

เครื่องทำความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำ

INDUCTION HEAT



๒๐๒๕
๒๕๖๔

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 45852
วัน, เดือน, ปี 19 ก.พ. 2546

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

ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม

ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในห้องเรียนเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

๒๕๖๔-๑๗๒๘

INDUCTION HEAT



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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองปริญญาโท

หัวข้อปริญญาโท เครื่องทำความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำ
INDUCTION HEAT

นักศึกษาผู้จัดทำ นายณัฐพงศ์ พลเดช รหัสประจำตัว 42015385
นายภิญโญ เงินโพธิ์ รหัสประจำตัว 42015396
นายศรินทร์หิมา คະชานันท์ รหัสประจำตัว 42015402

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมเครื่องกล
ปีการศึกษา 2544

| อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาโท | ลายมือชื่อ |
|--------------------------|------------|
| ผศ. ประภาส อุดคคิมพาน์ | |
| อาจารย์ ไสว พงศ์สวัสดิ์ | |

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 26 มีนาคม พ.ศ. 2545
สถานที่สอบ ณ ห้องสอบปริญญาโท ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล

ภาควิชารับรองแล้ว

(ผศ. ประสิทธิ์ จุลเสรีวงศ์)

หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

| | | |
|--------------------|--|-----------------|
| หัวข้อปริญญานิพนธ์ | เครื่องทำความร้อน โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำ | |
| | INDUCTION | HEAT |
| นักศึกษาผู้จัดทำ | นายณัฐพงศ์ | พลเดช |
| | นายภิญโญ | เงินโพธิ์ |
| | นายศรีหนู | คะชานันท์ |
| อาจารย์ที่ปรึกษา | ผศ.ประภาษ | อุคคกิม่าพันธุ์ |
| | อาจารย์ไสว | พงศ์สวัสดิ์ |
| ปีการศึกษา | 2544 | |

บทคัดย่อ

จากทฤษฎีของฟาราเดย์ถูกนำมาประยุกต์ใช้กับเครื่องทำความร้อน โดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำจากการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสสลับเทียบกับเวลา ($E = \frac{d\phi}{dt}$) ทำให้เกิดแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำและกระแสไหลวนในรูปขดลวด ทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่ชิ้นงานได้ ซึ่งชุดทำความร้อนที่ได้จัดทำขึ้นนี้ใช้วงจรรีโซแนนซ์ คลาส E (Class E Resonant Inverter) เพื่อให้เกิดการส่งผ่านพลังงานไปสู่ขดลวดได้มากที่สุด โดยใช้หลักการของ ZVS (Zero Voltage Switching Inverter) และสามารถควบคุมกำลังงานที่จ่ายไปยังโหลด (Load) ได้โดยการใช้วงจร AC-DC Converter ตาม نمودรขนวนค่าต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title Induction Heat
Authers Mr.Nattapong Pondech
Mr.Pinyo Ngernpho
Mr.Srihanu Kachanant
Thesis Advisor Assoc.Prapart Ukakimaparn
Sawai Pongsawatd

ABSTRACT

The Faraday 's Law , magnetic flux induction is applied for induction work coil. Induced voltage and eddy current in crucible are produced by the derivation of electromagnetic flux caused by AC voltage during the period of time ($E = \frac{d\phi}{dt}$). As the result heat produced by eddy current in work coil which the induction heat shall be applied in the Class E Resonant Inverter which can transfer the energy effectively by theory ZVS (Zero Voltage Swithing Inverter) and can control power input tranfer to load by Phase Control. Also use Ferrite Core for the matching transformer in order to minimize all losses during operation. As can working at high frequency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาโทฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีเพราะได้รับความเมตตาจาก ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ประภาส อุกคฤมาพันธุ์ และ อาจารย์ ไสว พงศ์สวัสดิ์ ที่ได้ให้คำแนะนำแก่ผู้วิจัยตลอดมา อีกทั้งยังเอื้อเพื่ออุปกรณ์และเครื่องมือต่างๆในการทำวิทยานิพนธ์นี้ ผู้วิจัยรู้สึกทราบบ้าง และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุมทุกท่าน ที่ให้คำแนะนำอันเป็นประโยชน์ต่อการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

ขอขอบคุณ KV Electronic Assembly Co.,Ltd. ที่ให้ความเอื้อเฟื้อเกี่ยวกับข้อมูลและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทำหม้อแปลง

และที่ลืมเสียไม่ได้คือ ขอกราบขอบพระคุณคุณพ่อ คุณแม่ อันเป็นที่รักยิ่ง ที่สนับสนุนและเป็นแรงบันดาลใจในการทำวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากปริญญาโทฉบับนี้ ผู้วิจัยขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้


สารบัญ

| | หน้า |
|--|------|
| บทคัดย่อภาษาไทย | I |
| บทคัดย่อภาษาอังกฤษ | II |
| กิตติกรรมประกาศ | III |
| สารบัญ | IV |
| สารบัญตาราง | VII |
| สารบัญภาพ | VIII |
| | |
| บทที่ 1 บทนำ | 1 |
| 1.1 ความเป็นมาและเหตุจูงใจ | 1 |
| 1.2 วัตถุประสงค์ | 1 |
| 1.3 ขอบเขตของปริิญาานิพนธ์ | 1 |
| 1.4 ขั้นตอนการศึกษา | 2 |
| | |
| บทที่ 2 ทฤษฎี | 3 |
| 2.1. คลาส-อี รีโซแนนท์ อินเวอร์เตอร์ | 3 |
| 2.1.1 หลักการรีโซแนนซ์ | 3 |
| 2.1.2 อนุกรมรีโซแนนซ์ | 3 |
| 2.1.3 ขนานรีโซแนนซ์ | 8 |
| 2.2 หลักการทำงานของ Class E Zero-Voltage-Switching Resonant Inverter | 11 |
| 2.2.1 หลักการออกแบบ และวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์ชั้น E | 14 |
| 2.3 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำความร้อน | 21 |
| | |
| บทที่ 3 โครงสร้างของระบบ | 23 |
| 3.1 หลักการเบื้องต้น | 23 |
| 3.2 โครงสร้างการทำงานของระบบ | 23 |
| 3.2.1 Input Line Filter | 24 |
| 3.2.2 AC-DC Converters | 26 |
| 3.2.3 วงจรจุดขนาน | 27 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

| | หน้า |
|---|-----------|
| 3.2.4 ไอจีบีที | 28 |
| 3.2.5 วงจรควบคุมสัญญาณขับเคลื่อนของไอจีบีที | 34 |
| 3.2.6 หม้อแปลงความถี่สูง | 37 |
| บทที่ 4 การทดลอง | 44 |
| บทที่ 5 สรุปผลวิจัยและข้อเสนอแนะ | 51 |
| บรรณานุกรม | 52 |
| ภาคผนวก | 53 |
| ภาคผนวก ก | 54 |
| ภาคผนวก ข | 57 |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญตาราง

| ตารางที่ | หน้า |
|--------------------------------|------|
| 3.1 แสดงแฟคเตอร์การใช้ประโยชน์ | 41 |
| 4.1 ผลการทดลอง | 47 |



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป

| รูปที่ | หน้า |
|--|------|
| 1.1 แสดงขั้นตอนการศึกษา | 2 |
| 2.1 แสดงวงจรอนุกรม RLC | 3 |
| 2.2 แสดงการพล็อตค่า $+jX_L$ และ $-jX_C$ กับความถี่สำหรับ วงจรอนุกรม RLC รีโซแนนซ์ | 4 |
| 2.3 แสดงกราฟ อิมพีแดนซ์ กระแส และมุมเฟสกับความถี่ | 5 |
| 2.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า V_R V_C และ V_L กับความถี่ | 6 |
| 2.5 เฟสเซอร์ไคอะแกรมของแรงดันในวงจร RLC รีโซแนนซ์ | 7 |
| 2.6 แสดงเฟสเซอร์ไคอะแกรมรูปคลื่นกระแสที่จุกรีโซแนนซ์ของวงจร RLC ขนาน | 8 |
| 2.7 แสดงวงจรขนาน RLC และเฟสเซอร์ไคอะแกรม ของกระแสและแรงดัน | 9 |
| 2.8 กราฟแสดงค่าอิมพีแดนซ์และกระแสต่อค่าความถี่ | 10 |
| 2.9 แสดงวงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์ | 11 |
| 2.10 แสดงวงจรสมมูลย์ของการทำงานภายใต้สภาวะรีโซแนนซ์ | 11 |
| 2.11 แสดงกราฟแรงดันและกระแส ต่กรวมสวิตช์ที่สภาวะต่าง ๆ | 13 |
| 2.12 แสดงพื้นฐานวงจรขยาย Class E | 14 |
| 2.13 แสดงวงจรพื้นฐานรีโซแนนซ์แบบขนานและวงจรแบบขนานกับภาระที่ขยับใหม่ | 15 |
| 2.14 แสดงการยุบวงจรจากอนุกรมเป็นขนาน | 16 |
| 2.15 แสดงวงจรสมมูลย์ของหม้อแปลง | 17 |
| 2.16 แสดงวงจรสมมูลย์ของภาระเมื่อย้ายข้างมาด้านปฐมภูมิ | 17 |
| 2.17 วงจรสมมูลย์ของการต่อภาระขนานกับคาปาซิเตอร์ C | 18 |
| 2.18 แสดงวงจรสมมูลย์ของขดลวดเหนี่ยวนำที่ย้ายข้างมาทางด้านปฐมภูมิ | 19 |
| 2.19 แสดงอินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์ขั้น E และขดลวดเหนี่ยวนำด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง | 19 |
| 2.20 แสดงวงจรสมมูลย์ของวงจร โดยทำการย้ายข้างมาอยู่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง | 20 |
| 2.21 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์ขั้น E | 20 |
| 2.22 แสดงสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นรอบตัวนำ | 21 |
| 2.23 แสดงเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดรอบขดลวด โซลินอยด์ | 22 |
| 3.1 แสดงโครงสร้างการทำงานของระบบ | 23 |
| 3.2 แสดงการต่อวงจร LC ฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวน RFI | 24 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป(ต่อ)

| รูปที่ | หน้า |
|---|------|
| 3.3 แสดงวงจรแปลงแบบกึ่งเฟสเดียว (Single Phase Semiconverters) | 27 |
| 3.4 แสดง โครงสร้างของ IGBT | 29 |
| 3.5 แสดงสัญลักษณ์ และวงจรสมมูลของ IGBT | 29 |
| 3.6 แสดงคุณสมบัติของแรงดันและกระแสทางด้านเข้าคู่ฟุต | 30 |
| 3.7 แสดงคุณลักษณะของ i_d และ V_{GS} | 31 |
| 3.8 แสดงกราฟภาวะนำกระแส | 32 |
| 3.9 แสดงกราฟภาวะนำกระแส | 32 |
| 3.10 แสดงย่านการทำงานที่ปลอดภัยของ ไอจีบีที | 33 |
| 3.11 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของ ไอซีเบอร์ TL 494 | 34 |
| 3.12 แสดง Timing Diagram ของ TL 494 | 35 |
| 3.13 แสดงวงจรแยกกราวด์ของสัญญาณทริกที่ | 36 |
| 3.14 แสดงตัวอย่างรูปแบบแกนเฟอร์ไรต์ | 37 |
| 3.15 แสดงกราฟการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ | 38 |
| 3.16 แสดงกราฟเส้นโค้ง B-H Curve | 39 |
| 4.1 วงจรการทดลอง | 44 |
| 4.2 แสดงตัวเครื่องทำความร้อนและปุ่มทำงานต่าง ๆ | 45 |
| 4.3 แสดงลำดับขั้นการทดลอง | 45 |
| 4.4 แสดงปุ่มปรับ DUTY CYCLE | 46 |
| 4.5 แสดงปุ่มปรับ FREQUENCY | 46 |
| 4.6 แสดงปุ่มปรับ PHASE ANGLE | 46 |
| 4.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับความถี่ | 47 |
| 4.8 แสดงแรงดัน V_{CE} ที่ตกร่อม IGBT ที่จุกรีโซแนนซ์ | 49 |
| 4.9 แสดงสัญญาณทริกเกตของ SCR ที่จุกรีโซแนนซ์ | 49 |
| 4.10 แสดงสัญญาณทริกเกตของ IGBT ที่จุกรีโซแนนซ์ | 50 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและเหตุจูงใจ

เครื่องทำความร้อนที่มีใช้อยู่ในปัจจุบันส่วนมากจะอาศัยหลักการลวดความร้อน ซึ่งการใช้ลวดความร้อนนี้จะมีประสิทธิภาพในการทำงานต่ำ จึงได้มีการนำแนวคิดในการทำความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำมาประยุกต์ใช้ในเครื่องทำความร้อนเพื่อให้สามารถทำงานได้ดีและมีประสิทธิภาพที่ดี เช่น เครื่องหลอมเหล็ก เครื่องชุบแข็ง เครื่องอบอ่อน เป็นต้น ซึ่งจะมีประโยชน์และมีบทบาทในงานอุตสาหกรรมในปัจจุบัน ในโครงการนี้ได้นำหลัก การทำความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำไปประยุกต์ ใช้เพื่อการหุงต้มในพิกัดกำลัง 300 วัตต์

1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์

ปริญญานิพนธ์นี้จะเป็นการศึกษาและออกแบบสร้างเครื่องทำความร้อนเพื่อการหุงต้มโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำ เพื่อประโยชน์ในการนำไปใช้ในอุปกรณ์ประเภท เครื่องหุงต้ม เช่น ในหม้อสุกี้ กาต้มน้ำ เป็นต้น

1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

ปริญญานิพนธ์เล่มนี้จะกล่าวถึงการออกแบบและการสร้างเครื่องทำความร้อนโดยอาศัยการออกแบบ

- วงจรคอนเวอร์เตอร์ โดยใช้วงจรการแปลงผันแบบกึ่งเฟสเดียวโดยใช้ SCR และทำการควบคุมเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ โดยการควบคุมมุมทริก (α) ของเอสซีอาร์ โดยใช้วงจรรวมเบอร์ TCA 785 เป็นตัวสร้างสัญญาณทริกเพื่อนำไฟกระแสตรงที่ได้ไปจ่ายให้กับวงจรรีโซแนนซ์ คลาส E ต่อไป

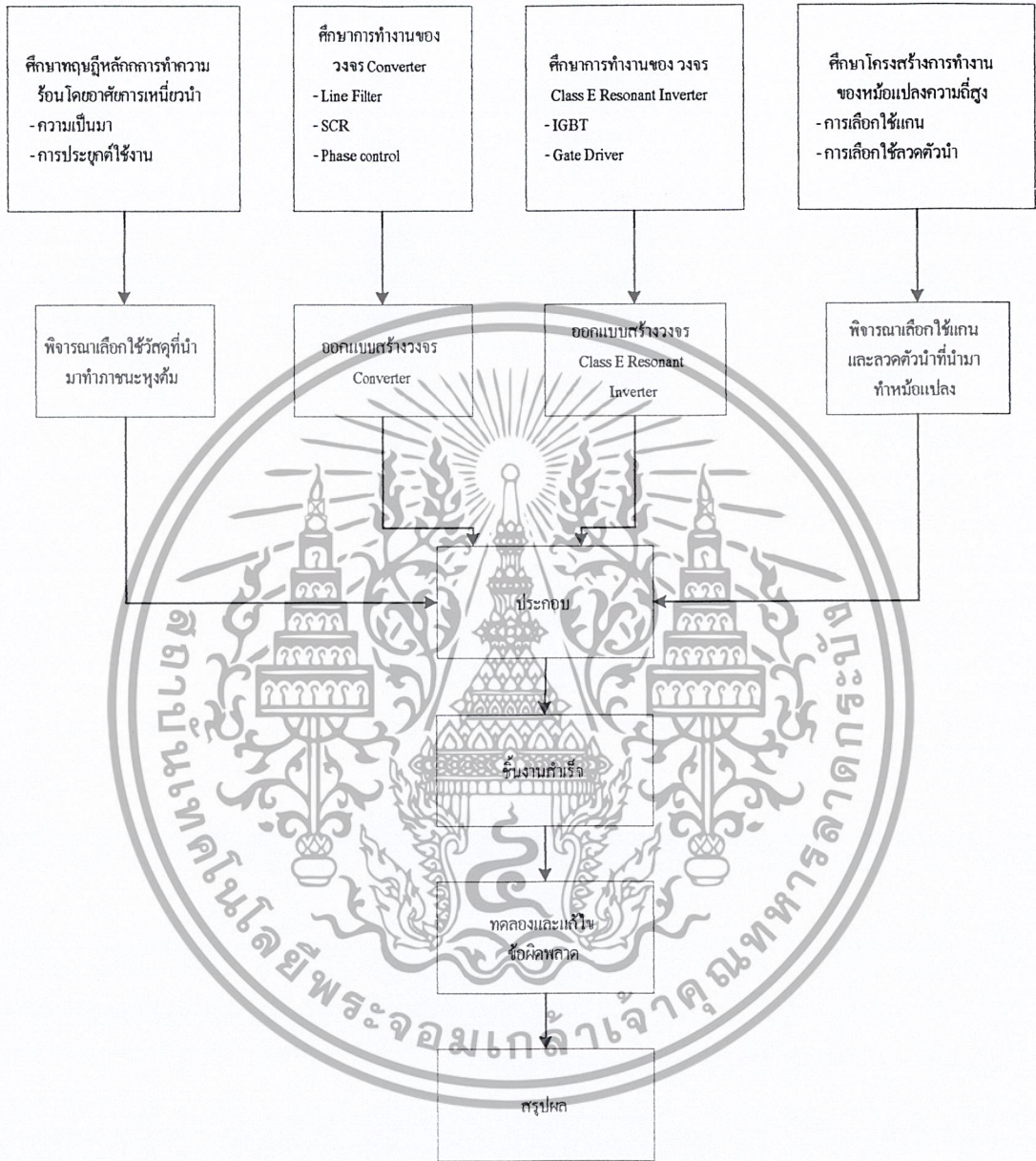
- วงจรรีโซแนนซ์ คลาส E ใช้ IGBT ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ เพื่อสร้างความถี่สูงจ่ายให้กับหม้อแปลงความถี่สูง

- วงจร GATE DIVE เพื่อจับเกทของไอจีบีที ทำให้ไอจีบีที ทำงานเป็นสวิตช์ปิด-เปิดเพื่อทำให้เกิดความถี่สูงตามที่ต้องการที่โหลด

