $\text{W}/^\circ\text{C}$ |
| Operating and Storage Temperature Range | T_J, T_{stg} | -65 to 150 | | $^\circ\text{C}$ |

THERMAL CHARACTERISTICS

| | | | |
|---|-----------------|-----|---------------------------|
| Thermal Resistance — Junction to Case — Junction to Ambient | $R_{\theta JC}$ | 0.5 | $^\circ\text{C}/\text{W}$ |
| | $R_{\theta JA}$ | 30 | |
| Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/8" from case for 5 seconds | T_L | 275 | $^\circ\text{C}$ |

MTM15N35
MTM15N40

TMOS POWER FETs
 15 AMPERES
 $r_{DS(on)} = 0.3\ \text{OHM}$
 350 and 400 VOLTS



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

MOTOROLA TMOS POWER MOSFET DATA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

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

| Characteristic | Symbol | Min | Max | Unit |
|---|---------------------------------------|------------|----------|------|
| OFF CHARACTERISTICS | | | | |
| Drain-Source Breakdown Voltage ($V_{GS} = 0, I_D = 0.25 \text{ mA}$) | MTM15N35 MTM15N40 $V_{(BR)DSS}$ | 350 400 | — | Vdc |
| Zero Gate Voltage Drain Current ($V_{DS} = \text{Rated } V_{DSS}, V_{GS} = 0$) ($V_{DS} = 0.8 \text{ Rated } V_{DSS}, V_{GS} = 0, T_J = 125^\circ\text{C}$) | I_{DSS} | — | 0.2 1 | mAdc |
| Gate-Body Leakage Current, Forward ($V_{GSF} = 20 \text{ Vdc}, V_{DS} = 0$) | I_{GSSF} | — | 100 | nAdc |
| Gate-Body Leakage Current, Reverse ($V_{GSR} = 20 \text{ Vdc}, V_{DS} = 0$) | I_{GSSR} | — | 100 | nAdc |

ON CHARACTERISTICS*

| | | | | |
|---|--------------|----------|------------------|------|
| Gate Threshold Voltage ($V_{DS} = V_{GS}, I_D = 1 \text{ mA}$) $T_J = 100^\circ\text{C}$ | $V_{GS(th)}$ | 2 1.5 | 4.5 4 | Vdc |
| Static Drain-Source On-Resistance ($V_{GS} = 10 \text{ Vdc}, I_D = 7.5 \text{ Adc}$) | $r_{DS(on)}$ | — | 0.3 [~] | Ohm |
| Drain-Source On-Voltage ($V_{GS} = 10 \text{ V}$) ($I_D = 15 \text{ Adc}$) ($I_D = 7.5 \text{ Adc}, T_J = 100^\circ\text{C}$) | $V_{DS(on)}$ | — | — | Vdc |
| Forward Transconductance ($V_{DS} = 15 \text{ V}, I_D = 7.5 \text{ A}$) | g_{FS} | 6 | — | mhos |

DYNAMIC CHARACTERISTICS

| | | | | | |
|------------------------------|--|-----------|---|------|----|
| Input Capacitance | ($V_{DS} = 25 \text{ V}, V_{GS} = 0,$ $f = 1 \text{ MHz}$) See Figure 11 | C_{iss} | — | 3000 | pF |
| Output Capacitance | | C_{oss} | — | 500 | |
| Reverse Transfer Capacitance | | C_{rss} | — | 200 | |

SWITCHING CHARACTERISTICS* ($T_J = 100^\circ\text{C}$)

| | | | | | |
|---------------------|--|--------------|-----------|-----|----|
| Turn-On Delay Time | ($V_{DD} = 25 \text{ V}, I_D = 0.5 \text{ Rated } I_D$ $R_{gen} = 50 \text{ ohms}$) See Figures 9, 13 and 14 | $t_{d(on)}$ | — | 60 | ns |
| Rise Time | | t_r | — | 180 | |
| Turn-Off Delay Time | | $t_{d(off)}$ | — | 450 | |
| Fall Time | | t_f | — | 180 | |
| Total Gate Charge | ($V_{DS} = 0.8 \text{ Rated } V_{DSS},$ $I_D = \text{Rated } I_D, V_{GS} = 10 \text{ V}$) See Figure 12 | Q_g | 110 (Typ) | 160 | nC |
| Gate-Source Charge | | Q_{gs} | 50 (Typ) | — | |
| Gate-Drain Charge | | Q_{gd} | 60 (Typ) | — | |

SOURCE DRAIN DIODE CHARACTERISTICS*

| | | | | | |
|-----------------------|---|----------|-----------------------------|-----|-----|
| Forward On-Voltage | ($I_S = \text{Rated } I_D$ $V_{GS} = 0$) | V_{SD} | 1.3 (Typ) | 1.6 | 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) | — | |

*Pulse Test: Pulse Width $\leq 300 \mu\text{s}$, Duty Cycle $\leq 2\%$.