- หม้อแปลงความถี่สูง เพื่อทำหน้าที่ส่งผ่านกำลังงานไปยังชิ้นงาน (ภาชนะ) ที่วางอยู่ใน work coil

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1.4 ขั้นตอนการศึกษา



รูปที่ 1.1 แสดงขั้นตอนการศึกษา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎี

2.1 คลาส-อี รีโซแนนซ์ อินเวอร์เตอร์

2.1.1 หลักการรีโซแนนซ์

เมื่อเราปรับความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรอนุกรม RCL จะพบว่าที่ความถี่ค่าหนึ่ง ค่า X_L จะเท่ากับ X_C เป็นผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ (Impedance) ของวงจร RLC มีค่าต่ำที่สุด นั่นคือ $Z = R$ ในสถานะเช่นนี้เราเรียกว่าอยู่ในสถานะรีโซแนนซ์ ค่าความถี่ที่เกิดขึ้นนี้เรียกว่า ความถี่รีโซแนนซ์ (Resonance Frequency) เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำสุด กระแสที่ไหลในวงจรจึงมีค่ามากที่สุด และเป็นผลให้แรงดันที่ตกคร่อม L และ C มีค่าเพิ่มขึ้น

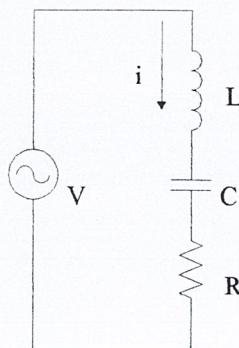
วงจรขนาน LC ก็สามารถทำให้อยู่ในสถานะรีโซแนนซ์ได้เช่นกัน และ X_L จะเท่ากับ X_C ในขณะที่ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรจะมีค่ามากที่สุด และส่งผลให้ค่ากระแสมีค่าน้อยที่สุด แต่กระแสที่ไหลวนในลูป (LOOP) ของ L และ C จะมีค่ามากขึ้น วงจรสามารถปรับให้รีโซแนนซ์ ได้โดยการปรับค่า L และ C

2.1.2 อนุกรมรีโซแนนซ์

ผลของความถี่ที่มีต่ออิมพีแดนซ์วงจรอนุกรม RLC แสดงดังรูปที่ 2.1 ซึ่งจะมีค่าอิมพีแดนซ์ดังนี้

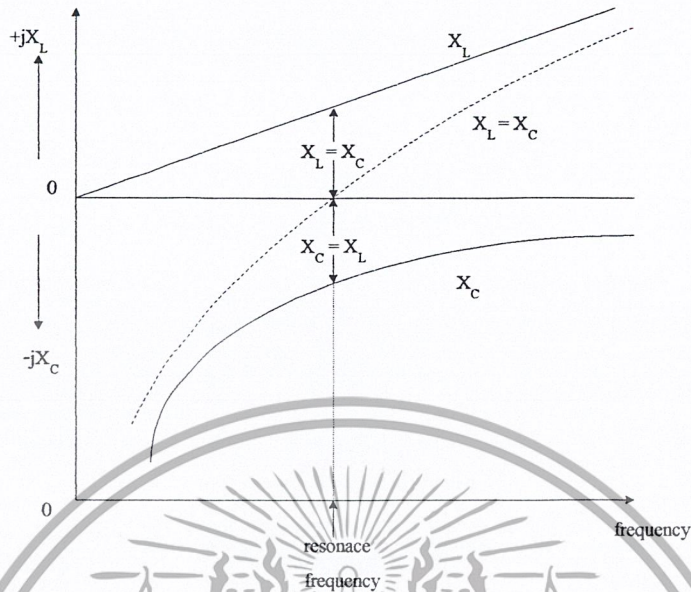
$$Z = R + jX \quad \dots(2.1)$$

$$Z = R + j(X_L - X_C) \quad \dots(2.2)$$



รูปที่ 2.1 แสดงวงจรอนุกรม RLC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์การใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



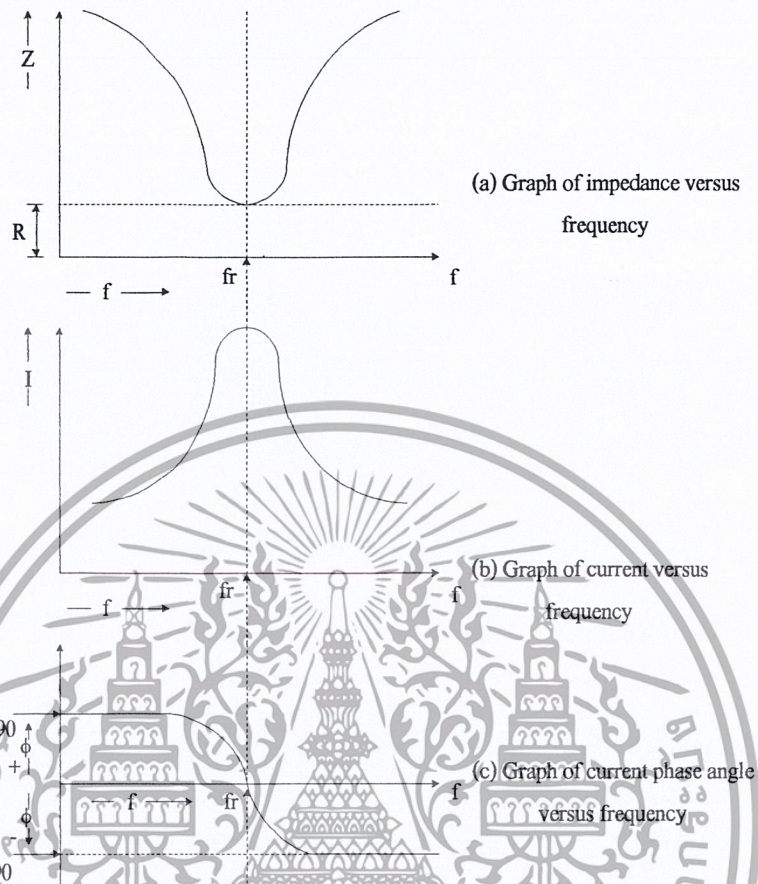
รูปที่ 2.2 แสดงการพล็อตค่า $+jX_L$ และ $-jX_C$ กับความถี่สำหรับ วงจรอนุกรม RLC รีโซแนนซ์

เนื่องจากค่า $X_L = 2\pi fL$ และ $X_C = 1/(2\pi fC)$ ดังนั้นค่าของอิมพีแดนซ์จึงขึ้นอยู่กับค่าความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ ดังรูปที่ 2.2 จะพบว่าเมื่อความถี่เพิ่มขึ้นจะทำให้มีค่า X_L เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น (Linear) ในทางกลับกัน X_C จะลดลงเมื่อความถี่เพิ่มขึ้น แต่ค่า X_C จะไม่มีทางเท่ากับศูนย์

ผลรวมของรีแอกแตนซ์คือ $X_L - X_C$ ดังแสดงไว้คือเส้นประในกราฟของรูปที่ 2.2 ที่ความถี่ค่า X_L จะมีค่าน้อยกว่าค่า X_C ดังนั้นผลรวมของรีแอกแตนซ์จะเป็นค่าของ X_C ที่ความถี่สูง ค่าอิมพีแดนซ์ที่รีโซแนนซ์

$$Z=R \tag{2.3}$$

เมื่อ $Z = \sqrt{(R^2 + X^2)}$ นำมาเขียนเป็นกราฟที่แปรผันตามความถี่จะได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 แสดงกราฟ อิมพีแดนซ์ กระแส และมุมเฟสกับความถี่

$$\text{กระแสในวงจรอนุกรม } I = \frac{V}{R + j(X_L - X_C)} \quad \dots(2.4)$$

กระแสที่ไหลเมื่อรีโซแนนซ์

$$I = \frac{V}{R} \quad \dots(2.5)$$

จากรูปที่ 2.3 จะพบว่ากราฟจะมีค่าต่ำเมื่อความถี่ในวงจรไม่อยู่ที่จุดรีโซแนนซ์

2.1.2.1 ความถี่รีโซแนนซ์

$$X_L = 2\pi fL \quad \dots(2.6)$$

$$X_C = 1/2\pi fC \quad \dots(2.7)$$

$$2\pi fL = 1/2\pi fC \quad \dots(2.8)$$

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \dots(2.9)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้น

เมื่อ L มีหน่วยเป็นเฮนรี่ (henrys)

C มีหน่วยเป็นฟาร์ด (farads)

f มีหน่วยเป็นเฮิร์ต (Hertz)

2.1.1.2 แรงดันที่จุกรีโซแนนซ์

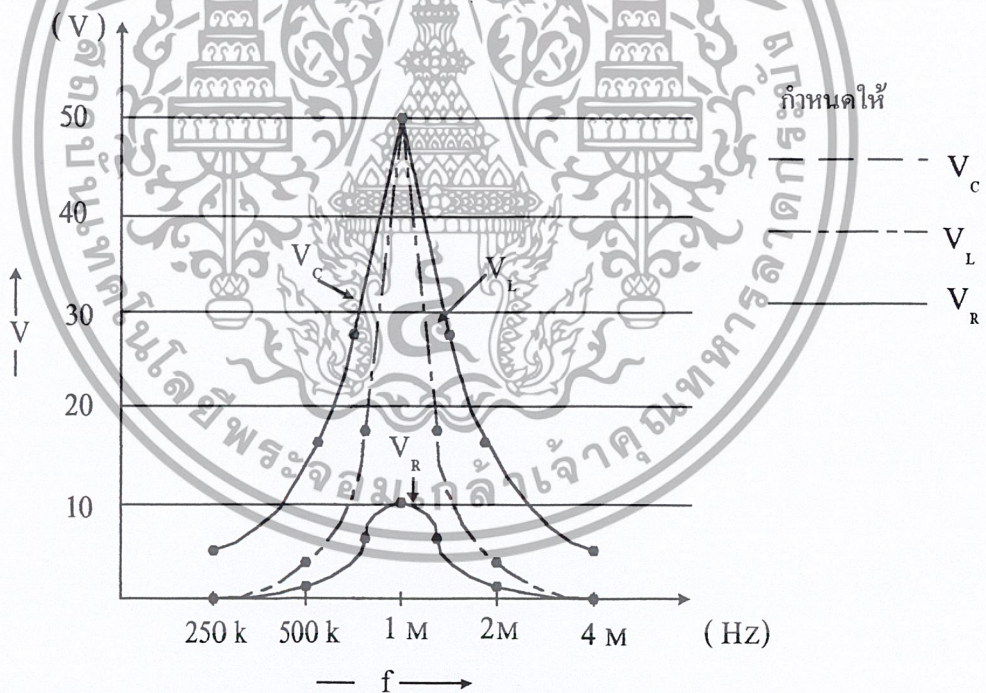
แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานในวงจร RLC รูปที่ 2.1 จะมีค่าเท่ากับ IX_R และที่จุกรีโซแนนซ์ แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานจะมีค่าเท่ากับแรงดันที่แหล่งจ่าย

ส่วนแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าดังนี้

$$V_C = IX_C \quad \dots(2.10)$$

$$V_L = IX_L \quad \dots(2.11)$$

เมื่อนำค่า V_R , V_C และ V_L มาพล็อตกราฟกับค่าความถี่จะพบว่า มีลักษณะคล้ายกับกราฟของกระแสกับความถี่ดังแสดงในรูปที่ 2.4



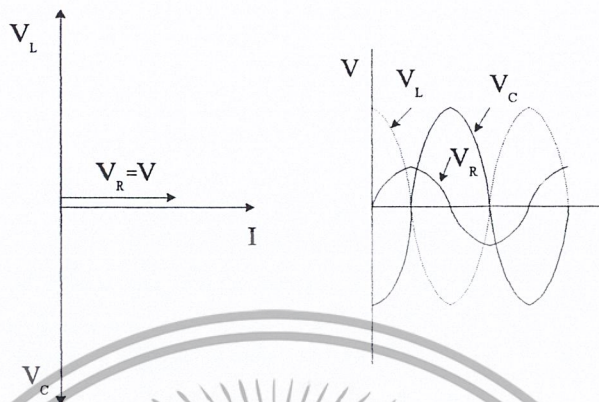
รูปที่ 2.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า V_R , V_C และ V_L กับความถี่

2.1.1.3 พลังงานที่ส่งผ่านระหว่าง L และ C

เมื่อเรานำรูปคลื่นของ V_R , V_C และ V_L ที่จุกรีโซแนนซ์มาพล็อตดังรูปที่ 2.5 จะพบว่า V_L จะกลับเฟสกัน 180 องศา ส่วน V_R จะมีค่ามากที่สุดเมื่อ V_C และ V_L เท่ากับศูนย์ จากที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กล่าวมานี้แสดงให้เห็นว่าจะมีการส่งผ่านพลังงานระหว่าง L กับ C กลับไปมา เมื่ออยู่ในสภาวะรีโซแนนซ์



ก) รูปเฟสเซอร์ไดอะแกรมของวงจร RLC รีโซแนนซ์ ข) รูปคลื่นแรงดัน V_R , V_C และ V_L ที่จุกรีโซแนนซ์

รูปที่ 2.5 เฟสเซอร์ไดอะแกรมของแรงดันในวงจร RLC รีโซแนนซ์

อย่างไรก็ตามที่จุกรีโซแนนซ์นี้จะไม่มีการสะสมพลังงาน

2.1.2.4 Q แฟกเตอร์ของวงจรอนุกรม LC

พิจารณาสมการ I, V_L, V_C ที่จุกรีโซแนนซ์

$$V_L = IX_L \quad \dots(2.12)$$

$$I = \frac{V}{R} \quad \dots(2.13)$$

$$V_L = \frac{V \times X_L}{R} \quad \dots(2.14)$$

ดังนั้น $\frac{V_L}{V} = \frac{X_L}{R} \quad \dots(2.15)$

อัตราส่วน $\frac{V_L}{V}$ และ $\frac{V_C}{V}$ คือ ค่าควอลิตี้ (Quality) ของวงจรรีโซแนนซ์

หรือคือค่า Q แฟกเตอร์นั่นเอง

$$Q = \frac{X_L}{R} = \frac{X_C}{R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \quad \dots(2.16)$$

จากสมการพบว่าค่า Q แฟกเตอร์ ของวงจรอนุกรมรีโซแนนซ์สามารถ

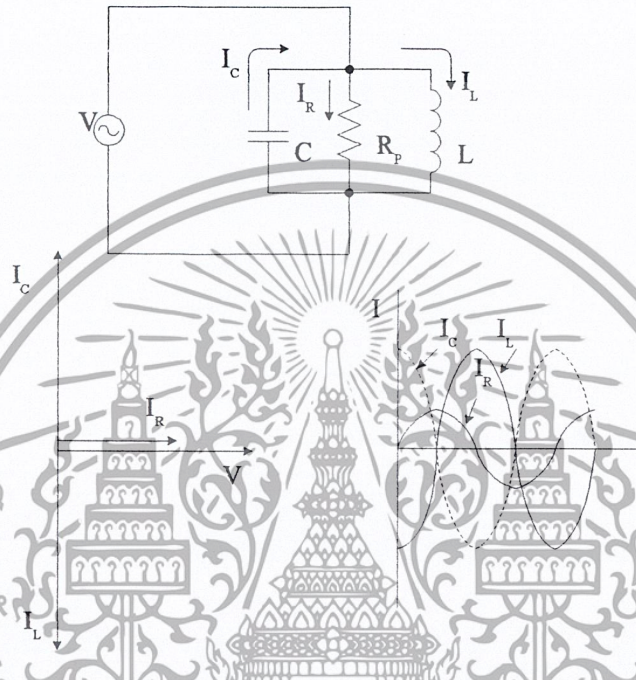
เพิ่มได้เมื่อลดความต้านทานหรือ โดยการเพิ่มอัตราส่วนของ $\frac{L}{C}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.3 ขนานรีโซแนนซ์

วงจรขนานรีโซแนนซ์แสดงไว้ดังรูปที่ 2.6 ค่าแอดมิตแตนซ์ (admittance) ของวงจรมีค่า

$$Y = \frac{1}{R} - j\frac{1}{X_L} + j\frac{1}{X_C} \quad \dots(2.17)$$



รูปที่ 2.6 แสดงเฟสเซอร์ไดอะแกรม รูปคลื่น ของกระแสที่จุดรีโซแนนซ์ของวงจร RLC ขนาน

ถ้าปรับความถี่ของแหล่งจ่ายไปจนกระทั่ง X_L และ X_C มีค่าเท่ากับค่าแอดมิตแตนซ์ จะมีค่าเท่ากับ

$$Y = \frac{1}{R_p} \quad \dots(2.18)$$

และค่าอิมพีแดนซ์มีค่า

$$Z = R_p \quad \dots(2.19)$$

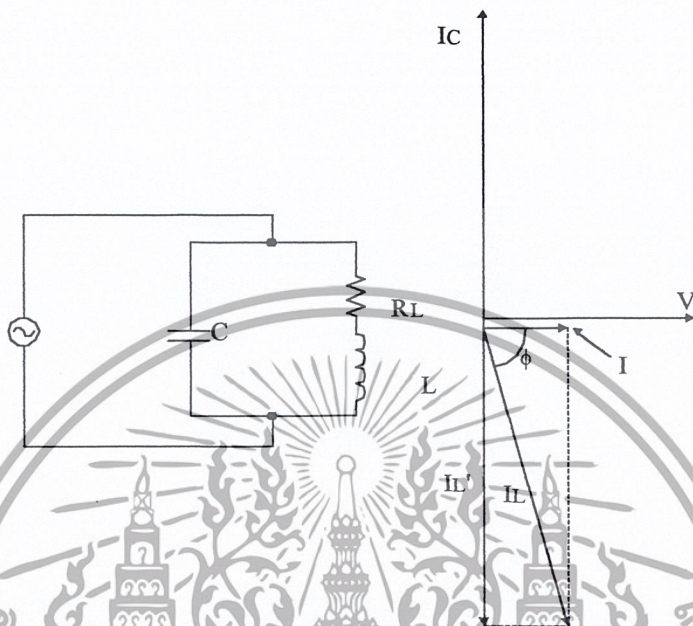
กระแสจากแหล่งจ่ายมีค่า

$$I = \frac{V}{R_f} \quad \dots(2.20)$$

กระแสที่ไหลผ่าน R จะมีมุมอินเฟสกับแรงดันของแหล่งจ่าย กระแสที่ไหลผ่าน L จะล้าหลังแรงดันไป 90 องศา ส่วนกระแสที่ไหลผ่าน C จะนำหน้าแรงดันอยู่ 90 องศา ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.6