TYPICAL ELECTRICAL CHARACTERISTICS

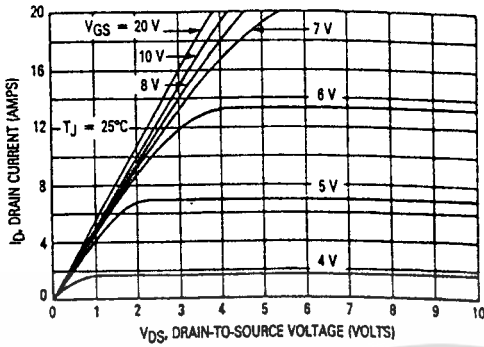


Figure 1. On-Region Characteristics

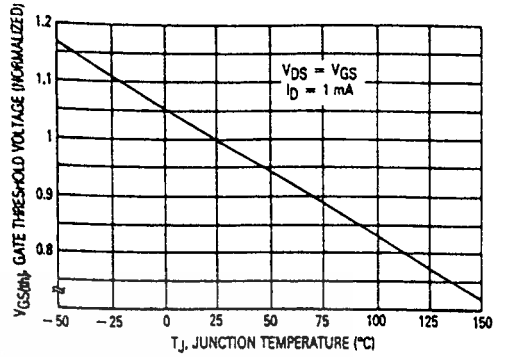


Figure 2. Gate-Threshold Voltage Variation With Temperature

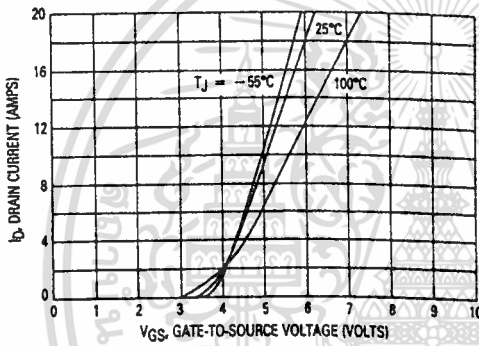


Figure 3. Transfer Characteristics

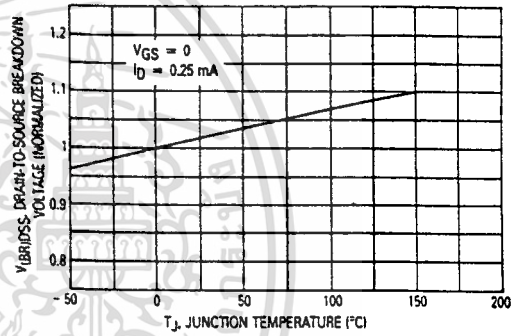


Figure 4. Breakdown Voltage Variation With Temperature

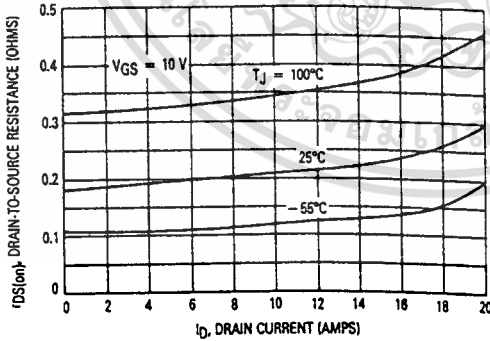


Figure 5. On-Resistance versus Drain Current

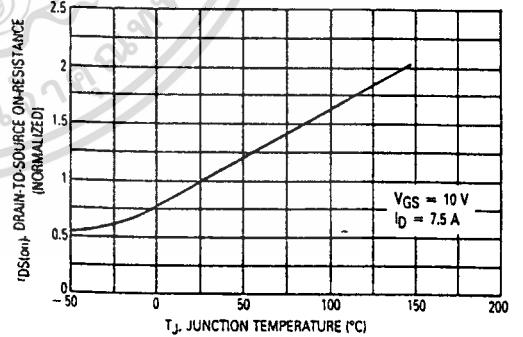


Figure 6. On-Resistance Variation With Temperature

MTM15N35, 40

SAFE OPERATING AREA INFORMATION

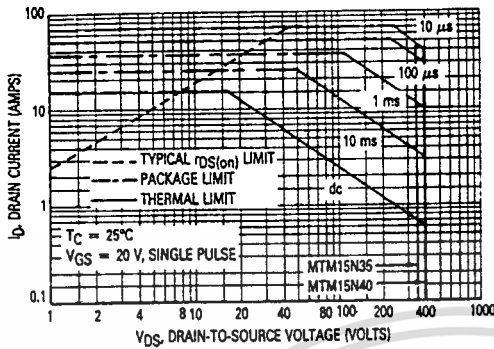


Figure 7. Maximum Rated Forward Biased Safe Operating Area

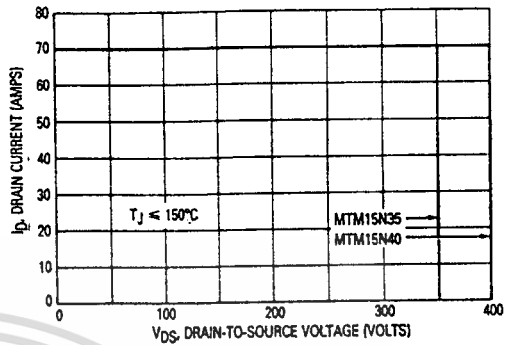


Figure 8. Maximum Rated Switching Safe Operating Area

FORWARD BIASED SAFE OPERATING AREA

The FBSOA curves define the maximum drain-to-source voltage and drain current that a device can safely handle when it is forward biased, or when it is on, or being turned on. Because these curves include the limitations of simultaneous high voltage and high current, up to the rating of the device, they are especially useful to designers of linear systems. The curves are based on a case temperature of 25°C and a maximum junction temperature of 150°C. Limitations for repetitive pulses at various case temperatures can be determined by using the thermal response curves. Motorola Application Note, AN569, "Transient Thermal Resistance-General Data and Its Use" provides detailed instructions.

SWITCHING SAFE OPERATING AREA

The switching safe operating area (SOA) of Figure 8 is the boundary that the load line may traverse without incurring damage to the MOSFET. The fundamental limits are the peak current, I_{DM} and the breakdown voltage, $V(BR)_{DSS}$. The switching SOA shown in Figure 8 is applicable for both turn-on and turn-off of the devices for switching times less than one microsecond.

The power averaged over a complete switching cycle must be less than:

$$\frac{T_J(max) - T_C}{R_{\theta JC}}$$

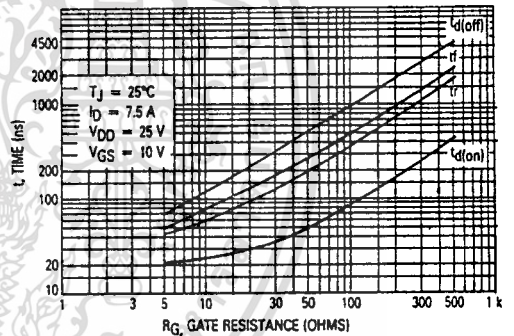


Figure 9. Resistive Switching Time Variation With Gate Resistance

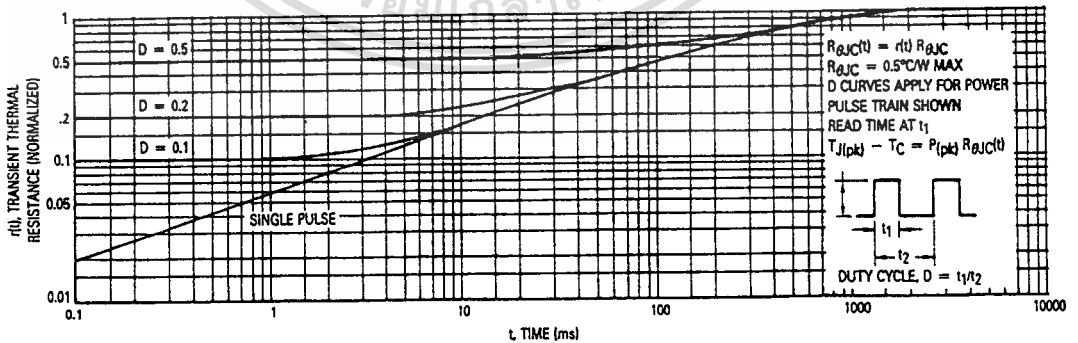


Figure 10. Thermal Response

MTM15N35, 40

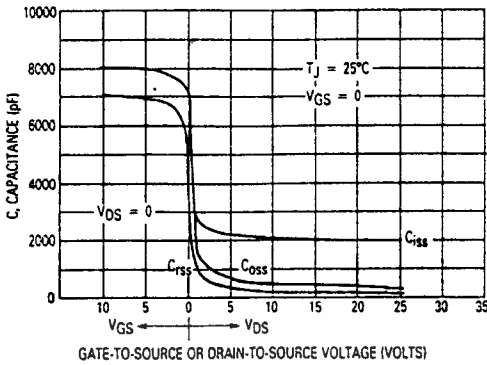


Figure 11. Capacitance Variation

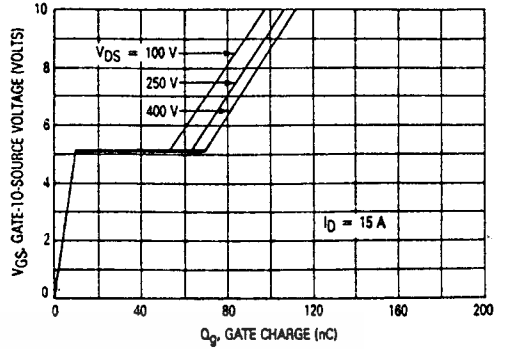


Figure 12. Gate Charge versus Gate-to-Source Voltage

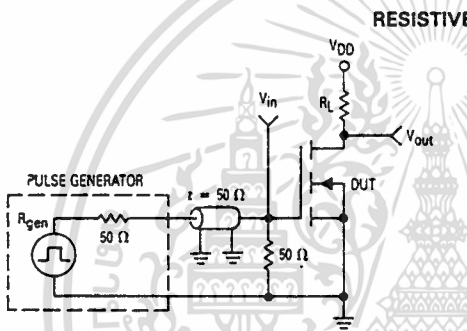


Figure 13. Switching Test Circuit

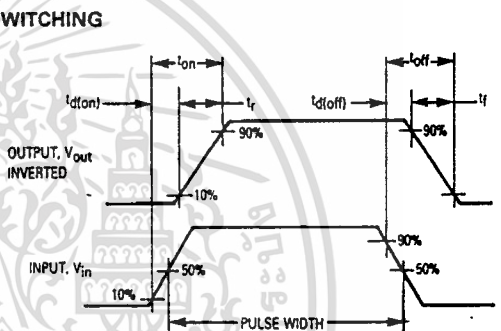


Figure 14. Switching Waveforms

OUTLINE DIMENSIONS

| DIM | MILLIMETERS | | INCHES | |
|-----|-------------|-------|--------|-------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 38.30 | 39.37 | 1.510 | 1.550 |
| B | 19.21 | 21.08 | 0.750 | 0.830 |
| C | 6.35 | 8.25 | 0.250 | 0.325 |
| D | 1.45 | 1.60 | 0.057 | 0.063 |
| E | 1.53 | 1.77 | 0.060 | 0.070 |
| F | 30.15 | BSC | 1.187 | BSC |
| G | 10.92 | BSC | 0.430 | BSC |
| H | 5.46 | BSC | 0.215 | BSC |
| J | 18.89 | BSC | 0.669 | BSC |
| K | 11.18 | 12.19 | 0.440 | 0.480 |
| Q | 3.84 | 4.19 | 0.151 | 0.165 |
| R | 25.15 | 26.67 | 0.990 | 1.050 |
| U | 3.84 | 4.19 | 0.151 | 0.165 |

NOTES:
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.

STYLE 3:
 PIN 1, GATE
 2, SOURCE
 CASE, DRAIN

CASE 197A-02
 TO-204AE

MAXIMUM RATINGS

| Rating | Symbol | Value | Unit |
|--|-----------------------------------|-------------|-------|
| Drain-Source Voltage | V _{DSS} | 60 | Vdc |
| Gate-Source Voltage (R _{GS} = 1 MΩ) | V _{DGR} | 60 | Vdc |
| Gate-Source Voltage | V _{GS} | ± 40 | Vdc |
| Drain Current (Continuous) | I _D | 150 | mAdc |
| Power Dissipation (at T _A = 25°C) | P _D | 400 | mW |
| Thermal Resistance (above 25°C) | | 3.2 | mW/°C |
| Operating and Storage Temperature Range | T _J , T _{stg} | -55 to +150 | °C |

MECHANICAL CHARACTERISTICS

| | | | |
|--|------------------|-------|------|
| Thermal Resistance Junction to Ambient | R _{θJA} | 312.5 | °C/W |
| Maximum Lead Temperature for Soldering Purposes, 1/16" from case | T _L | 300 | °C |