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เนื่องจากในความเป็นจริงในตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าความต้านทานรวมอยู่ด้วย แต่ตัวเก็บประจุมีความต้านทานอยู่น้อยมาก จึงเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 แสดงวงจรขนาน RLC เฟสเซอร์ ไดอะแกรม ของกระแสและแรงดัน

ค่าแอดมิตแตนซ์ของวงจรสมมูลมีค่า

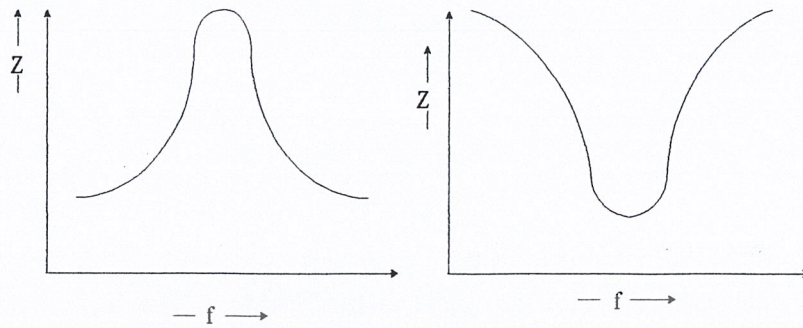
$$Y = \frac{1}{R_L + jX_L} + \frac{1}{jX_C} \quad \dots(2.21)$$

∴ ที่จตุรีโซแนนซ์

$$X_C = \frac{R_L^2 + X_L^2}{X_L} \quad \dots(2.22)$$

$$Z = \frac{L}{CR_L} \quad \dots(2.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



a) ค่าอิมพีแดนซ์กับความถี่

b) ค่ากระแสกับความถี่

รูปที่ 2.8 กราฟแสดงค่าอิมพีแดนซ์และกระแสต่อค่าความถี่

จากกราฟจะพบว่าวงจรขนาน LC จะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงสุดที่ความถี่รีโซแนนซ์

2.1.3.1 Q แฟกเตอร์ของวงจรขนาน LC

จากรูปที่ 2.7 จะพบว่าผลรวมของกระแสที่ไหลในวงจร (I) จากแหล่งจ่ายที่ความถี่รีโซแนนซ์นั้น จะอินเฟสกับแรงดันของแหล่งจ่าย (V) I จะมีค่าน้อยกว่า I_C และ I_L หลายเท่า ดังนั้นในวงจรขนานรีโซแนนซ์ LC จะมีค่าการขยายกระแส ค่า Q แฟกเตอร์คืออัตราส่วนของ I_L หรือ I_C ต่อค่ากระแสจากแหล่งจ่าย (I)

2.1.3.2 ความถี่ที่จตุรีโซแนนซ์

จากค่า

$$X_C = \frac{R_L^2 + X_L^2}{X_L} \quad \dots(2.24)$$

ดังนั้น

$$X_C \approx X_L \quad \dots(2.25)$$

ซึ่งความถี่ที่จตุรีโซแนนซ์สำหรับวงจรขนาน LC เมื่อ $Q > 10$ คือ

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad \dots(2.26)$$

ในกรณีที่ $Q < 10$ ความถี่ที่จตุรีโซแนนซ์จะมีค่า

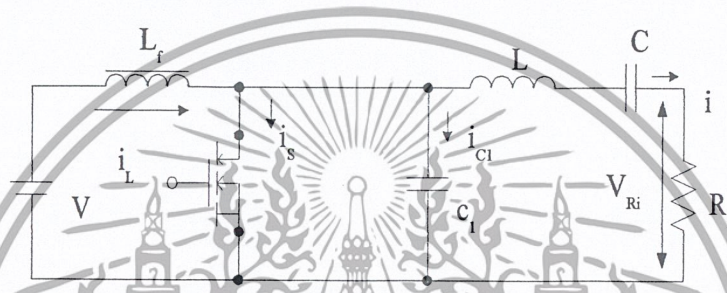
$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \sqrt{1 - \frac{CR_L^2}{L}} \quad \dots(2.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

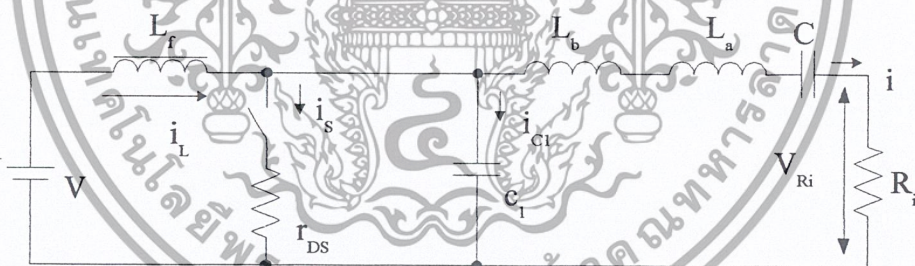
2.2 หลักการทำงานของ Class E Zero-Voltage-Switching Resonant Inverter

วงจร Class E DC-AC inverters มีอยู่ 2 แบบ คือ Class E Zero - Voltage - Switching (ZVS) inverter และวงจร Class E Zero -Current -Switching (ZCS) inverter

วงจร Class E ZVS ถ้าพารามิเตอร์ในวงจรได้รับการออกแบบที่เหมาะสม เมื่อสวิตช์ปิดวงจร (turn on) แรงดันคร่อมสวิตช์จะมีค่าเท่ากับศูนย์ และในทางทฤษฎีกราฟของกระแสและแรงดันช่วง switching จะไม่ทับกัน ทำให้การสูญเสียในช่วง Switching ของ Device มีค่าน้อยมาก หรือไม่มีเลยในอุดมคติ ส่งผลให้มีประสิทธิภาพสูง พิจารณารูปวงจรต่อไปนี้



รูปที่ 2.9 แสดงวงจรที่ใช้ในการวิเคราะห์



รูปที่ 2.10 แสดงวงจรสมมูลย์ของการทำงานภายใต้สภาวะรีโซแนนซ์

จากรูปที่ 2.10 วงจรพื้นฐานของ Class E ZVS inverter ประกอบด้วย

1. IGBT ทำงานเป็นเสมือนสวิตช์
2. L, C, R_i เป็นวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม
3. Shunt Capacitor C_1 ขนานคร่อม Switch
4. L_f ทำหน้าที่เป็นโช้ค

จังหวะการปิดเปิดของสวิตช์ขึ้นกับความถี่ f โดยการทำงานของ gate driver (ตัวขับเกต) ค่าตัวเก็บประจุ C_1 ที่ขนานอยู่กับสวิตช์ (IGBT) นั้น จะช่วยลดผลของคาปาซิแตนซ์ต่าง ๆ ที่แฝงอยู่ใน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานวิจัยเท่านั้น การตีพิมพ์งานวิจัยนี้สงวนสิทธิ์ในชื่อผู้ประพันธ์และผู้สนับสนุนการดำเนินงาน ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ที่เป็นพารามิเตอร์ของตัวเหนี่ยวนำ L_r หรือ โฉ้ค และสเตรย์คาปาแตนซ์ ซึ่งค่าต่าง ๆ เหล่านี้ทำให้เกิดความสูญเสียในการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ แต่ถ้าวางจรการทำงานที่ความถี่สูงมาก ๆ ค่า C_1 จะถูกแทนที่ด้วยค่าคาปาซิแตนซ์คิงกล่าวเกือบทั้งหมด ค่าความเหนี่ยวนำ ต้องมีค่ามากพอเพื่อที่จะเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ หรือมีรีปเปิ้ลน้อยมากจนสามารถตัดทิ้งได้ นอกจากนี้หากได้รับการออกแบบที่ดี สามารถลดทอนสัญญาณ RFI ได้

เมื่อสวิตซ์ถูกทำให้ปิดวงจรลง จากรูปที่ 2.10 วงจรรีโซแนนซ์จะประกอบด้วย L , C , และ R_1 (R_1 เป็นโหลดของแรงดันไฟกระแสสลับ) เพราะเมื่อสวิตซ์ปิดวงจร C_1 เปรียบเสมือนถูกตัดวงจร ดังนั้นกระแสจะไหลผ่านมาทางสวิตซ์ แต่เมื่อสวิตซ์เปิดวงจร ทางเดินของกระแสจะเปลี่ยนแปลงโดยวงจรรีโซแนนซ์ ขณะสวิตซ์เปิดวงจรประกอบด้วย L , C , C_1 และ R_1 ซึ่งทั้งหมดต่ออนุกรมอยู่ ทำให้ได้ค่าสมมูลย์ของคาปาซิเตอร์เป็น

$$C_{eq} = \frac{CC_1}{C + C_1} \text{ ซึ่งมีค่าต่ำกว่าคาปาซิแตนซ์ } C \text{ หรือ } C_1 \text{ วงจรโหลดจะถูกกำหนดโดย}$$

ความถี่และตัวประกอบคุณภาพ 2 ลักษณะนี้เมื่อ

สวิตซ์ปิดวงจรจะได้

$$f_{01} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$$\text{และ } Q_{L1} = \frac{\omega_{01}L}{R_1} = \frac{1}{(\omega_{01}CR_1)}$$

สวิตซ์เปิดวงจรจะได้

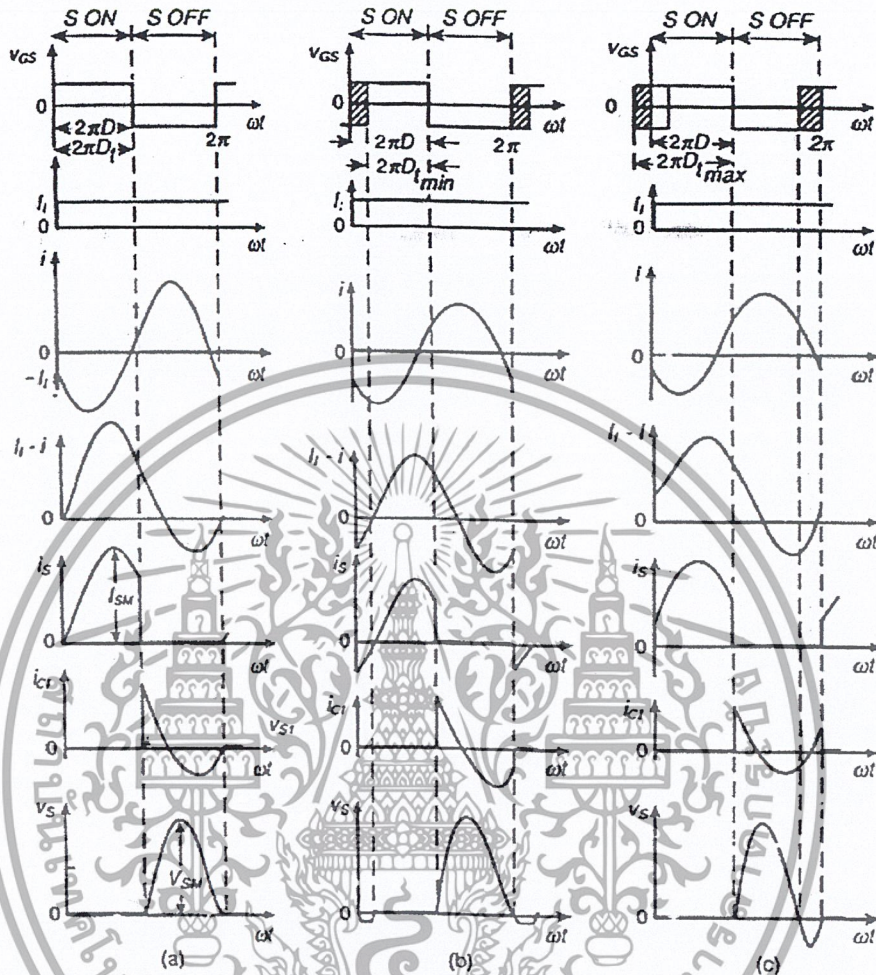
$$f_{02} = \frac{1}{(2\pi\sqrt{LCC_1/(C+C_1)})}$$

$$\text{และ } Q_{L2} = \frac{\omega_{02}L}{R_1} = \frac{1}{(\omega_{02}LCC_1/(C+C_1))}$$

จากรูปแสดงวงจรสมมูลย์ของการทำงานภายใต้สภาวะรีโซแนนซ์ ถ้าความถี่ใช้งานมีค่ามากกว่าความถี่รีโซแนนซ์ f_{01} วงจรรีโซแนนซ์ L , C และ R_1 จะทำงานแบบอินดักทีฟโหลด ดังนั้นค่า

L จะแบ่งได้เป็น 2 ส่วนคือ L_a และ L_b โดย L_a ทำการรีโซแนนซ์กับ C ที่ความถี่ $\omega = \frac{1}{\sqrt{L_a C}}$

$$\text{และมีค่าตัวประกอบกำลัง } Q_L = \frac{\omega L}{R_1} = \frac{\omega(L_a + L_b)}{R_1}$$



รูปที่ 2.11 แสดงกราฟแรงดันและกระแส ตกรวมสวิตช์ที่สภาวะต่าง ๆ

จากรูปที่ 2.11 ข้างต้นเป็นการแสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแส ในวงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์ชั้น E แบบ ZVS โดยมีเงื่อนไขดังนี้

$$\text{รูปที่ 2.11 (a)} \quad \frac{dV_s(\omega t)}{d(\omega t)} = 0$$

$$\text{รูปที่ 2.11 (b)} \quad \frac{dV_s(\omega t)}{d(\omega t)} < 0$$

$$\text{รูปที่ 2.11 (c)} \quad \frac{dV_s(\omega t)}{d(\omega t)} > 0$$

จะเห็นว่าแรงดันตกรวมสวิตช์ และคาปาซิแตนซ์ C_1 ทั้ง 3 กรณี มีค่าเป็นศูนย์ ณ จุดที่สวิตช์ปิดวงจร ดังนั้นพลังงานที่เก็บสะสมในคาปาซิแตนซ์ C_1 จึงมีค่าเป็นศูนย์ด้วย จึงเป็นผลให้ค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การสูญเสียในการสวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์ซึ่งขณะกำลังปิดวงจรมีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งตรงกับเงื่อนไขของ ZVS คือ

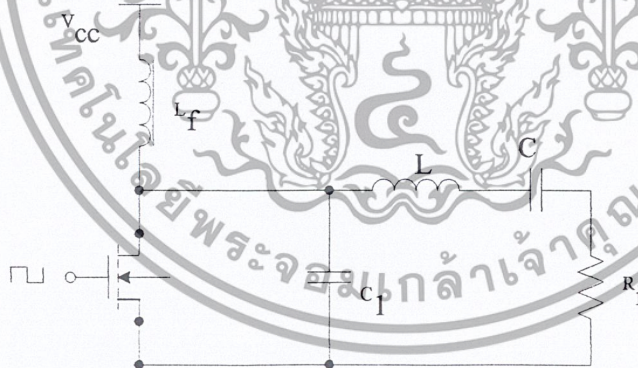
$$V_s(2\pi) = 0$$

เพื่อให้เงื่อนไขของ ZVS เป็นจริง ความถี่ที่ใช้งานต้องมีค่ามากกว่าความถี่โซแนนซ์ f_{o1} (f มากกว่า $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$) และต้องน้อยกว่าความถี่โซแนนซ์ f_{o2} (f น้อยกว่า $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{eq}}}$) รูปคลื่นกระแส i จะขึ้นอยู่กับค่าตัวประกอบคุณภาพ โดยถ้า Q_L มีค่าสูง ($Q_L \geq 2.5$) รูปคลื่นของกระแสจะมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์มากขึ้นแต่ถ้า Q_L มีค่าต่ำรูปคลื่นกระแส i จะมีลักษณะคล้ายฟังก์ชันเอ็กซ์โปเนนเชียล

จากการทำงานร่วมกันของตัวเหนี่ยวนำ L_r กับวงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม L, C, R_i นั้นจะทำให้หน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสที่ ซึ่งมีค่ากระแสเท่ากับ $i_L - i$ โดยเมื่อสวิตช์ปิดวงจร กระแส $i_L - i$ จะไหลผ่านสวิตช์และเมื่อสวิตช์ปิดวงจร กระแส $i_L - i$ จะไหลผ่านคาปาซิเตอร์ C_1 ที่ต่อขนานอยู่กับสวิตช์แทน ดังนั้นรูปคลื่นของแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์จึงถูกกำหนดโดย C_1

2.2.1 หลักการออกแบบ และวิเคราะห์ห้วงจรอินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์ชั้น E

พิจารณาวงจรพื้นฐาน Class E Resonant Inverter



รูปที่ 2.12 แสดงพื้นฐานวงจรขยาย Class E

จุดสำคัญของการทำงานของวงจรขยาย Class E นั้นวงจรควรประกอบด้วยอุปกรณ์ที่ใช้ สวิตช์ 1 ตัว และมีวงจรภาระ (load network) และต้องมีการทำงานที่สำคัญ 3 ประการ

1. การเพิ่มขึ้นของค่าแรงดันตกคร่อมตัวอุปกรณ์สวิตช์ ในขณะที่อุปกรณ์กำลังเปิดวงจรต้องมีการหน่วงเวลา และค่อยขึ้นภายหลัง
2. ค่าแรงดันตกคร่อมตัวอุปกรณ์สวิตช์ ควรจะตกลงจะเป็นศูนย์ ในขณะที่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า อุปกรณ์สวิตช์กำลังเปิดวงจร ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. ค่าความชันของแรงดันตกคร่อมตัวอุปกรณ์สวิตซ์จะต้องเป็นศูนย์ ในขณะที่อุปกรณ์สวิตซ์ที่กำลังเปิดวงจร

2.2.1.1 วงจรพื้นฐานรีโซแนนซ์

วงจรพื้นฐานรีโซแนนซ์แบบขนานได้มีการนำมาประยุกต์ใช้ที่ด้านทฤษฎีของหม้อแปลง โดยลักษณะวงจรสมมูลย์เป็นดังรูปที่ 2.13