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

| Characteristic | Symbol | Min | Max | Unit |
|---|----------------------|-----|------|-------|
| MAXIMUM RATINGS | | | | |
| Drain-Source Breakdown Voltage (V _{GS} = 0, I _D = 100 μA) | V _{(BR)DSS} | 60 | — | Vdc |
| Gate Voltage Drain Current (V _{GS} = 48 V, V _{DS} = 0) | I _{DSS} | — | 10 | μAdc |
| (V _{GS} = 48 V, V _{GS} = 0, T _J = 125°C) | | — | 500 | |
| Body Leakage Current, Forward (V _{GS} = 30 Vdc, V _{DS} = 0) | I _{GSSF} | — | -100 | nAdc |
| TRANSFER CHARACTERISTICS* | | | | |
| Threshold Voltage (V _{DS} = V _{GS} , I _D = 1.0 mA) | V _{GS(th)} | 0.6 | 2.5 | Vdc |
| Drain-Source On-Resistance (V _{GS} = 10 Vdc, I _D = 0.5 Adc) | r _{DS(on)} | — | 7.5 | Ohm |
| (V _{GS} = 10 Vdc, I _D = 0.5 V, T _C = 125°C) | | — | 13.5 | |
| Drain-Source On-Voltage (V _{GS} = 5.0 V, I _D = 200 mA) | V _{DS(on)} | — | 1.5 | Vdc |
| (V _{GS} = 10 V, I _D = 500 mA) | | — | 3.75 | |
| Gate Drain Current (V _{GS} = 10 Vdc, V _{DS} ≥ 2.0 V _{DS(on)}) | I _{D(on)} | 750 | — | mA |
| Forward Transconductance (V _{GS} = 10 V, I _D = 500 mA) | g _{fs} | 100 | — | μmhos |

PARASITIC CHARACTERISTICS

| | | | | | |
|------------------------------|--|------------------|---|-----|----|
| Capacitance | (V _{DS} = 25 V, V _{GS} = 0 f = 1.0 MHz) | C _{iss} | — | 60 | pF |
| Output Capacitance | | C _{oss} | — | 25 | |
| Reverse Transfer Capacitance | | C _{rss} | — | 5.0 | |

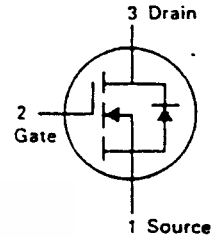
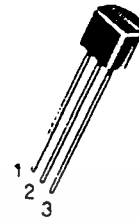
SWITCHING CHARACTERISTICS*

| | | | | | |
|---------------------|---|------------------|---|----|----|
| Turn-On Delay Time | (V _{DD} = 15 V, I _D = 600 mA R _{gen} = 25 ohms, R _L = 23 ohms) | t _{on} | — | 10 | ns |
| Turn-Off Delay Time | | t _{off} | — | 10 | |

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

VN2222LL★

CASE 29-04, STYLE 22
TO-92 (TO-226AA)



**N-CHANNEL
ENHANCEMENT
MODE MOSFET**

N-CHANNEL — ENHANCEMENT

★This is a Motorola
designated preferred device.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

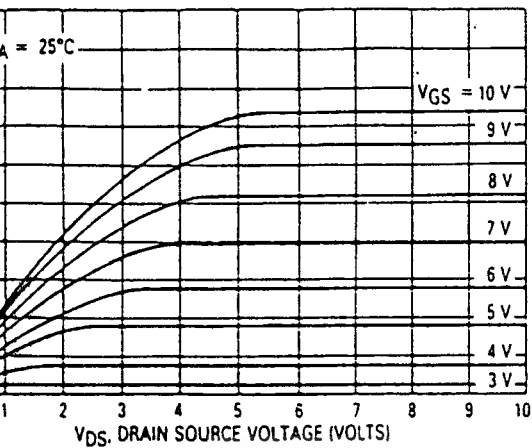


Figure 1. Ohmic Region

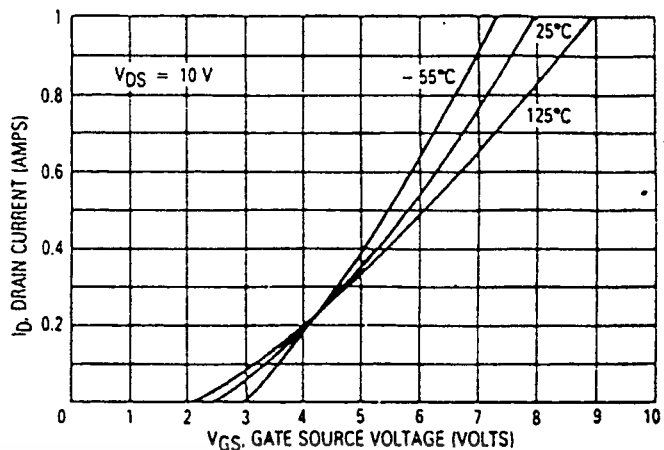


Figure 2. Transfer Characteristics

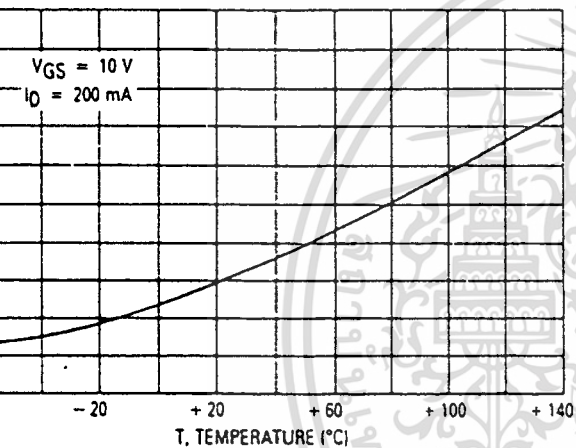


Figure 3. Temperature versus Static Drain-Source On-Resistance

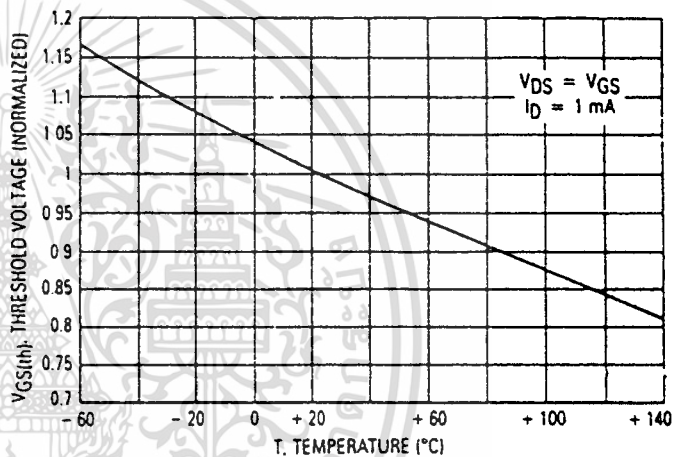


Figure 4. Temperature versus Gate Threshold Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ผู้ใช้ต้องรับผิดชอบต่อการใช้งานเอกสารนี้ และต้องแจ้งคืนเอกสารนี้ให้แก่ผู้ให้บริการทันทีที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

ขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร.วิริยะ พิเศษจำเริญ , อ.สมภพ ผลไม้ , ดร.นนทวัฒน์ จุต
เคชะ , อ.อนุวัฒน์ จางวานิชเลิศ และ รุ่นพี่ปริญญาโทที่คอยให้คำแนะนำ และ ปรีกษาในด้านการ
ทดลอง และ รวมไปถึงเพื่อนร่วมห้องที่คอยให้ความช่วยเหลือด้านกำลังใจ และ ด้านต่างๆ จนกระทั่ง
การทดลอง PROJECT ได้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

COPPER TUBING

Based on ultimate tensile strength 30,000 psi (2067 bar). For metal temperatures -20° to 100°F (-29° to 37°C). Allowable working pressure loads calculated from S values of 6000 psi (413 bar) as specified by ANSI B31.3 code.

| Tube O.D. (In.) | Tube Wall Thickness (Inches) | | | | | | | | | | SWAGelok Fitting Series |
|-----------------|------------------------------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|-------------------------|
| | .028 | .035 | .049 | .065 | .083 | .095 | .109 | .120 | .134 | .148 | |
| 1/8 | 2700 | 3600 | | | | | | | | | 200 |
| 3/16 | 1800 | 2300 | 3400 | | | | | | | | 300 |
| 1/4 | 1300 | 1600 | 2500 | 3500 | | | | | | | 400 |
| 5/16 | 1300 | 1900 | 2700 | | | | | | | | 500 |
| 3/8 | 1000 | 1600 | 2200 | | | | | | | | 600 |
| 1/2 | 800 | 1100 | 1600 | 2100 | | | | | | | 810 |
| 5/8 | | 900 | 1200 | 1600 | 1900 | | | | | | 1010 |
| 3/4 | | 700 | 1000 | 1300 | 1500 | 1800 | | | | | 1210 |
| 7/8 | | 600 | 800 | 1100 | 1300 | 1500 | | | | | 1410 |
| 1 | | 500 | 700 | 900 | 1100 | 1300 | 1500 | | | | 1610 |

Table 3.1

Note: 1. No allowance is made for corrosion or erosion.

2. Calculations based on minimum wall and maximum O.D. allowable under ASTM B75 specification.

Suggested ordering information:

High quality soft annealed seamless copper tubing ASTM B75 or equivalent. Also soft annealed (Temper O) copper water tube type K or type L to ASTM B88. It should be noted that minimum wall thicknesses as shown in screened area should be observed.

CARBON STEEL TUBING

Soft annealed carbon steel hydraulic tubing ASTM A179 or equivalent. Based on ultimate tensile strength 47,000 psi (3238 bar). For metal temperatures -20° to 100°F (-29° to 37°C). Allowable working pressure loads calculated from S values of 15,700 psi (1082 bar) as specified by ANSI B31.3 code.

| Tube O.D. (In.) | Tube Wall Thickness (Inches) | | | | | | | | | | | SWAGelok Fitting Series | | |
|-----------------|------------------------------|-------|------|------|------|------|------|------|------|------|------|-------------------------|------|------|
| | .028 | .035 | .049 | .065 | .083 | .095 | .109 | .120 | .134 | .148 | .165 | | .188 | .220 |
| 1/8 | 8000 | 10200 | | | | | | | | | | | | 200 |
| 3/16 | 5100 | 6600 | 9600 | | | | | | | | | | | 300 |
| 1/4 | 3700 | 4800 | 7000 | 9500 | | | | | | | | | | 400 |
| 5/16 | | 3700 | 5500 | 7500 | | | | | | | | | | 500 |
| 3/8 | | 3100 | 4500 | 6200 | | | | | | | | | | 500 |
| 1/2 | | 2300 | 3200 | 4500 | 5900 | | | | | | | | | 310 |
| 5/8 | | 1800 | 2600 | 3500 | 4600 | 5300 | | | | | | | | 1010 |
| 3/4 | | | 2100 | 2900 | 3700 | 4300 | 5100 | | | | | | | 1210 |
| 7/8 | | | 1800 | 2400 | 3200 | 3700 | 4300 | | | | | | | 1410 |
| 1 | | | 1500 | 2100 | 2700 | 3200 | 3700 | 4100 | | | | | | 1610 |
| 1-1/4 | | | | 1600 | 2100 | 2500 | 2900 | 3200 | 3600 | 4000 | 4600 | 5000 | | 2000 |
| 1-1/2 | | | | | 1800 | 2000 | 2400 | 2800 | 2900 | 3300 | 3700 | 4100 | 5100 | 2400 |
| 2 | | | | | | 1500 | 1700 | 1900 | 2100 | 2400 | 2700 | 3000 | 3700 | 3200 |