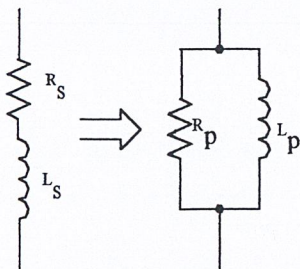


รูปที่ 2.13 แสดงวงจรพื้นฐานรีโซแนนซ์แบบขนานและวงจรแบบขนานกับภาระที่ยุบใหม่

จุดประสงค์ของการวิเคราะห์วงจรแบบขนานที่ด้านทฤษฎีของหม้อแปลงเพื่อหาค่าตัวประกอบกำลังของวงจรในเทอมของตัวแปรต่าง ๆ ในวงจร เพื่อจะสามารถหาค่าพารามิเตอร์ เช่น C_b และ L_b (ค่าความเหนี่ยวนำแฝงที่ด้านทฤษฎีของหม้อแปลง) ได้จากการกำหนดค่าตัวประกอบกำลัง

จากรูปที่ 2.14 ขดลวดเหนี่ยวนำมีวงจรสมมูลย์เป็น R อนุกรมกับ L แต่ในการวิเคราะห์หาค่าตัวประกอบกำลังนั้นจำเป็นต้องทำการยุบวงจรเพื่อหาค่า transfer function ของวงจรดังนั้นเพื่อให้่ายต่อการยุบวงจรจึงทำการเปลี่ยนจาก R_s อนุกรม L_s เป็น R_p ขนาน L_p แทนดังรูปที่ 2.14

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.14 แสดงการยุบวงจรจากอนุกรมเป็นขนาน

โดยคำนวณได้จาก $R_p = R_s (1 + Q_s^2) \quad ; Q_s = \frac{\omega L_s}{R_s} \quad \dots(2.28)$

$L_p = L_s (1 + 1/Q_s^2) \quad \dots(2.29)$

โดยที่ R และ L ได้จากขดลวดเหนี่ยวนำ และจากการวิเคราะห์ วงจรมี Transfer Function

$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{S^2 L_b C_b + \frac{S L_b}{R} + (1 + \frac{L_b}{L_p})} \quad \dots(2.30)$

$= \left[\frac{1}{L_b C_b} \right] \left[\frac{1}{S^2 + \frac{S}{C_b R_p} + \left[\frac{1}{L_b C_b} + \frac{1}{L_p C_b} \right]} \right]$

จากสมการที่ (2.29) $\omega_n^2 = \left(\frac{1}{C_b} \right) \left(\frac{1}{L_b} + \frac{1}{L_p} \right) \quad \dots(2.31)$

และ $\frac{\omega_n}{Q} = \frac{1}{R_p C_b} \quad \dots(2.32)$

ได้ $Q = \omega_n R_p C_b \quad \dots(2.33)$

จากสมการสามารถคำนวณค่า C_b, L_b โดยการกำหนดค่าตัวประกอบกำลัง

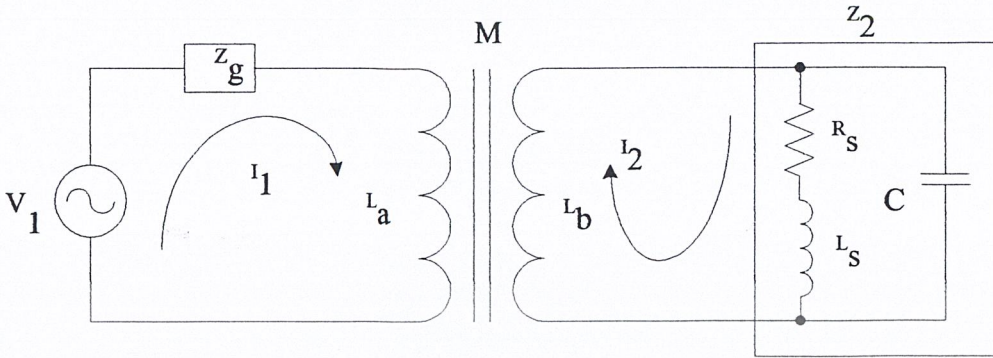
(Q) และความถี่ใช้งาน

2.2.1.2 การสะท้อนค่าอิมพีแดนซ์ (Reflected Impedance)

จากวงจรพื้นฐาน Class E นั้น การที่วงจรจะทำงานได้ในสภาวะเหมาะสม

นั้น ค่าของภาระต้องเหมาะสม และเพื่อให้ได้กำลังขาออกตามที่ต้องการ จึงจำเป็นต้องทำการสะท้อนค่าความต้านทานขดลวดเหนี่ยวนำผ่านหม้อแปลงให้เป็นความต้านทานที่เหมาะสมกับวงจร ซึ่งใน

ส่วนต่อไปนี้จะแสดงถึงการพิสูจน์ และการคำนวณเพื่อที่สามารถทำการออกแบบวงจร โดยรวมได้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 แสดงวงจรสมมูลย์ของหม้อแปลง

จากรูปที่ 2.15 ให่วงจรมีแหล่งจ่ายไฟเป็น V_g และมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ออยู่อีกด้านหนึ่งของหม้อแปลงมีค่า Z_2 จากการพิจารณาโดยใช้ KVL ทางด้านของหม้อแปลงจะได้

$$V_1 = SL_a I_1 - SM I_2 \quad \dots(2.34)$$

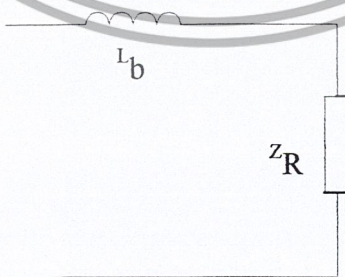
$$0 = SM I_1 + (Z_2 + SL_b) I_2 \quad \dots(2.35)$$

จากสมการ (2.34) และ (2.35) จะได้

$$V_1 = \left(SL_a - \frac{S^2 M^2}{Z_2 + SL_b} \right) I_1 \quad \dots(2.36)$$

$$\text{ดังนั้น } Z_1 = \frac{V_1}{I_1} = SL_a + \frac{\omega^2 M^2}{Z_2 + SL_b} ; S = j\omega \quad \dots(2.37)$$

เขียนรูปวงจรใหม่ได้ดังรูป



รูปที่ 2.16 แสดงวงจรสมมูลย์ของภาระเมื่อย้ายข้างมาด้านปฐมภูมิ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดย

$$Z_R = \frac{S^2 M^2}{Z_2 + S L_b} \quad \dots(2.38)$$

จากค่าสัมประสิทธิ์ในการถ่ายทอด (Coefficient of Coupling)

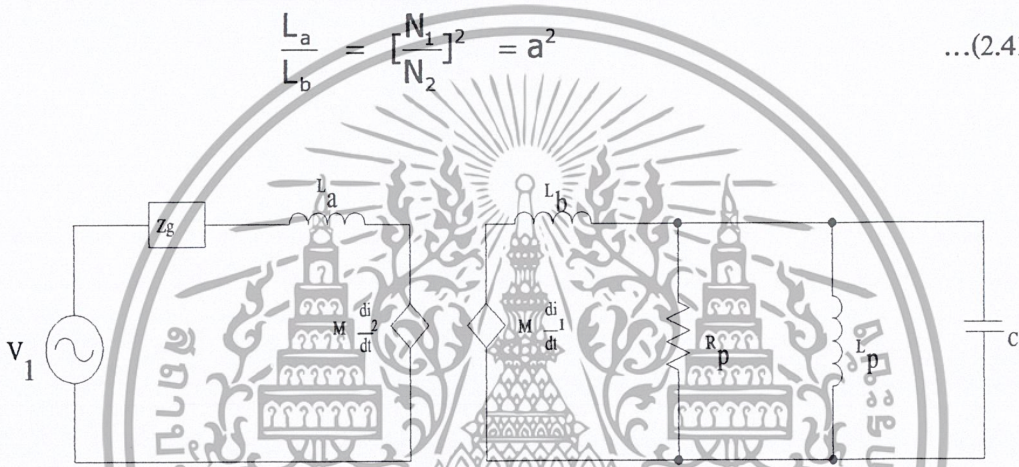
$$K = \frac{M}{\sqrt{L_a L_b}} \quad \dots(2.39)$$

ในกรณีที่ เป็น Unit Coupling จะได้ $K=1$

$$M = \sqrt{L_a L_b} \quad \dots(2.40)$$

และกำหนดได้

$$\frac{L_a}{L_b} = \left[\frac{N_1}{N_2} \right]^2 = a^2 \quad \dots(2.41)$$



รูปที่ 2.17 วงจรสมมูลของการต่อภาระขนานกับคาปาซิเตอร์ C

ในกรณีนี้

$$Z_2 = \frac{S L_p R_p}{S^2 L_p R_p C + S L_p + R_p} \quad \dots(2.42)$$

จากสมการจากสมการ(2.30)จะได้

$$Z_R = \frac{\omega^2 M^2}{\frac{S L_p R_p}{S^2 L_p R_p C} + S L_b} \quad \dots(2.43)$$

และจากการวิเคราะห์วงจรพื้นฐานรีโซแนนซ์ด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง

$$Q = \omega_n R_p C \quad \dots(2.44)$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{C \left[\frac{L_b L_p}{L_b + L_p} \right]}} \quad \dots(2.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\omega_n \left[C \left[\frac{L_b L_p}{L_b + L_p} \right] \right] = 1 \quad \dots(2.46)$$

สามารถเขียน Z_R ได้ใหม่เป็น

$$Z_R = a^2 R_p + a^2 \left[\frac{L_b + L_p}{L_p} \right] \left[\frac{1}{SC} \right] \quad \dots(2.47)$$

ดังนั้น

$$Z_1 = SL_a + a^2 R_p + a^2 \left[\frac{L_b + L_p}{L_p} \right] \left[\frac{1}{SC} \right] \quad \dots(2.48)$$

นั่นหมายถึง สามารถแปลงค่าความต้านทานที่ด้านออก เมื่อมองเป็นค่าอิมพีแดนซ์จากการคำนวณเข้าได้เป็นดังรูปที่ 2.18

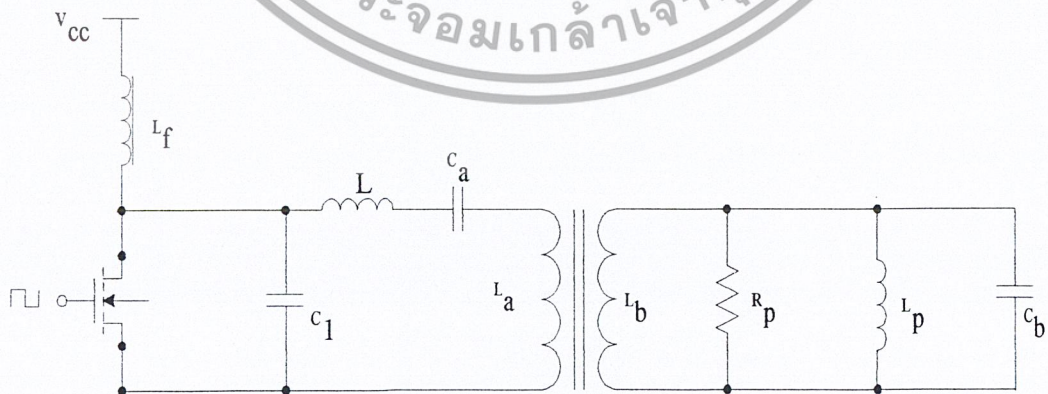


รูปที่ 2.18 แสดงวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำที่ย้ายข้างมาทางด้านปฐมภูมิ

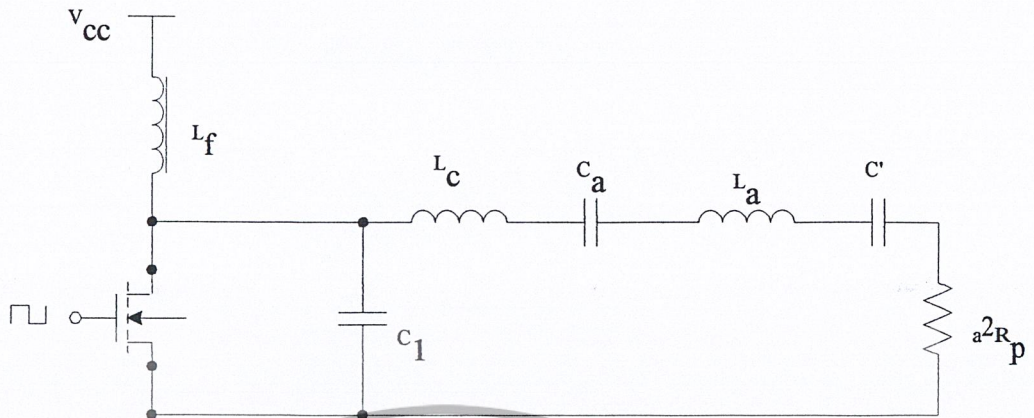
จากรูปที่ 2.18

$$C' = \left[\frac{L_b + L_p}{L_p} \right] \left[\frac{C}{a^2} \right] \quad (2.49)$$

ดังนั้นเราสามารถออกแบบวงจรได้ดังรูปที่ 2.19



เอกสารนี้เป็นลิขสิทธิ์ของราชภัฏบรียรัมย์ ขอสงวนสิทธิ์ในเนื้อหาและข้อมูลทั้งหมด ไม่ให้นำไปใช้โดยไม่ขออนุญาตจากทางมหาวิทยาลัยราชภัฏบรียรัมย์ หรือแจ้งให้ทางมหาวิทยาลัยราชภัฏบรียรัมย์ทราบ การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ขออนุญาตจากทางมหาวิทยาลัยราชภัฏบรียรัมย์ ถือว่าผิดกฎหมาย



รูปที่ 2.20 แสดงวงจรสมมูลของวงจร โดยทำการย้ายข้างมาอยู่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลง

หลักการออกแบบคือ จากวงจรจริงที่ใช้งานในรูปที่ 2.19 เมื่อค้ววงจรแล้ว วงจรสมมูลที่ย้ายข้างมาทางค้ำปฐมภูมิของหม้อแปลงรูปที่ 2.20 ค่าพารามิเตอร์รวมของวงจรสมมูลนี้ ต้องมีค่าที่เหมาะสมของวงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์ชั้น E ดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 วงจรพื้นฐานอินเวอร์เตอร์รีโซแนนซ์ชั้น E

กล่าวคือ ค่า L_c อนุกรมกับ L_s ต้องมีค่าเท่ากับ L รวมของวงจรพื้นฐานชั้น E และค่า C_s อนุกรมกับ C' ต้องมีค่าเท่ากับ C ในรูปที่ 2.21 และค่าความต้านทานที่ย้ายมาทางค้ำปฐมภูมิ ต้องมีค่าที่เหมาะสม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.3 ทฤษฎีการเหนี่ยวนำความร้อน

หลักการในการให้ความร้อนกับชิ้นงาน (ภาชนะหุงต้ม) อาศัยหลักการการเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวนในภาชนะที่ต้องการให้ความร้อน โดยภาชนะจะต้องเป็นโลหะซึ่งสามารถเกิดกระแสไหลวนเมื่อมีการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กที่เกิดจาก work coil

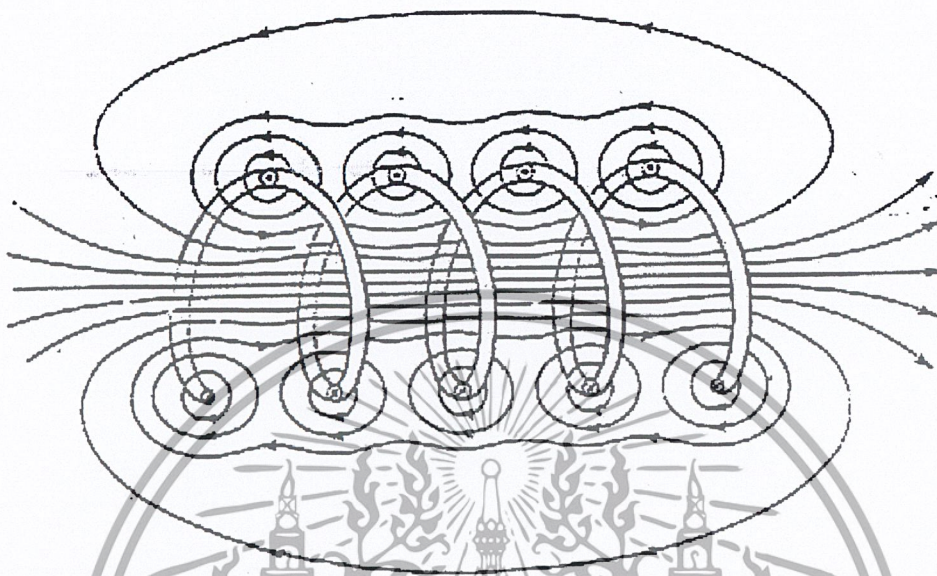
เมื่อเราจ่ายไฟกระแสตรงเข้าไปในตัวนำจะเกิดสนามแม่เหล็กรอบ ๆ ตัวนำซึ่งเป็นไปตามกฎมือขวา ที่บริเวณใกล้ ๆ กับแท่งตัวนำจะมีความเข้มของสนามแม่เหล็กสูงกว่าจุดอื่น และความเข้มของสนามแม่เหล็กจะลดลงเมื่อระยะทางเพิ่มมากขึ้น นอกจากนี้ความเข้มของสนามแม่เหล็กยังขึ้นอยู่กับกระแสไฟฟ้าที่จ่ายเข้าไปยังแท่งตัวนำด้วย



รูปที่ 2.22 แสดงสนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นรอบตัวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ถ้าหากเราจ่ายไฟกระแสตรงเข้าไปยังขดลวด โซลีนอยด์ผลที่เกิดขึ้นคือจะเกิดสนามแม่เหล็กรอบ ๆ ขดลวดโซลีนอยด์ โดยที่ภายในขดลวดมีความเข้มสนามแม่เหล็กมากกว่าบริเวณภายนอกคอยล์ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 2.23 แสดงเส้นแรงแม่เหล็กที่เกิดรอบขดลวดโซลีนอยด์