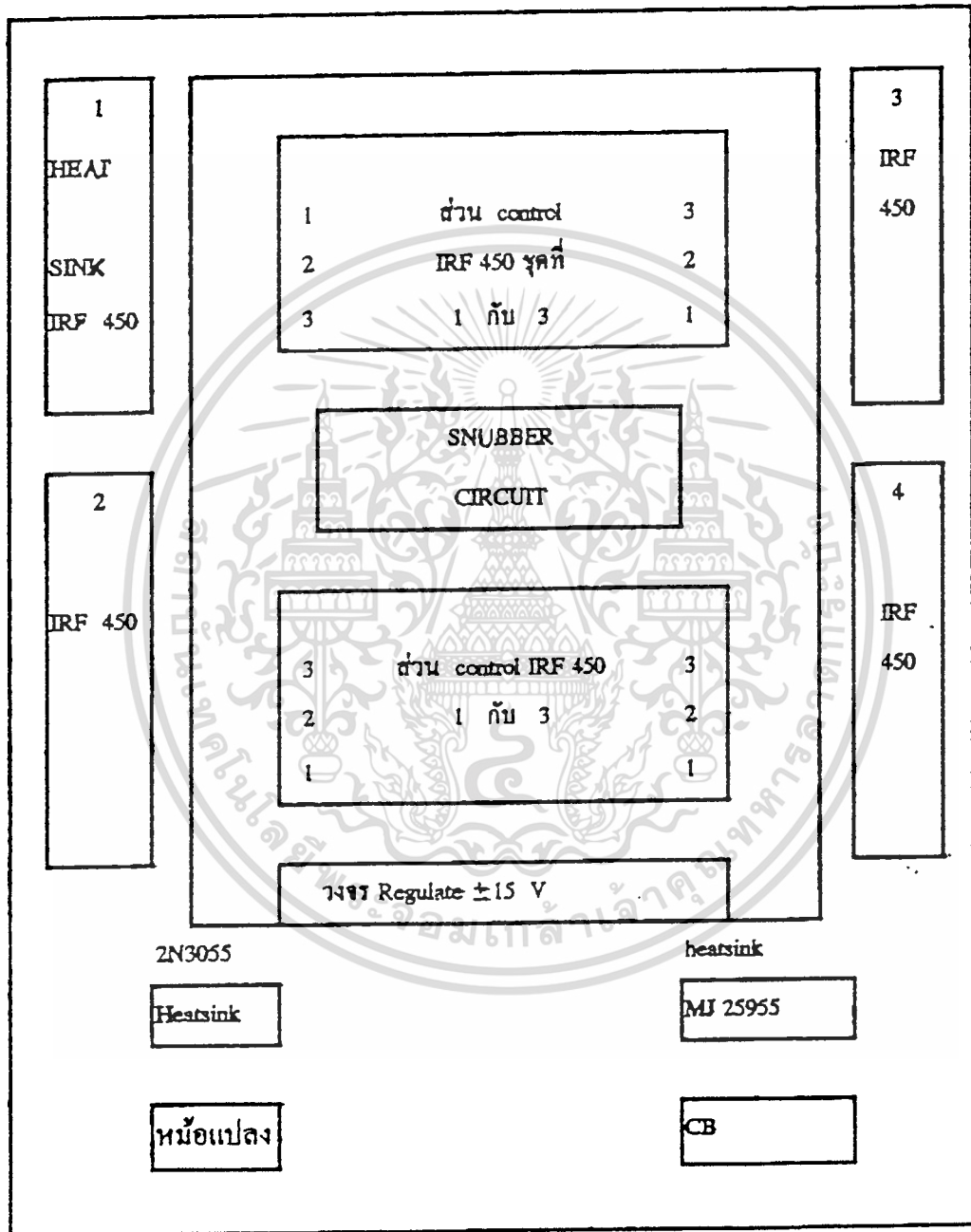
Table 3.3

Note: 1. No allowance is made for corrosion or erosion.