ถ้าหากเราเปลี่ยนจากไฟกระแสตรงมาเป็นไฟกระแสสลับจ่ายให้กับขดลวดโซลีนอยด์ สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นรอบ ๆ ตัวนำก็จะมีเปลี่ยนแปลงตามความถี่ของระบบไฟฟ้าที่ป้อน เมื่อเราเอาแท่งตัวนำป็นไส้ไว้ในคอยล์ ก็จะเกิดการเหนี่ยวนำทำให้เกิดแรงดันไฟฟ้าเหนี่ยวนำบนตัวนำที่อยู่ในสนามแม่เหล็ก ($E = d\Phi/dt$) เป็นผลทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำไหลวนภายในตัวนำ ($i = e/R_{\text{ตัวนำ}}$) ทำให้มีการสูญเสียในรูปของความร้อน ($i^2 R_{\text{ตัวนำ}}$) ซึ่งเราจะนำหลักการนี้มาทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่สถานะที่วางอยู่ใน work coil

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

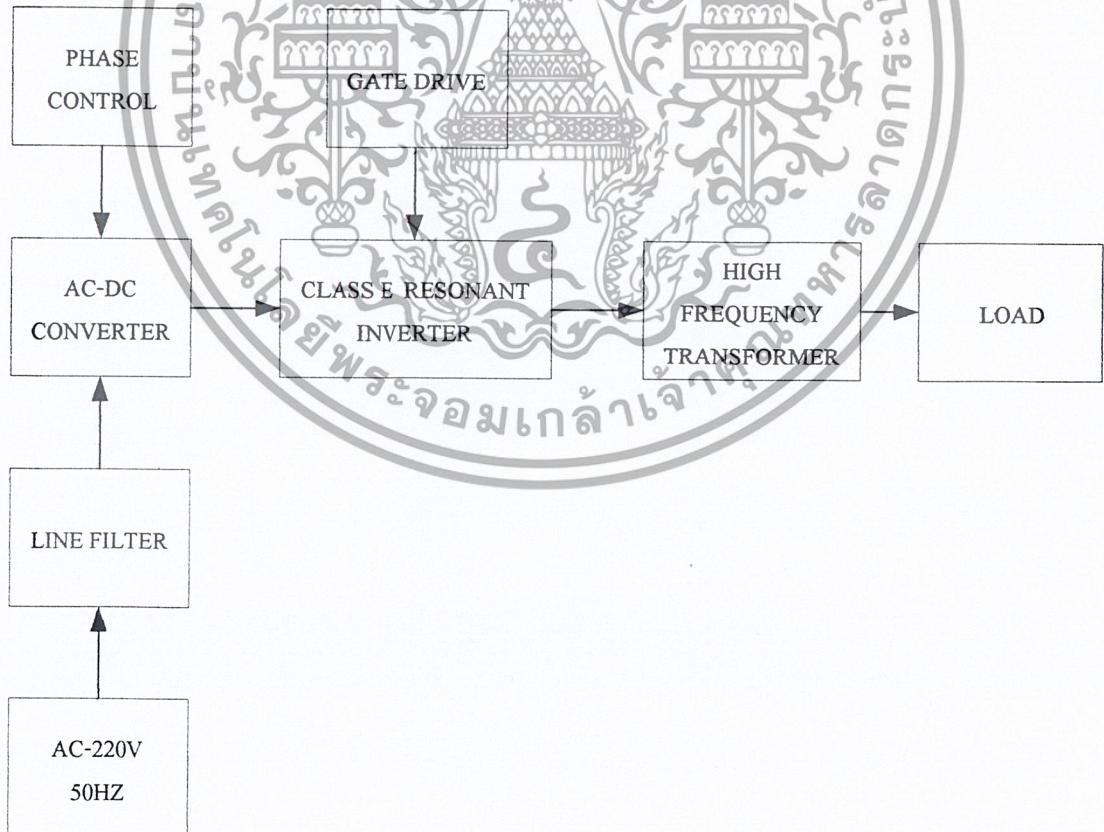
บทที่ 3

โครงสร้างของระบบ

3.1 หลักการเบื้องต้น

เป็นการอาศัยทฤษฎีการเหนี่ยวนำของฟาราเดย์ คือเมื่อจ่ายไฟกระแสสลับเข้าไปยังขดลวด ซึ่งก็คือ work coil จะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กไปเหนี่ยวนำชิ้นงานและเป็นผลให้เกิดกระแสไหลวน (eddy current) ในชิ้นงานที่วางอยู่ใน work coil ซึ่งผลของกระแสไหลวนทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่ชิ้นงาน โดยจะป้อนแรงดันไฟกระแสตรงผ่านวงจร Inverter Resonant Class E ซึ่งทำงานโดยการสวิตซ์ที่ความถี่สูงที่จตุรโชนาเนซ ซึ่งเป็นจุดที่กระแสไหลสูงสุด ทำให้เกิดกำลังสูงสุด โดยมีหม้อแปลงความถี่สูงเป็นตัวส่งผ่านกำลังงานไปยัง work coil เพื่อให้เกิดการเหนี่ยวนำ

3.2 โครงสร้างการทำงานของระบบ



รูปที่ 3.1 แสดงโครงสร้างการทำงานของระบบ

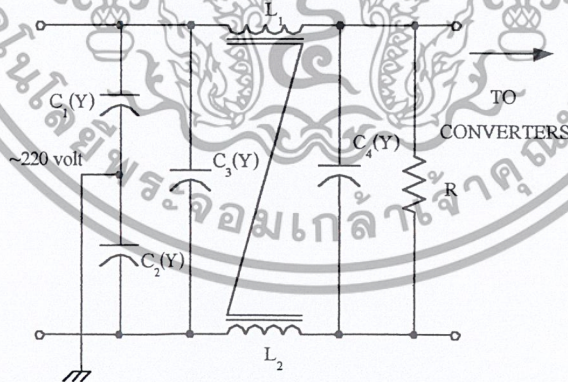
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากโครงสร้างโดยรวมของระบบประกอบด้วยส่วนต่าง ๆ ดังนี้

1. LINE FILTER
2. AC-DC CONVERTER
3. PHASE CONTROL
4. RESONANT CLASS E CONVERTER
5. GATE DRIVE
6. HIGH FREQUENCY TRANSFORMER
7. LOAD

3.2.1 Line Filter

การทำงานในลักษณะการเปลี่ยนแปลงของกระแสอย่างฉับพลันที่ค่ากระแสสูง ๆ สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจึงเป็นแหล่งกำเนิดสัญญาณรบกวน RFI (Radio Frequency Interference) ได้เป็นอย่างดี ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมี วงจรฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่จะออกไปภายนอกให้อยู่ในระดับที่รับได้ วิธีการลดสัญญาณรบกวน RFI ก็คือ การต่อ LC ฟิลเตอร์ที่อินพุตกับระบบแรงดันไฟกระแสสลับ เพื่อลดสัญญาณ RFI ทั้งที่สัญญาณโหมดแตกต่าง (differential mode) และที่สัญญาณโหมดรวม (common mode) การต่อวงจร LC ฟิลเตอร์อาจทำได้ดังรูปที่ 3.2



รูปที่ 3.2 แสดงการต่อวงจร LC ฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวน RFI

วงจร RFI ฟิลเตอร์ในรูปที่ 3.2 นั้น ควรกำหนดค่าของตัวเก็บประจุและค่าของตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าดังนี้

$$C_3, C_4 = 0.1 - 2 \mu F \quad \text{และเป็นตัวเก็บประจุชนิด "X"}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ 2,200 บาท หรือ 0.033 μF และเป็นตัวเก็บประจุชนิด "Y" ใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$L_1, L_2 = 1.8 \text{ mH}$ ที่ 25 mA ถึง 47 mH ที่ 0.3 A

การกำหนดค่าอุปกรณ์ต้องให้แน่ใจว่าความถี่ โชนาเนซของวงจรต้องมีค่าน้อยกว่าค่าความถี่การทำงานของสวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย ตัวต้านทาน R ที่ต่ออยู่ในวงจรมีไว้เพื่อให้ตัวเก็บประจุชนิด “X” คายประจุทิ้งไปได้ ตามมาตรฐานความปลอดภัยทั่วไปกำหนดว่า ถ้าค่าตัวเก็บประจุชนิด “X” มีค่าตั้งแต่ 0.1 ไมโครฟารัด ขึ้นไป ตัวต้านทาน R จะต้องมีค่าเท่ากับ

$$R = \frac{t}{2.21C} \quad \dots(3.1)$$

โดยกำหนดให้

t แทนค่าเวลา มีหน่วยเป็นวินาที

C แทนค่าตัวเก็บประจุชนิด “X” ในวงจรฟิลเตอร์มีหน่วยเป็นฟารัด

ประสิทธิภาพในการลดสัญญาณรบกวนของวงจร LC ฟิลเตอร์จะขึ้นอยู่กับค่าความแตกต่างอิมพีแดนซ์ระหว่างอินพุตของฟิลเตอร์กับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ และค่าความแตกต่างอิมพีแดนซ์ระหว่างเอาต์พุตของฟิลเตอร์กับอินพุตของคอนเวอร์เตอร์ โดยถ้าค่าความแตกต่างของอิมพีแดนซ์มีค่ามาก อัตราลดทอนสัญญาณรบกวน RFI จะเป็นไปได้มากด้วย

ปกติคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ ส่วนแหล่งจ่ายแรงดันไฟกระแสสลับมักมีค่าอิมพีแดนซ์สูง ดังนั้นค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร RFI ฟิลเตอร์ที่อินพุตต้องมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ ๆ และเอาต์พุตของ วงจร RFI ฟิลเตอร์ต้องมีค่าอิมพีแดนซ์สูง ๆ เพื่อให้อัตราลดทอนสัญญาณรบกวนมีค่าสูง การต่อ $C_1(Y)$ และ $C_2(Y)$ ที่ด้านอินพุตของวงจรจะทำให้อินพุตของวงจรฟิลเตอร์มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ L_1 และ L_2 จะให้เอาต์พุตที่เอาต์พุตของวงจรฟิลเตอร์มีค่าสูง $C(X)$ ที่อยู่ในวงจรจะมีผลในการลดทอนสัญญาณ โดย $C_1(X)$ จะลดทอนสัญญาณที่เกิดในสายไฟกระแสสลับไม่ให้ผ่านเข้าหาคอนเวอร์เตอร์ ส่วน $C_2(X)$ จะลดทอนสัญญาณที่เกิดจากคอนเวอร์เตอร์ไม่ให้ผ่านไปยังสายไฟกระแสสลับได้

ตัวเก็บประจุชนิด “X” และตัวเก็บประจุชนิด “Y”

ตัวเก็บประจุชนิด “X” และตัวเก็บประจุชนิด “Y” เป็นตัวเก็บประจุสำหรับการลดทอนสัญญาณรบกวน ใช้กับแรงดันไฟกระแสสลับ 110 โวลต์ หรือ 220 โวลต์ การต่อตัวเก็บประจุเพื่อลดทอนสัญญาณรบกวนตามมาตรฐานความปลอดภัยของ IEC ได้กำหนดให้ต่อใช้งานแยกประเภทตามตำแหน่งการใช้งานดังต่อไปนี้

ตัวเก็บประจุชนิด “X” (X-capacitor)

ให้ใช้ต่อได้เฉพาะตำแหน่งที่ไม่ทำให้ผู้ใช้อุปกรณ์ได้รับอันตรายจากไฟฟ้าดูดหากตัวเก็บประจุเกิดลัดทะเลหรือทำงานผิดพลาด การใช้ตัวเก็บประจุชนิด “X” จะไม่มีการจำกัดค่าความจุสูงสุดของตัวเก็บประจุไว้ ตัวเก็บประจุชนิด “X” ยังแบ่งออกได้อีกเป็นชนิด “X₁” และชนิด “X₂”

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตามอัตราทนแรงดันสูงสุดของตัวเก็บประจุ โดยตัวเก็บประจุชนิด “X₁” มีอัตราทนแรงดันสูงสุดใช้งานมากกว่า 1,200 โวลต์ ส่วนตัวเก็บประจุชนิด “X₂” มีอัตราทนแรงดันสูงสุดใช้งานต่ำกว่า 1,200 โวลต์ลงมา

ตัวเก็บประจุชนิด “Y” (Y-capacitor)

ยอมให้ใช้ได้ในตำแหน่งที่อาจทำให้ผู้ใช้อุปกรณ์ไฟฟ้าได้รับอันตรายจากไฟฟ้าดูด ถ้าตัวเก็บประจุเกิดลัดทะเลหรือทำงานผิดพลาด ตัวเก็บประจุชนิด “Y” จัดเป็นอุปกรณ์ที่เสี่ยงกับความปลอดภัยจึงต้องมีมาตรฐานเกี่ยวกับความปลอดภัยสูง และต้องมีโครงสร้างที่ป้องกันการทะลุได้ดี ค่าความจุของตัวเก็บประจุชนิด “Y” ต้องมีค่าต่ำเพื่อกำจัดกระแสรั่วไหลหรือจำกัดกระแสคิซาร์จจากตัวเก็บประจุชนิด “Y” ลงดิน

3.2.2 AC-DC Converters

ในโครงงานนี้จะใช้แบบกึ่งเฟสเดียว (Single Phase Semiconverters) ความสัมพันธ์ของค่าแรงดันเอาต์พุตเฉลี่ย (V_o) กับค่าแรงดันอินพุต (V_m) แสดงได้ดังนี้

$$V_o = V_{dc} = \frac{1}{T} \int_0^T f(t) \cdot dt \quad \dots(3.2)$$

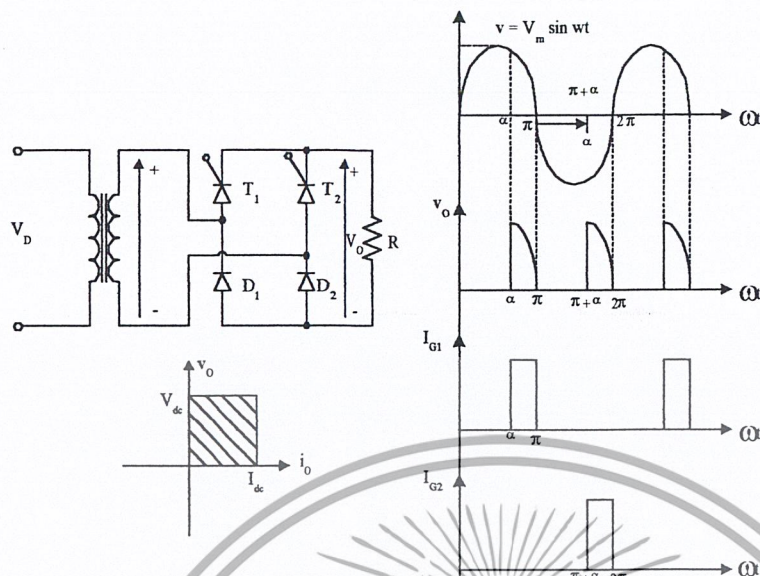
$$= \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} V_m \sin \omega t \cdot d\omega t$$

$$= \frac{V_m}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sin \omega t \cdot d\omega t$$

$$= \frac{V_m}{\pi} [-\cos \omega t]_{\alpha}^{\pi}$$

$$V_o = \frac{V_m}{\pi} [1 + \cos \alpha] \quad \dots(3.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรแปลงแบบกึ่งเฟสเดียว (Single Phase Semiconverters)

3.2.3 วงจรจุดชนวน (Gate Control)

การให้ SCR ทำงาน จะต้องป้อนแรงดันที่อานโอดและป้อนกระแสเข้าสู่เกต ที่เรียกว่าการ ทรริกเอสซีอาร์ หรือการจุดชนวน เอสซีอาร์จึงจะนำกระแสได้ โดยใช้พัลส์จุดชนวนที่สามารถจ่ายกระแสให้กับเกตของเอสซีอาร์ ได้อย่างเพียงพอและเป็นเวลานานกว่าช่วงเวลา ที่เอสซีอาร์ต้องการในการทำงาน จนกระทั่งกระแสไหลผ่านอานโอดของเอสซีอาร์เกินกว่าค่าของ กระแสค้าง เอสซีอาร์จึงจะทำงานได้อย่างสมบูรณ์ จึงมีการใช้หลักการต่าง ๆ ในการจุดชนวนของ เอสซีอาร์ ซึ่งมีหลายแบบแต่ในโครงการนี้จะใช้วงจรรวมสำหรับการควบคุมเฟสที่สร้างมา โดยเฉพาะ เบอร์ TCA 785 ซึ่งสามารถสร้างการจุดชนวนเกตของเอสซีอาร์อย่างมีประสิทธิภาพ

3.2.3.1 คุณสมบัติของวงจรรวม TCA 785

วงจรรวมเบอร์ TCA 785 ผลิตโดยบริษัท Siemens ประเทศสหพันธ์รัฐเยอรมัน ใช้ในงานควบคุมเฟสโดยเฉพาะ หรือใช้กับวงจร Line commutated converter ใช้ได้กับระบบไฟฟ้า 1 เฟสและ 3 เฟส สามารถปรับมุมจุดชนวนเกตได้ตั้งแต่ 0° ถึง 180° และสามารถสร้างลักษณะของพัลส์ได้หลายรูปแบบ ตามลักษณะของโหลด เช่น Single short pulse ,Continuous pulse ,Long pulse เป็นต้น ใช้งานได้ดีในย่านความถี่ระหว่าง 10 Hz ถึง 500 Hz ต้องการไฟเลี้ยงกระแสตรงขนาด 8 Vdc ใช้งานได้ดีในย่านอุณหภูมิ -25°C ถึง $+85^\circ\text{C}$ กินกระแสไฟฟ้าประมาณ 4.5 mA –10 mA อินเทอร์เฟสได้โดยตรงกับลอจิกเกตที่ใช้แรงดัน +15 Vdc (เช่น CMOS) สามารถเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จ่ายกระแสไฟฟ้าด้านออกของวงจรที่ขา 14 และ 15 ได้ประมาณ 250 mA สัญญาณด้านออกมีทั้งแบบปกติและ แบบกลับสัญญาณ มี Inhibit function ควบคุมการกำเนิดสัญญาณ และสามารถใช้งานในลักษณะ Zero crossing ได้ด้วย

ลักษณะของพัลส์ด้านออกชนิดต่าง ๆ ที่เกิดจากการสร้างพัลส์ด้านออกให้มีรูปร่างแตกต่างกันนั้นขึ้นอยู่กับชนิดของโหลดในวงจรกำลังที่เอสซีอาร์ นั้นต่อควบคุมโหลดอยู่ ลักษณะของพัลส์มีหลายแบบ มีรายละเอียดดังนี้

- Short pulse ($\beta = 30-100 \mu\text{S}$) สำหรับโหลดความต้านทาน
- Long pulse ($\beta = 100 \mu\text{S} - 1 \text{mS}$) สำหรับโหลดตัวต้านที่กินกระแสสูง ๆ หรือ โหลดตัวเหนี่ยวนำ
- Continuous pulse ($\beta = 180^\circ - \alpha$) สำหรับโหลดตัวเหนี่ยวนำที่มีค่า L สูง
- Combine pulse สำหรับวงจรที่มีการเปลี่ยนแปลงของกระแส ($di/dt = 1$ ถึง $3 \text{ A}/\mu\text{S}$) หรือสำหรับจุดขนานเกทเอสซีอาร์ที่ค่อนข้างถี่
- Double pulse ใช้สำหรับจุดขนานเอสซีอาร์ในวงจรสามเฟส บริดจ์

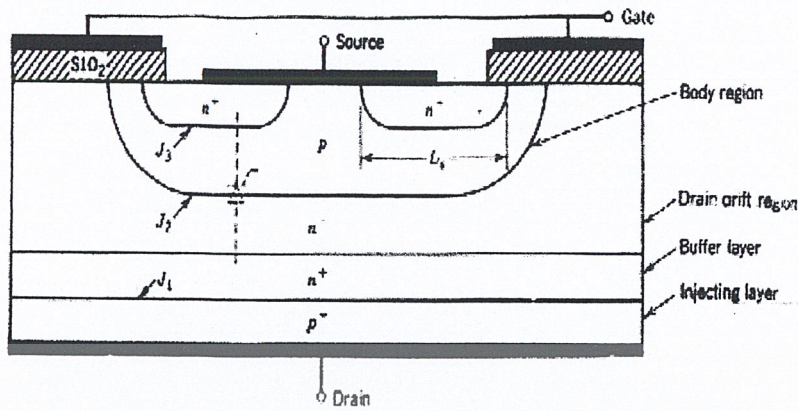
3.2.4 ไอจีบีที

Bipolar Junction Transistor (BJT) และ MOSFET ต่างก็มีลักษณะเด่นต่างกันไป BJT จะมีกำลังสูญเสียขณะนำกระแสต่ำ และยังมีอัตราทนแรงดันสูง แต่จะมีความหยุดนำกระแสได้อย่างรวดเร็วกว่า จากข้อดีของอุปกรณ์ทั้งสองจึงทำให้มีการประดิษฐ์อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำชนิดใหม่ขึ้นมา โดยรวมเอา (BJT) และ MOSFET ลงใน WAFER เดียวกันเรียกกันว่า Insulate Gate Bipolar Transistor (IGBT) ซึ่งคาดว่าจะได้มีการนำไปใช้กันอย่างแพร่หลายต่อไปในอนาคต ข้ออื่น ๆ ของอุปกรณ์ชนิดนี้ก็มี GEMFET ,COMFET (Conductivity – Modulated Field Effect Transistor), IGT (Insulategate Transistor) และ Bipolar - mosfet หรือ Bipolar mostrasistor ในส่วนนี้เราจะได้นำไปใช้งานได้อย่างถูกต้องต่อไป

3.2.4.1 โครงสร้างของ IGBT

จากภาพตัดขวางของ n-channel IGBT ในรูปที่ 3.4 จะมีโครงสร้างที่คล้ายกับโครงสร้างของมอสเฟตมาก แต่จะมีข้อแตกต่างกันคืออาจะมีชั้น P ที่ต่ออยู่กับขา drain ของ IGBT รอยต่อ pn junction ที่ชั้น j, จะเป็นรอยต่อที่ทำให้ minority carries เคลื่อนผ่านไปชั้น drain drift region ส่วนระหว่างเกทกับซอร์สของ IGBT จะมีโครงสร้างคล้ายกับมอสเฟต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

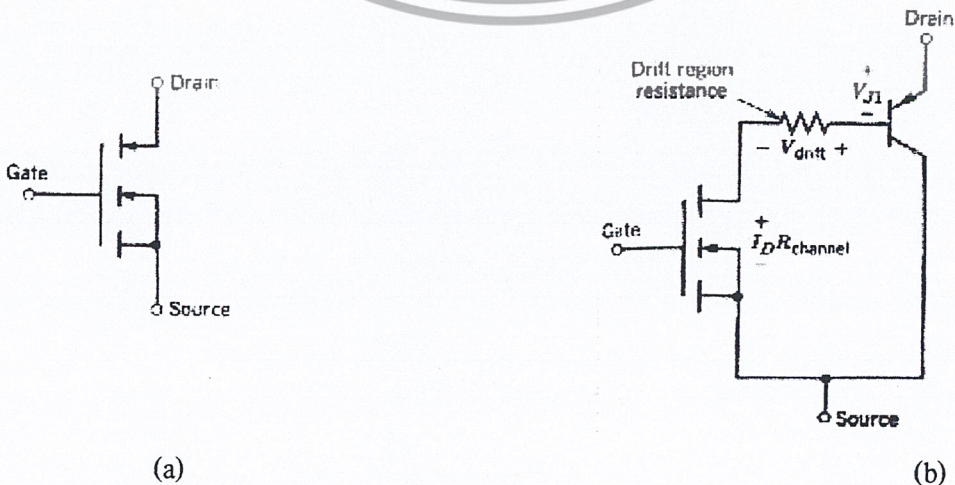


รูปที่ 3.4 แสดง โครงสร้างของ IGBT

จากรูปที่ 3.4 จะแสดง โครงสร้างของ IGBT จะเหมือนกับมีไทรสเตอร์อยู่ภายใน เนื่องจากการ doped สาร ทำให้เกิดเป็นรอยต่อที่มีคุณสมบัติเป็นไทรสเตอร์อยู่ภายในการ doped ความหนาแน่นของอินสารและความหนาแน่นของชั้นเป็นสิ่งที่สามารถจะปรับปรุงการทำงานของ IGBT ได้ โดยมีเหตุผล 2 ประการคือ 1) ทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมในการนำกระแสต่ำ และ 2) จะมีค่า turn off time สั้น แต่อย่างไรก็ตามการที่ทำเช่นนี้ จะทำให้ลดความสามารถในการทนแรงดัน (reverse blocking capability) ต่ำลง

สัญลักษณ์ของ n channel IGBT แสดงดังรูปที่ 3.5 (a) สัญลักษณ์นี้จะคล้าย ๆ กับ n channel มอสเฟต แต่จะเพิ่มหัวลูกศรที่ชี้เข้าไปข้างในที่ขา drain ซึ่งแสดงถึงทิศทาง การไหลของอิเล็กตรอน

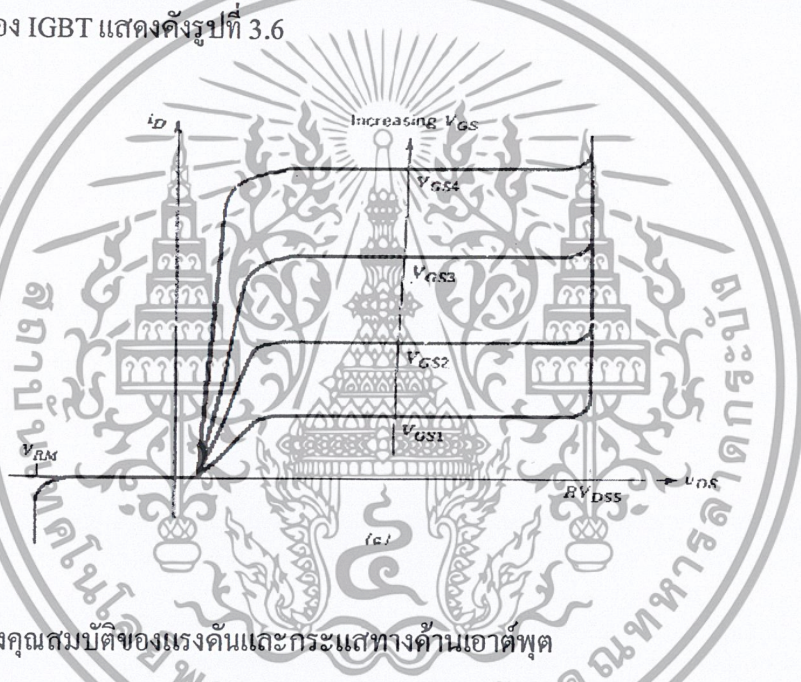
จากรูปที่ 3.5 (b) จะเป็นวงจรสมมูลของ IGBT ซึ่งจะมีลักษณะของมอสเฟตทางด้าน อินพุตแต่ทางด้านเอาต์พุตจะมีลักษณะของทรานซิสเตอร์



เอกสารนี้เป็นเอกสารซึ่งมอบไว้สำหรับจรรยาบรรณในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4.2 ลักษณะการทำงาน

จากรูปโครงสร้างของ IGBT กระแสจะถูกกั้นไว้ไม่ให้ไหลผ่านได้ ในกรณีที่ให้ negative bias ที่ขาคอลเลคเตอร์เมื่อเทียบกับ อิมิตเตอร์ เพราะว่าที่ junction j_2 จะถูก reverse bias มันจะทำให้เป็นค่าของ reverse blocking capability จะมีแรงดันบวกที่ขาคอลเลคเตอร์ แต่ยังไม่มีความดันไบแอสที่เกท junction ด้านบน j_1 จะได้รับ reverse bias และ IGBT จะทำงานในย่าน forward blocking mode อย่างไรก็ตาม ถ้ามีแรงดันมาจ่ายที่เกทพอเพียงที่จะ invert surface ของ p-base region ทำให้เกิดมีอิเล็กตรอนมาออกกันที่ชั้น p ภายใต้เกท IGBT จะอยู่ในสถานะนำกระแสได้ เพราะว่าอิเล็กตรอนขณะนี้สามารถไหลจากย่านอิมิตเตอร์ n+ ไปสู่ย่าน n base ในย่านสภาวะนี้ junction j_2 จะได้รับ forward bias และคอลเลคเตอร์ p+ จะฉีด holes ไปในเขต n base รูปคุณลักษณะของ IGBT แสดงดังรูปที่ 3.6



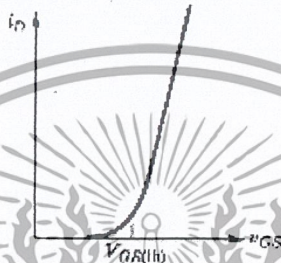
รูปที่ 3.6 แสดงคุณสมบัติของแรงดันและกระแสทางค่านเอาต์พุต

ในการที่จะ switch IGBT จากสถานะนำกระแสไปสู่สภาวะการหยุดนำกระแสจะต้อง switch bias off โดยการ short gate กับอิมิตเตอร์ ที่สภาวะนี้จึงเป็นการดึง inverter region ที่ surface ของ p-base ใต้เกท และมันจะเปิดแหล่งจ่ายอิเล็กตรอนไป n-base นี้จะเป็นการเริ่ม turn off ผลจากข้อนี้ จะมีอิเล็กตรอนเข้าไปที่ p+ collector region จะเกิดขงที่มี hole ไหลไปใน p-base ขณะที่ความหนาแน่นของอิเล็กตรอนเริ่มลดลงอิเล็กตรอนที่ฉีดไปใน p+ คอลเลคเตอร์จะลดลงด้วย การรวมตัวของอิเล็กตรอนและ hole ใน n-base จะลดลง

จากการทำงานของ IGBT จะเห็นได้ว่ามันสามารถทำงานได้ที่กระแสสูง ๆ ในทิศของ forward conduction mode และยังสามารถแสดงถึงความสามารถในการ turn off ยิ่งกว่านี้ IGBT ยังต้องการ gate drive power ต่ำ เพียงต้องการ charge และ discharge ตัวเก็บประจุที่อยู่ภายในตัว IGBT เท่านั้น จะเห็นได้ว่ามันสามารถทำงานได้เหมือน ideal switch มาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อเสียของโครงสร้างของ IGBT ดังแสดงดังรูปคือจะมี parasitic p-n p-n ไทริสเตอร์ ภายในอยู่ระหว่าง คอลเลกเตอร์,อิมิตเตอร์ ถ้าไทริสเตอร์เกิด latches on กระแสจะไม่สามารถที่จะ ควบคุมได้ที่ mos gate ดังนั้นจึงจำเป็นที่จะต้องออกแบบไว้ไม่ให้ไทริสเตอร์ทำงานได้โดยการป้องกันไม่ให้มีการฉีดอิเล็กตรอนจาก n+ อิมิตเตอร์ region ไปใน p-base ขณะที่ IGBT ทำงาน ดังนั้น n+ p junction เริ่มได้รับ forward bias โดยมีค่าแรงดันมากกว่า 0.7 V ที่เกิดขึ้นเป็นผลข้างเคียงเนื่องมาจากมีกระแสไหลเข้าไปใน p-base การฉีดอิเล็กตรอนจะสามารถหายไปได้ โดยการออกแบบให้มีช่วง n+ อิมิตเตอร์ ย่นแคบ ๆ และรักษาให้ p-base sheet resistance ต่ำ ๆ



รูปที่ 3.7 แสดงคุณลักษณะของ i_d และ V_{GS}

จากรูปที่ 3.7 เป็นรูปคุณลักษณะของ i_d และ V_{GS} จะเห็นว่ากราฟจะเป็นเชิงเส้นที่ย่านกระแสส่วนใหญ่ แต่จะ ไม่เป็นย่านเชิงเส้นที่ย่านกระแส drain ต่ำ ๆ ที่ซึ่งแรงดันเกต source เข้าใกล้ค่า threshold ถ้า V น้อยกว่าแรงดัน threshold $V_{(th)}$ IGBT จะอยู่ในภาวะหยุดนำกระแส (off state)

3.2.4.3 คุณสมบัติในการสวิตช์

- ภาวณำกระแส

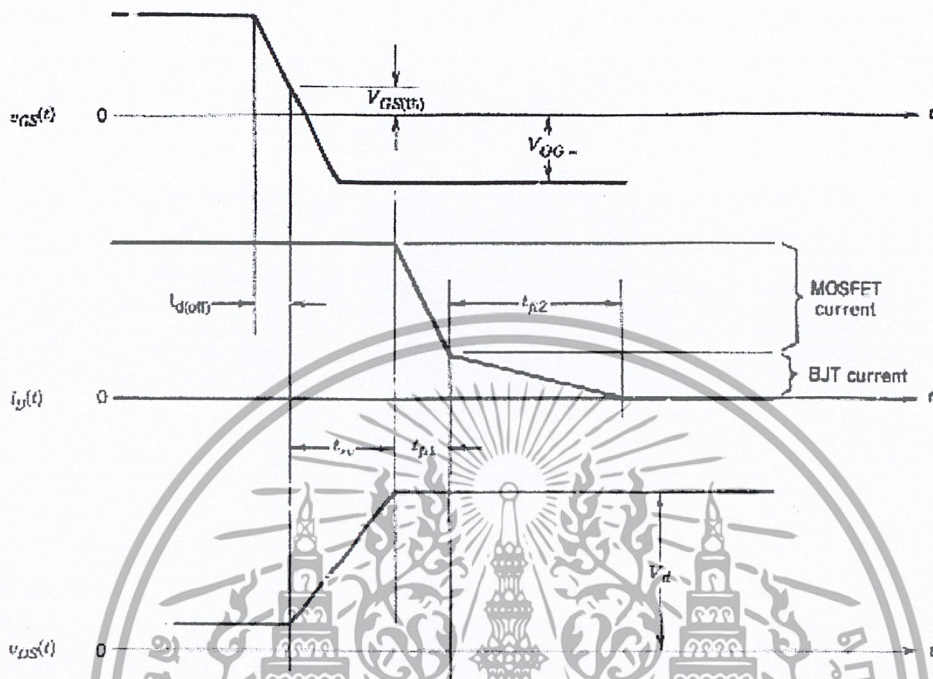
เส้นกราฟของแรงดัน และกระแสขณะ turn off ของ IGBT จะคล้ายกับของมอสเฟต จากรูปที่ 3.5 เป็นการให้แรงดันที่ เกตจาก 0 to V_{GS} , turn on delay i_D (on) คือช่วงเวลาตั้งแต่แรงดัน V_{GS} ตั้งแต่ 0 to $V_{GS} (th)$ เพราะว่ากระแสที่ไหลผ่าน C_{GS} และ C_{GD} ทำให้อัตราเพิ่มของ V_{GS} เป็นแบบ exponential แรงดัน drain V_d จะยังคงที่จนกว่า $i_D < I_o$ (diode ในตัวมอสเฟตจะเริ่มนำกระแส) ช่วงเวลานี้จะเรียกว่า current rise time t_{r1} ช่วงเวลา t_{r1} เป็นช่วงที่มันทำงานอยู่ในย่าน active ส่วนช่วงเวลา t_{r2} เป็นช่วงเวลาที่มันทำงานอยู่ในช่วง ohmic region ส่วนค่าแรงดัน $V_{DS} (on)$ คือค่าแรงดันตกคร่อมมอสเฟตขณะนำกระแสที่เกิดจาก $I_o * R_{DS} (on)$

- ภาวะหยุดนำกระแส

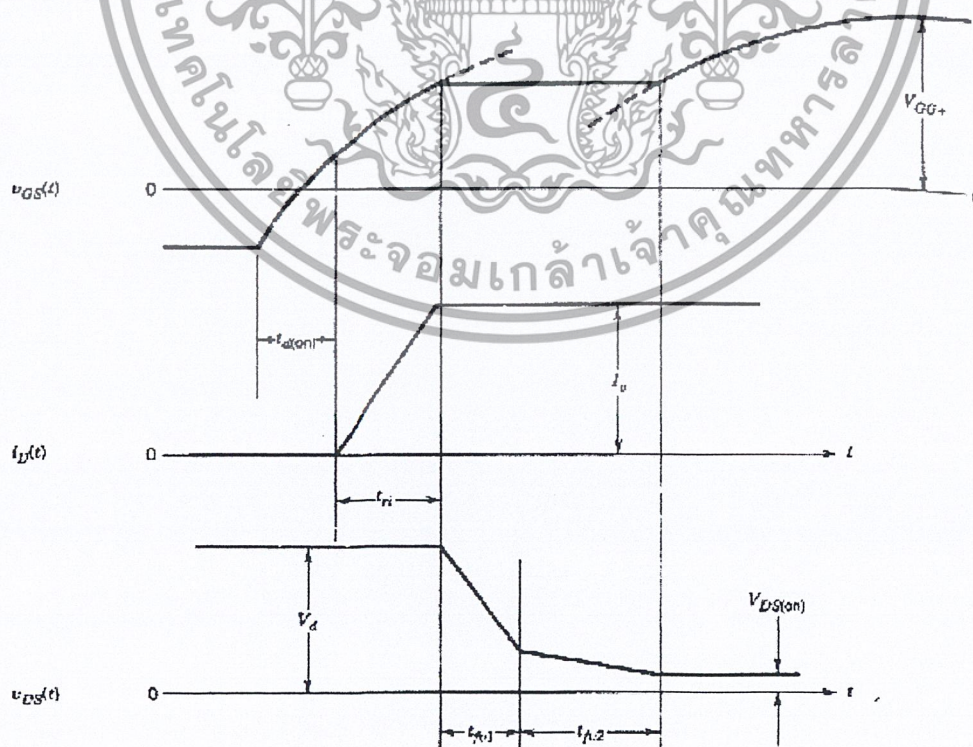
ลักษณะกราฟของแรงดันและกระแสขณะ turn off ของ IGBT ซึ่งคล้าย