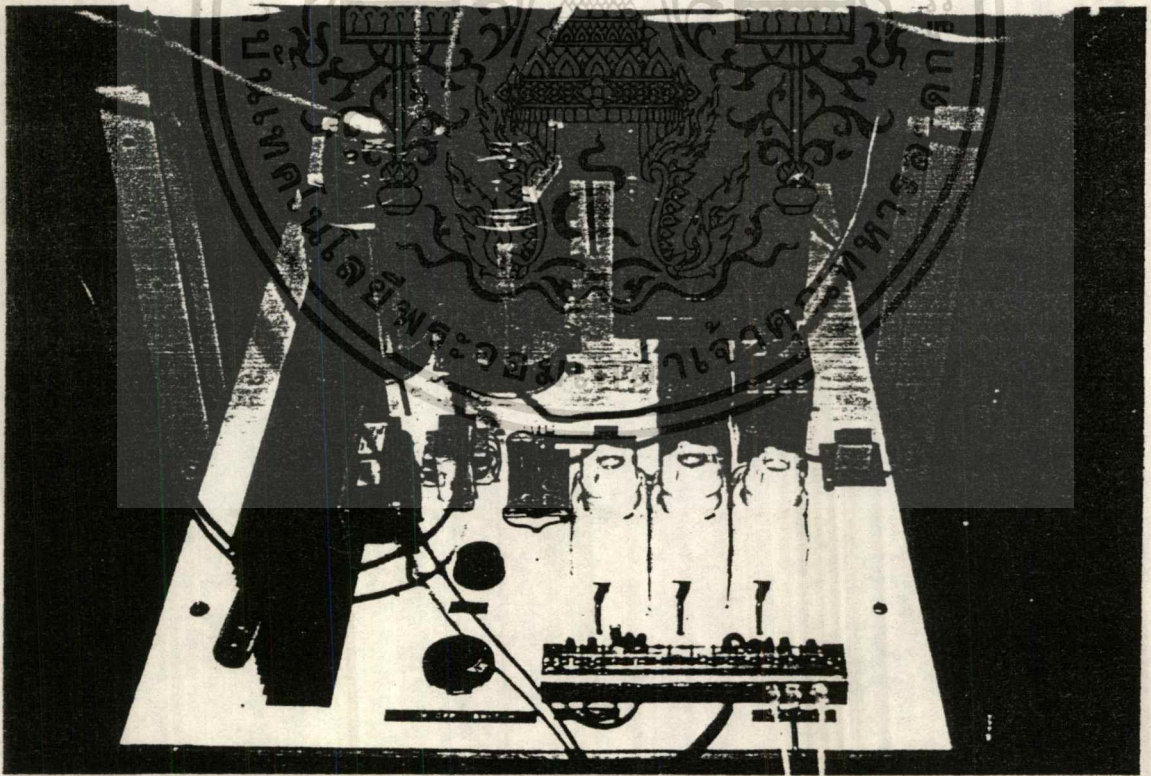
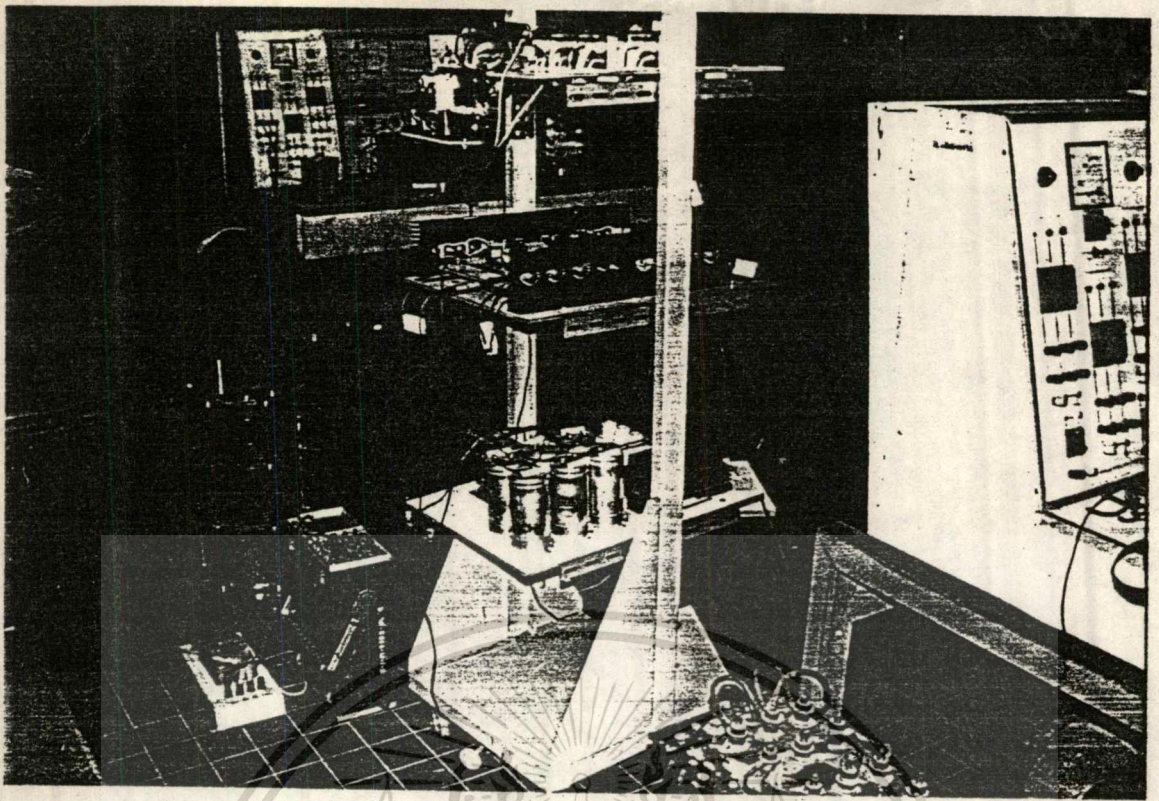
2. Calculations based on minimum wall and maximum O.D. allowable under ASTM A179 specification.

Suggested ordering information:

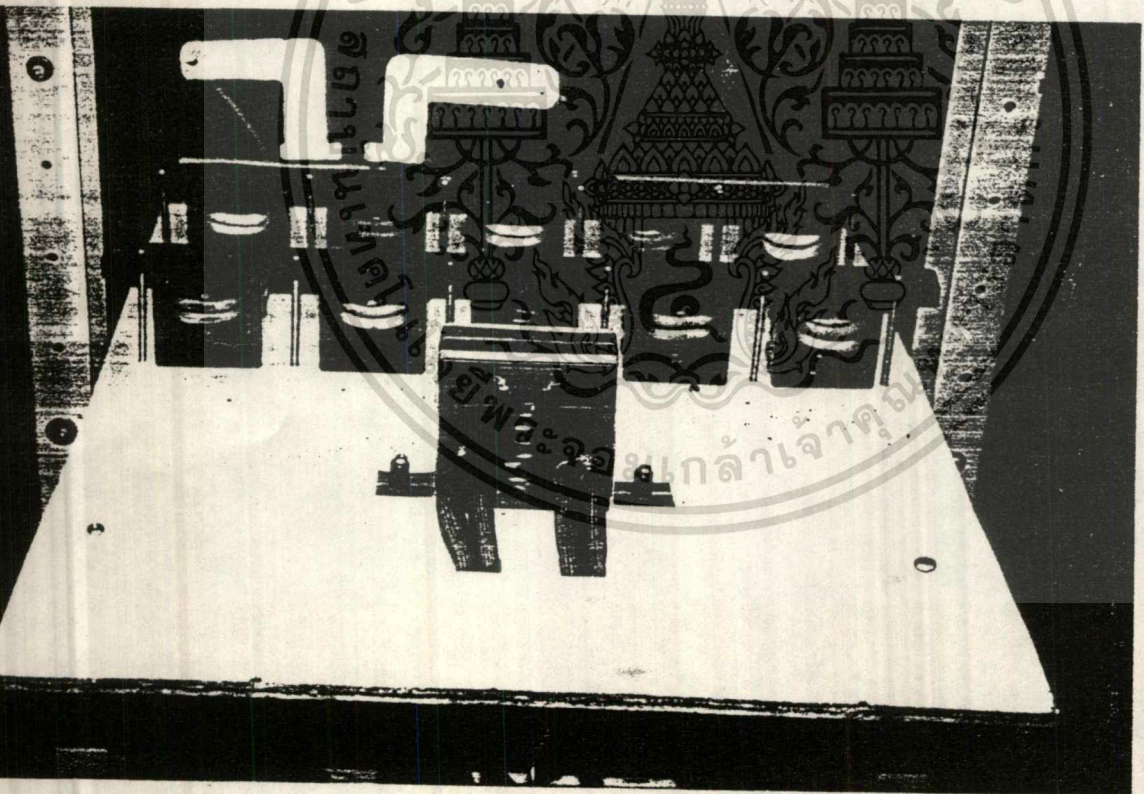
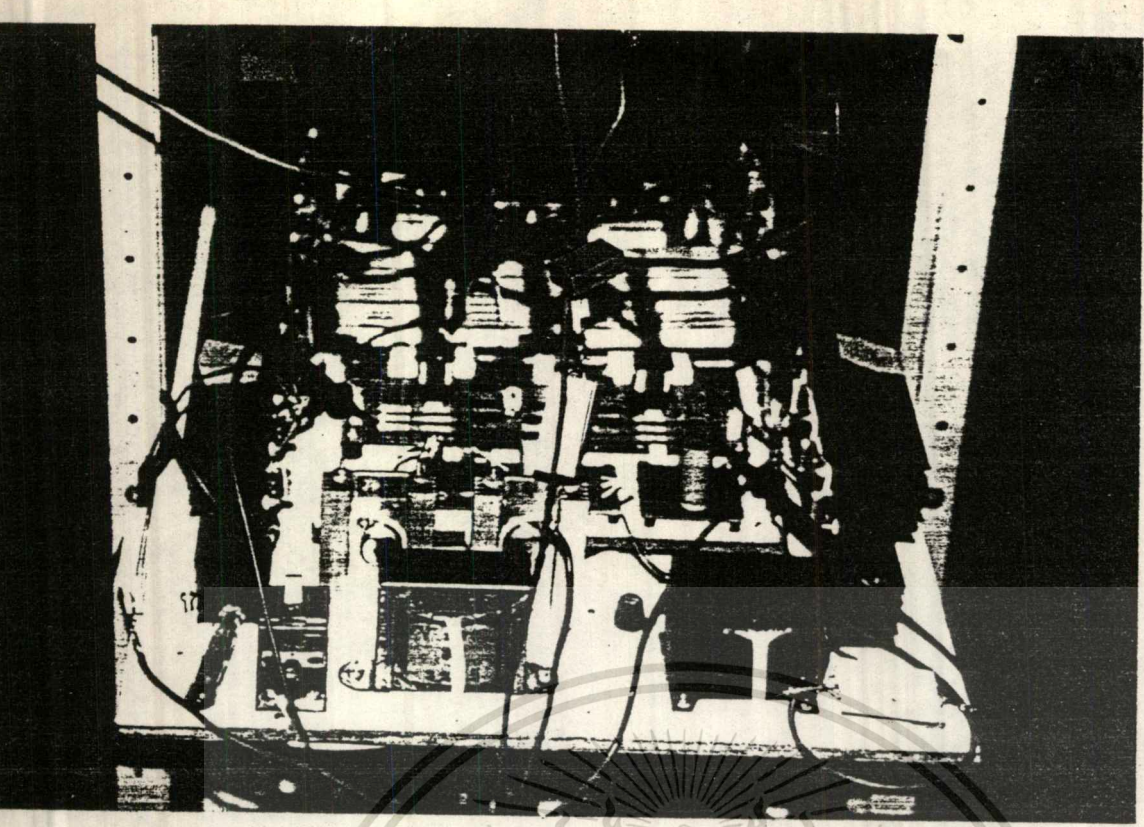
High quality soft annealed seamless carbon steel hydraulic tubing ASTM A179 or equivalent. Hardness R_b72 or less. Tubing is to be free of scratches and suitable for bending and flaring.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิติกรรมประกาศ

ขอกราบขอบพระคุณ รศ.ดร.วิริยะ พิเศษจำเริญ , อ.สมภพ ศตไม้ , คร.นนทวัฒน์ จุฑ
เคชะ , อ.อนุวัฒน์ จางวานิชเลิศ และ รุ่นพี่ปริญญาโทที่คอยให้คำแนะนำ และ ปรีกษาในด้านการ
ทดลอง และ รวมไปถึงเพื่อนร่วมห้องที่คอยให้ความช่วยเหลือด้านกำลังใจ และ คำนึงต่างๆ จนกระทั่ง
การทดลอง PROJECT ได้สำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

คณะผู้จัดทำ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอกสารอ้างอิง

1. DAVIES, ERAN JOHN, 1979 "INDUCTION HEATING HANDBOOK", DAVIES AND PETER SIMPSON. LONDON, McGRAW-HILL, 1979. DIAGRSL
2. MOTOLOLA TMOS POWER MOSFET DATA
3. HIROFUMI AKAGI, TAKESHI SAWAE, AND AKIRA NABAE, 1998 "130 HKz 7.5 KW CURRENT, SOURCE INVERTER USING STATIC INDUCTION TRANSISTORS FOR INDUCTION HEATING APPLICATION". I.E.E. POWER ELETRONICS, VOL. 3, NO.3 JULY 1988
4. คู่มือ ไอซี CMOS
5. วิทยานิพนธ์ เรื่อง การใช้ MOSFET สำหรับเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนที่ความถี่รีโซแนนซ์ ปีการศึกษา 2533 ของ พระจอมเกล้าลาดกระบัง
6. วิทยานิพนธ์ เรื่อง เครื่องเหนี่ยวนำความร้อน ปีการศึกษา 2536 ของพระจอมเกล้าลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้