กับมอสเฟตแต่ข้อแตกต่างที่เด่นชัดคือ turn off ของ IGBT กระแสที่ลดลงอย่างทันทีที่จะเกิด 2 ช่วง เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คือ ช่วงแรกเป็นการหยุดนำกระแสของมอสเฟตภายในตัว IGBT ส่วนช่วงเวลาที่สองจะเป็นช่วงที่หยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์ภายใน ซึ่งช่วงเวลานี้จะนานกว่าช่วงแรกซึ่งจะทำให้เกิดกำลังสูญเสียได้มาก



รูปที่ 3.8 แสดงกราฟภาวะนำกระแส

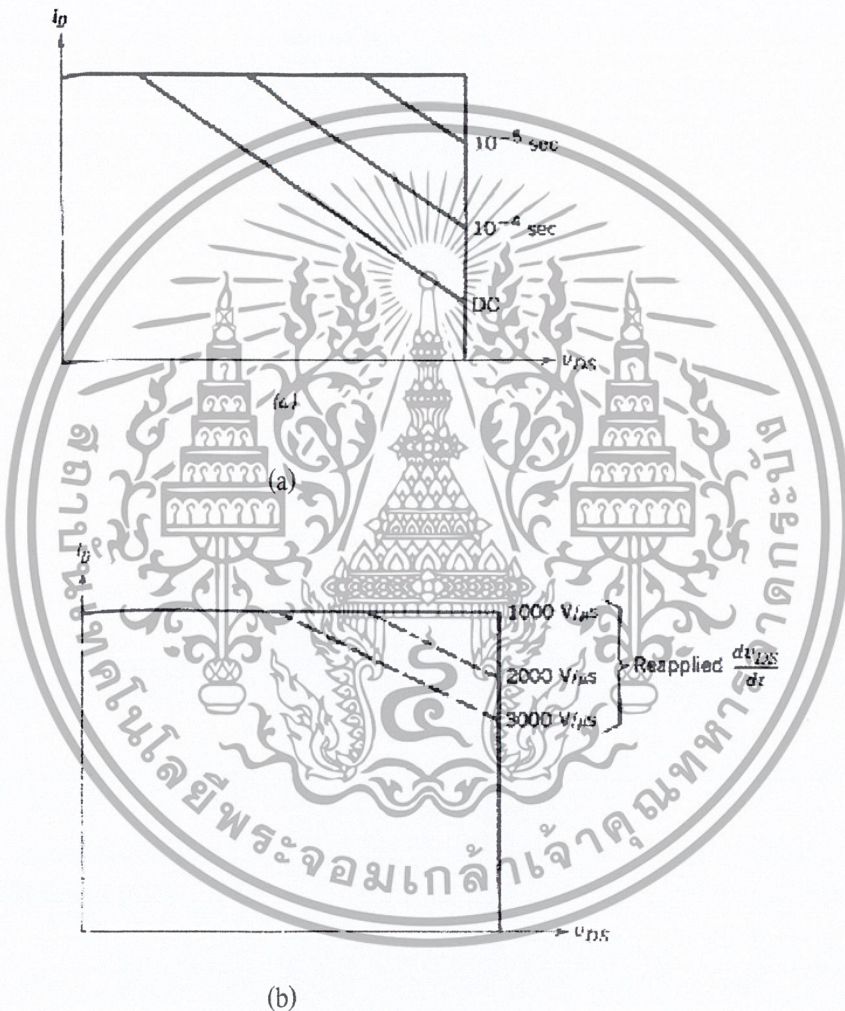


รูปที่ 3.9 แสดงกราฟภาวะหยุดนำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับนักเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.4.4 ขอบเขตปลอดภัยในการทำงาน

forward bias safe operation area แสดงดังรูปที่ 3.10 (a) เมื่อเทียบกับมอสเฟตและจะพบว่า IGBT สามารถทำงานได้ในช่วงที่กว้างกว่าเมื่อมี switching time เท่ากัน reverse bias safe operation area แสดงดังรูปที่ 3.10 (b) จะแตกต่างกับ FBSOA จะขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงแรงดัน drain-source เทียบกับเวลา



รูปที่ 3.10 แสดงย่านการทำงานที่ปลอดภัยของ ไอจีบีที

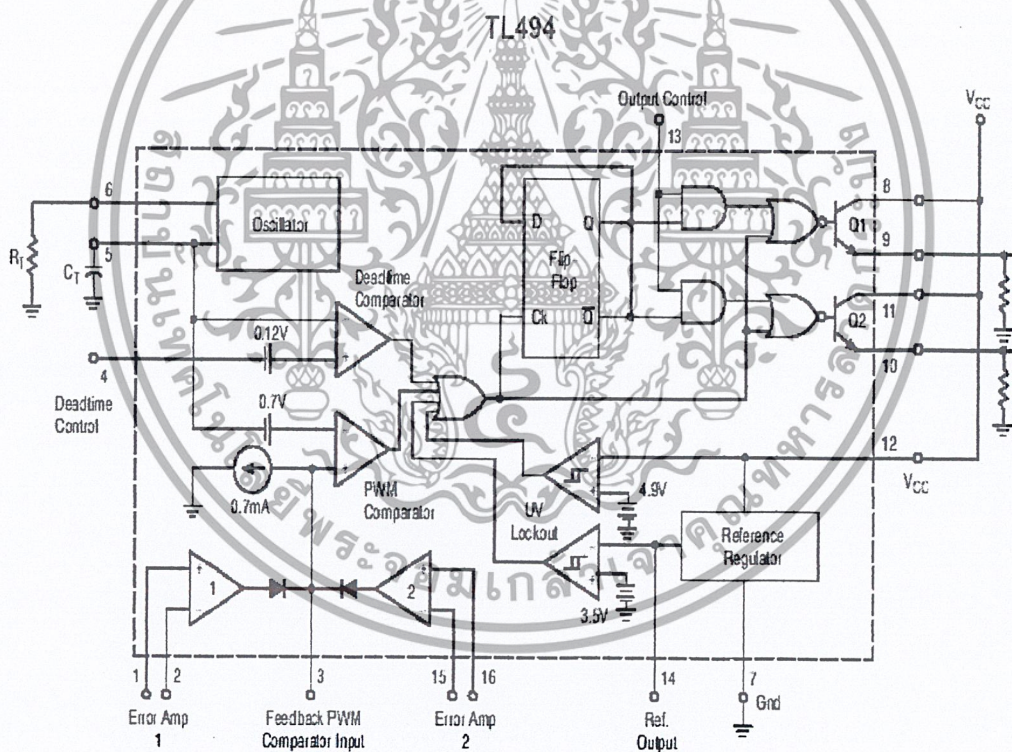
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.5. วงจรควบคุมสัญญาณขับเคลื่อนของไอจีบีที

วงจรควบคุมการขับเคลื่อนของไอจีบีที มีหน้าที่ในการทำให้ไอจีบีที ทำงานเป็น สวิตช์ปิด-เปิด เพื่อทำให้เกิดความถี่สูงตามที่ต้องการที่โหลด ในวงจร Resonant class E ต้องสร้าง วงจรขับมา 1 ชุด เพื่อขับให้ไอจีบีทีทำงาน โดยจะใช้ IC เบอร์ TL 494 เป็นตัวสร้างสัญญาณพัลส์ที่ ความถี่ 40-100 kHz ส่วนของวงจรขับจะใช้ชุดแยกกราวด์ในการขับเคลื่อนของไอจีบีที

3.2.5.1 คุณสมบัติของไอซีเบอร์ TL 494

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของ อินเวอร์เตอร์โดยทำงานควบคุมจากโหมดแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ โครงสร้างภายในและการจัดขาของ TL 494 แสดงดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซีเบอร์ TL 494

- การกำหนดเวลาคาบการทำงาน

วงจรของ TL 494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์ กำหนดได้โดยค่าของ R และ C จากภายนอกที่ขา 6 และ 5 ของไอซี

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- การทำงานของไอซีในการคงค่าแรงดันของอินเวอร์เตอร์

ความกว้างของเอาต์พุตพัลส์ของไอซี จะได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 6 กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error Amp) ทั้ง 2 ตัว ที่ PWM Comparator ส่วนวงจร NOR เกทที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต Q1 และ Q2 จะทำงานก็ต่อเมื่อขาของ flip-flop อยู่ในสถานะ low เท่านั้น ซึ่งจะเป็น low ได้เมื่อแรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจาก Error Amp ทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างของไอซีจะลดลง ในทางกลับกันแรงดันที่ป้อนหากมีค่าลดลงความกว้างเอาต์พุตของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีสามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ด้วย การเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วน Error Amp ทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ - 0.3 ถึง $V_{cc}-2$ โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของอินเวอร์เตอร์ได้ Error Amp ทั้ง 2 ตัว จะให้เอาต์พุตในลักษณะที่ให้สถานะ High (Active high) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อในลักษณะนี้ Error Amp ตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างเอาต์พุตของ ไอซี

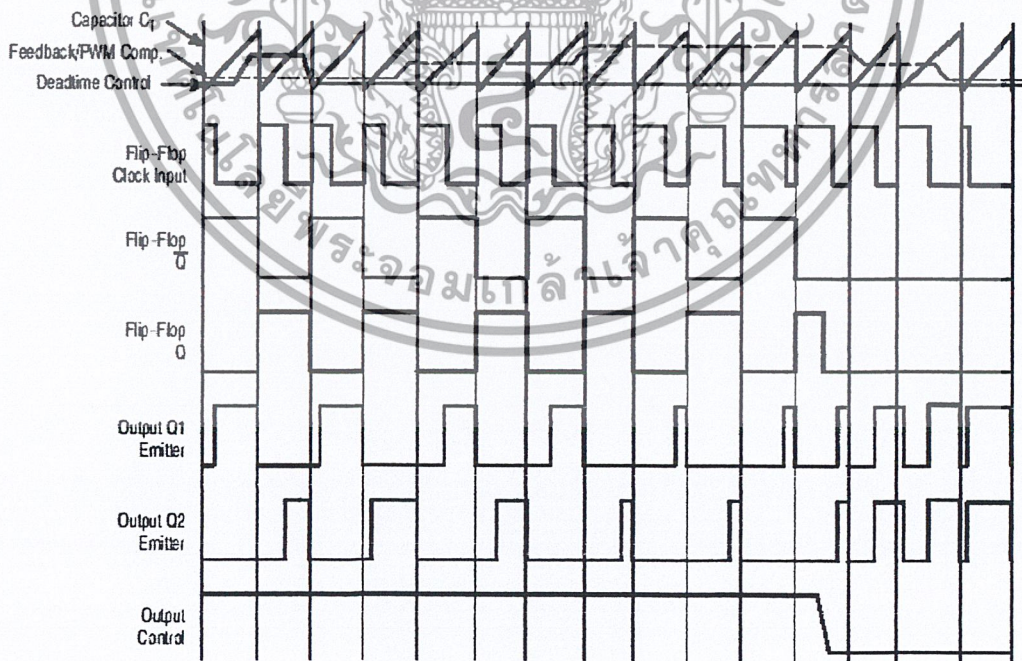


Figure 2. Timing Diagram

- การกำหนดค่าเวลาเมื่อ (Dead Time)

TL 494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเมื่อของวงจรได้เอง ด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตาม หากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาเมื่อต่ำสุดของไอซี จะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของคาบเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลาสูงสุดของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซี จะเท่ากับ 48 เปอร์เซ็นต์ ของคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (output control) เข้ากับขา 14 (+5) และมีค่าเท่ากับ 96 เปอร์เซ็นต์ ของคาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

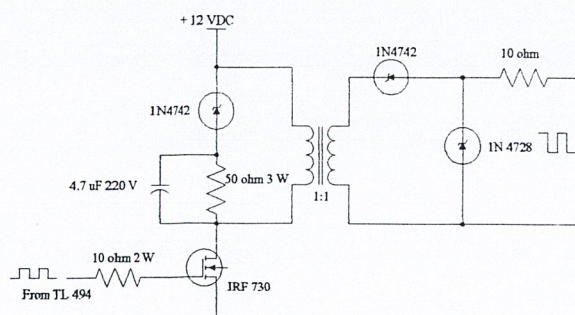
- การเลือกใช้ Q1 และ Q2 ที่เอาต์พุตของไอซี

เอาต์พุต Q1 และ Q2 ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือ ทำงานพร้อมกันหรือ สลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (out put control) โดยขณะที่คิซาร์จ เอาต์พุตของ Dead Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา จะมีสถานะเป็น High และหยุดการทำงานของ Q1 และ Q2 ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น High โดยการต่อเข้ากับขา 4 (+5 V_{ref}) Q1 และ Q2 จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ flip-flop เพื่อใช้ขับอินเวอร์เตอร์แบบ พุชพูล ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณพื้นฐานของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น low โดยการต่อลงกราวด์ (ยกเลิก flip-flop) Q1 และ Q2 จะทำงานพร้อมกันและสามารถขนาน Q1 และ Q2 เข้าด้วยกันได้ ถ้าต้องการให้นำกระแสมากขึ้น ในกรณีคาบเวลาการทำงานจะมีค่าคาบเวลาของสัญญาณพื้นฐานของ ไอซี

TL 494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง 7 ถึง 40 โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง 1.5 % ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70 องศาเซลเซียส

3.2.5.2 วงจรควบคุมการทำงานไอซีบีที

ในการขับเคลื่อนจะใช้ชุดหม้อแปลงแยกกราวด์เพื่อเป็นแยกวงจร Power กับวงจรสร้างสัญญาณทริกเป็นการป้องกันวงจรสร้างสัญญาณทริก และแก้ปัญหาสัญญาณเกกพิศพื่น ซึ่งมีวงจรการทำงานดังรูปที่ 3.13



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
รูปที่ 3.13 แสดงวงจรแยกกราวด์ของสัญญาณทริก
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

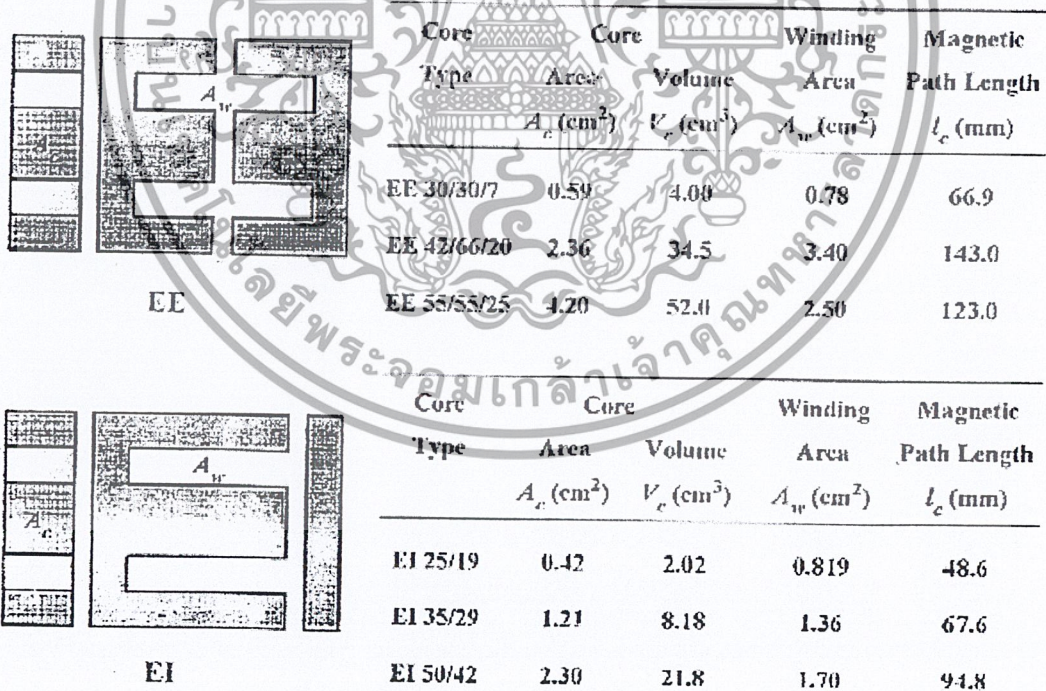
3.2.6 หม้อแปลงความถี่สูง

หม้อแปลงความถี่สูง จะเป็นอุปกรณ์ที่เพิ่มกระแสที่จะไปสู่ชุดอินดักชัน โหลดให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อไปทำให้เกิดกระแสไหลวนในตัวภาชนะ(โหลด)

3.2.6.1 ลักษณะแกนที่ใช้

การทำงานที่ความถี่สูงแกนของหม้อแปลงจะใช้แกนเฟอร์ไรต์เพราะมีจุดอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูงและเกิดการสูญเสียที่ความถี่สูง

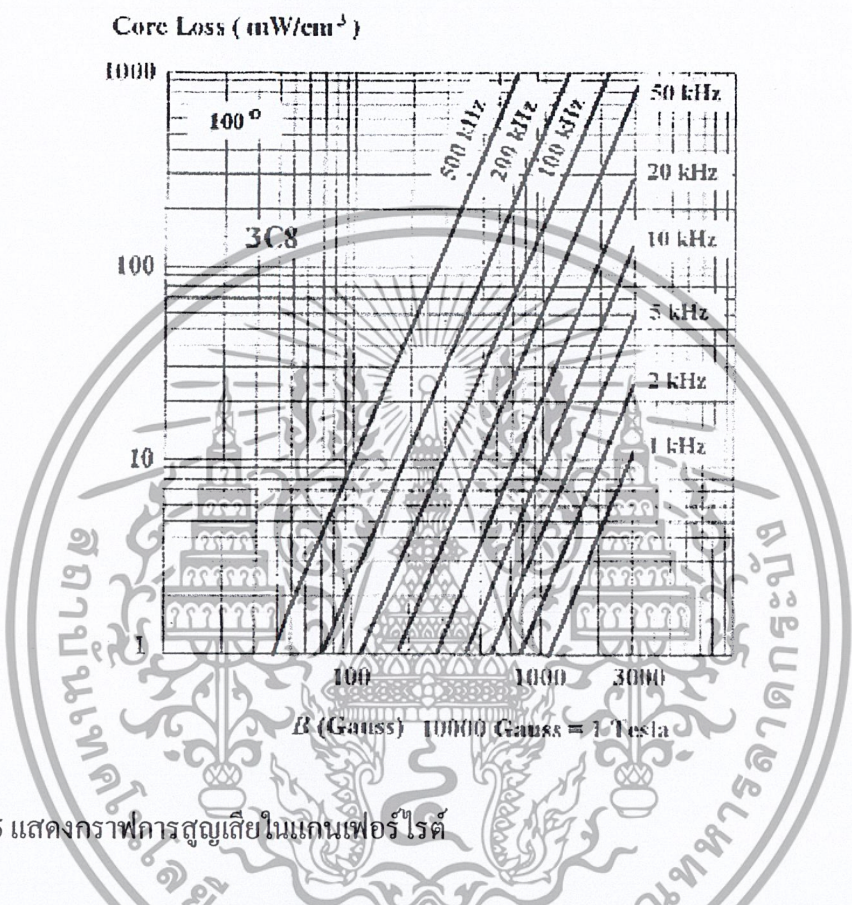
แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core) เป็นสารแม่เหล็กชนิดหนึ่ง ที่มีคุณสมบัติเหมาะสำหรับการใช้งานที่ย่านความถี่สูง ๆ คือจะมีค่าการสูญเสียในแกนเหล็กต่ำ ทั้งนี้เพราะความต้านจำเพาะสูง(ประมาณ 0.1×10^6 ถึง $10 \times 10^6 \mu\Omega\text{-m}$) ค่า B ที่ใช้งานมีค่าประมาณ 0.2 ถึง 0.5 เทสลา ดังนั้นหม้อแปลงสำหรับการใช้งานในย่านความถี่สูง ๆ จะนิยมใช้แกนเฟอร์ไรต์เป็นวงจรมแม่เหล็ก เพื่อที่จะทำให้เกิดค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ (core loss) ค่าทำให้ค่าประสิทธิภาพการทำงานของระบบดีขึ้น ขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ที่ผลิตจำหน่ายตามมาตรฐานทั่วไปมีหลายแบบเช่นแบบ EI, EE, ETD หรือ PTD เป็นต้น ตัวอย่างขนาดของแกนเฟอร์ไรต์แสดงดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 แสดงตัวอย่างรูปแบบแกนเฟอร์ไรต์

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์เกิดมาจากสาเหตุที่สำคัญ 2 ประการ คือการสูญเสียฮิสเทอรีซิส (Hysteresis loss) และการสูญเสียจากกระแสไหลวน (Eddy current loss) แม้ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งจะมีผลทำให้เกิดความร้อนขึ้นในแกนเหล็ก โดยปกติค่าการสูญเสียนี้จะระบุเป็นหน่วย มิลลิวัตต์ต่อลูกบาศก์เซนติเมตร (mW / cm^3) และมีค่าขึ้นอยู่กับความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก ความถี่ที่ใช้งาน รวมถึงอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์ ตัวอย่างการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ แสดงได้ดังรูปที่ 3.15



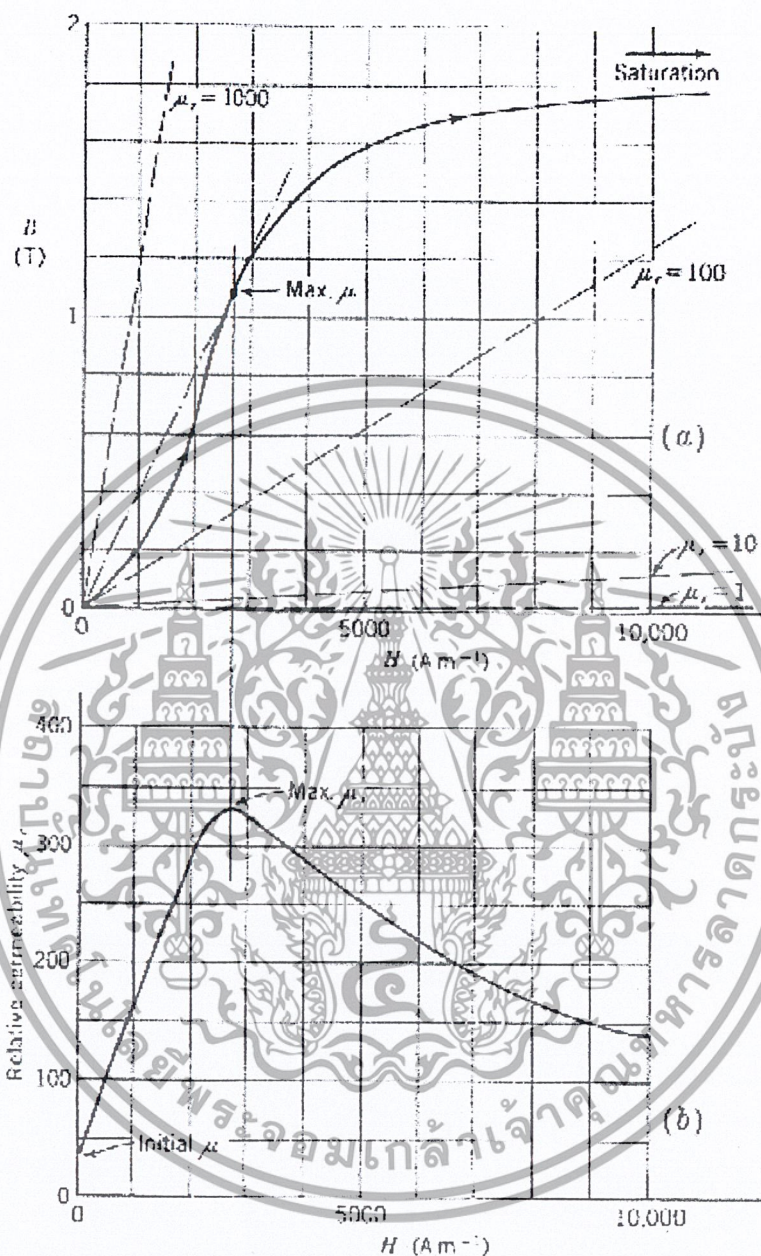
รูปที่ 3.15 แสดงกราฟการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

การอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์ เกิดจากเมื่อความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดอิ่มตัวจะทำให้แรงดันตกคร่อมขดลวดไพรมารีลดลงอย่างรวดเร็ว ทำให้แรงดันอินพุตไป ตกรวมที่ IGBT ขณะที่กำลังทำงานที่พิกัดกระแสสูง ๆ ซึ่งทำให้ IGBT พังเสียหายได้ ดังนั้นการพิจารณาค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กของแกนเหล็กจึงต้องคำนึงถึงด้วย จะต้องเลือกค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กของแกนเหล็กที่มีค่าเหมาะสม เพราะถ้าหากเลือกค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กของแกนเหล็กมากเกินไปก็จะทำให้ค่าการสูญเสียในแกนเหล็กสูง ก็จะทำให้ประสิทธิภาพลดลงดังนั้นการกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์จึงมีข้อที่ควรคำนึงถึง 2 ประการคือ

1. แกนเฟอร์ไรต์ต้องไม่เกิดอิ่มตัวขณะทำงาน
2. ที่ค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงาน

จะต้องเกิดการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ต่ำสุด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 แสดงกราฟเส้นโค้ง B-H Curve

จากรูปที่ 3.16 ลักษณะของเส้นโค้ง B-H Curve พบว่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B จะมีค่าเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วเมื่อได้รับค่า H ในช่วงเริ่มต้น เส้นกราฟจะมีความชันมากเรียกว่าช่วง easy magnetization และจะเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ เมื่อค่า H มีค่าสูงขึ้น เส้นกราฟจะมีความชันน้อยลงมากเรียกว่าช่วง hard magnetization ซึ่งเข้าสู่ช่วงที่เกิดการอิ่มตัวของสนามแม่เหล็ก (magnetic saturation)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยการเลือกค่า B ที่เหมาะสมสามารถพิจารณาได้จากกราฟ B-H Curve ตรงจุดที่มีอัตราส่วนค่า B ต่อ H มากที่สุดซึ่งสามารถพิจารณาหาจุดนี้ได้จากการลากเส้นตรงจากจุดเริ่มต้นไปสัมผัสกับเส้นกราฟ

3.2.6.2 การออกแบบหม้อแปลง

- ขนาดของตัวหม้อแปลง

จะเกี่ยวเนื่องกับขนาดของกำลังเอาต์พุต ผลกระทบของค่าสูญเสียในแกน ค่าสูญเสียในขดลวดสกินเอฟเฟกต์ หรืออิมพีดีเอฟเฟกต์ (proximity effect) , ประสิทธิภาพการระบายความร้อน ฉนวน, การเพิ่มของอุณหภูมิให้เป็นค่าที่ยอมรับได้ภายใต้สภาวะการทำงานจริงก็เป็นตัวไปจำกัดเขตพื้นที่ผิวที่ต้องการและขนาด

- ประสิทธิภาพที่เหมาะสม

ประสิทธิภาพที่เหมาะสมจะเกิดขึ้นเมื่อการสูญเสียในแกนเหล็กและการสูญเสียในขดลวดมีค่าต่ำสุดในเทอมทั่วไป ในการส่งผ่านกำลัง การสูญเสียในแกนเหล็กจะเพิ่มขึ้นเมื่อขนาดและความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กเพิ่มขึ้น และการสูญเสียในขดลวดจะเพิ่มขึ้นเมื่อขนาดและความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กลดลง ดังนั้นถ้าให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุดก็ต้องให้การสูญเสียในแกนให้สมดุลกับการสูญเสียในขดลวด

ในทางปฏิบัติการแบ่งปันส่วนค่าความสูญเสียเพื่อให้เกิดประสิทธิภาพสูงสุดจะเกี่ยวเนื่องกับวัสดุที่ใช้ทำแกน รูปทรงของแกน และความถี่ที่ใช้งาน นอกจากนี้แฟคเตอร์ที่ส่งผลกระทบต่อแกนก็คือ ความถี่ที่ใช้งาน, จำนวนรอบ, วัสดุที่ใช้ทำแกน, จำนวนและตำแหน่งการวางของฉนวนกัน และการทำฉนวนแบบพิเศษ ผลจากที่หม้อแปลงที่ทำงานที่ความถี่สูงการลงขดลวดแบบธรรมดาและ ข้อกำหนดทางฉนวน จะต้องการใช้แกนขนาดเล็กลง

- การคำนวณขนาดของแกนในเทอมของพื้นที่แกนที่ใช้งาน (Area product)

แเอเรียโปรดักต์ ความสัมพันธ์กับกำลังที่พิกัดของแกน โดยการจำกัดของค่าที่แปรค่าได้ สมการของการเชื่อมของแกน Area Product กับกำลังเอาต์พุตสามารถสร้างได้

ค่าแเอเรียโปรดักต์ ผู้ผลิตแกนจะมีค่าต่างๆ ให้ ขนาดของแกนก็สามารถทำการเลือกได้อย่างรวดเร็วโดยการคำนวณ แต่ถ้าไม่มีมาให้ก็จะหาได้จากมิติความกว้างยาวของแกน

$$(A_p = A_w * A_e) \quad \dots(3.4)$$

$$A_p = (11.1 * P_{in}/K' \cdot B \cdot f) \text{ cm}^4 \quad \dots(3.5)$$

เมื่อ $A_p = \text{Area Product} , \text{cm}^4$

$P_{in} = \text{กำลังอินพุต} , W$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับครูผู้สอนซึ่งใช้ฟรีและไม่มีค่าไปจนกว่าจะแจ้งซึ่งให้ประโยชน์ด้านการค้า
 $K = \text{แฟคเตอร์การใช้ประโยชน์ของขดลวดของแดงทั้งหมด}$
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

B = ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กของแกน ,T

f = ความถี่ ,(Hz)

จากสมการนี้สมมติค่าตามนี้

1. การเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิ (temperature rise) สำหรับอากาศอิสระตามธรรมชาติ 30° C
2. ความหนาแน่นกระแสในสาย I_a ตัวนำทองแดงทำงานที่ความหนาแน่นกระแสเป็นสัดส่วนกันกับการเพิ่มขึ้นของอุณหภูมิ 30° C (ค่าที่ 450 /cm² สำหรับ Area product of unity) หม้อแปลงตัวใหญ่ต้องมีความหนาแน่นกระแสต่ำเทียบได้กับอัตราส่วนของพื้นที่ผิวการระบายความร้อนต่อปริมาตรของส่วนที่ความร้อนถูกผลิตขึ้น ซึ่งอัตราส่วนนี้จะมีค่าต่ำ
3. ประสิทธิภาพ สมมติมีค่าเกินกว่า 98 %
4. แฟคเตอร์การใช้ประโยชน์ของขดลวดทองแดงทั้งหมด (K') K' = Ku * Kp * Kt ค่า K' ดูได้จากตารางซึ่งค่าขึ้นกับชนิดของคอนเวอร์เตอร์, กรรมวิธีการเคดไฟร์, การทำฉนวน, รูปแบบของตัวพันแฟคเตอร์การใช้ประโยชน์ตรงที่ข่องหน้าต่าง ดูที่แฟคเตอร์ย่อยซึ่งจะได้แสดงไว้

ตาราง 3.1 แสดงแฟคเตอร์การใช้ประโยชน์

| Converter Type | Primary Form | Secondary Form | Kp (Ap/wb) | Ku | Kt(Idc/Ip) | K' (Kp*Ku*Kt) |
|----------------|--------------|----------------|------------|-----|------------|---------------|
| Forward | SE | T | 0.32 | 0.4 | 0.71 | 0.091 |
| | SE | SE | 0.4 | 0.4 | 0.71 | 0.114 |
| Full and half | SE | CT | 0.41 | 0.4 | 1.0 | 0.164 |
| Bridge | SE | SE | 0.5 | 0.4 | 1.0 | 0.2 |
| CT pushpull | CT | CT | 0.25 | 0.4 | 1.41 | 1.141 |
| | CT | SE | 0.295 | 0.5 | 1.41 | 0.208 |

- แฟคเตอร์พื้นที่ทางปฐมภูมิ (primary area factor Kp)

แฟคเตอร์นี้เป็นอัตราส่วน Ap/wb [the effective primary copper area (Ap) to the available winding window area (wb)] Ap เกี่ยวเนื่องกับหัวข้อคอนเวอร์เตอร์ เช่น ตัวอย่าง สัญญาณฟูลเวฟ มีแท็ปตรงกลางขด (a full ware center tapped winding) ใช้ค่าที่ 50 % ค่าแฟคเตอร์สำหรับหัวข้อในแบบอื่นก็ได้จากตารางข้างต้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- แฟกเตอร์การจัดวางขดลวด [winding packing factor (Ku)]
ในทางปฏิบัติประมาณ 40 % ของพื้นที่แกนช่องหน้าที่ใช้ประโยชน์
สำหรับขดลวด Ku ซึ่งจะเกี่ยวข้องกับจำนวนของการขดลวดและการทำฉนวนที่ใช้
- แฟกเตอร์ของกระแสอาร์เอ็มเอส [RMS current factor (Kt)]
- แฟกเตอร์อัตราส่วน I_d/I_p เกี่ยวพันกับกระแสอินพุตต่อกระแส
อาร์เอ็มเอสสูงสุดของทางด้านปฐมภูมิ (the maximum rms primary current) มันจะมีผลมาจาก
ชนิดของคอนเวอร์เตอร์ และการทำงานที่โหลดต่าง ๆ ค่า Kt สำหรับคอนเวอร์เตอร์ทั่วไปดูได้จาก
ตารางข้างบน

- ผลของความสัมพันธ์กับขนาดของหม้อแปลง

$$\text{สมการหม้อแปลง} \quad N = 10^3 * V/K * f * B * A_c \quad \dots(3.6)$$

เมื่อ

N = ค่าจำนวนรอบ

V = แรงดันที่ขดลวด

f = ค่าความถี่

B = ความหนาแน่นเส้นแรงสูงสุด

A_c = ค่าพื้นที่แกนที่ใช้

K = 4.44 สำหรับรูปคลื่นไซน์

K = 4 สำหรับรูปคลื่นพัลส์สี่เหลี่ยม

จากสูตรนี้จะแสดงให้เห็นว่า จำนวนรอบและความถี่เป็นสัดส่วนกลับกัน
เช่น สมมติเพิ่มความถี่ไป 2 เท่า จำนวนรอบก็จะลดเหลือครึ่งหนึ่งได้ จุดนี้เองที่ส่งผลให้ที่ความถี่
เพิ่มขึ้นหม้อแปลงตัวเล็กลงได้ แต่ในทางปฏิบัติจริงจะทำให้การสูญเสียในแกนเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว
เมื่อความถี่เพิ่มขึ้นการใช้ที่ความถี่สูงความหนาแน่นเส้นแรงจะลดลงไปได้ แต่จำนวนของขดลวด
ไม่สามารถลดได้ตามที่คาดไว้ การลดของขนาดหม้อแปลงก็เป็นจริงไปไม่ได้ เว้นเสียแต่ใช้แกน
เฟอร์ไรต์ที่ประยุกต์ใช้ในความถี่สูงได้ดี การออกแบบก็ต้องวิเคราะห์ดูวัสดุที่ใช้และความหนาแน่น
เส้นแรงที่เหมาะสมด้วยที่การทำงานที่ความถี่สูง

- การคำนวณหาจำนวนรอบ

1. จำนวนรอบทางปฐมภูมิ

ขนาดแกนที่ถูกเลือก จำนวนของขดปฐมภูมิจะต้องถูกเลือกสำหรับที่
ประสิทธิภาพที่เหมาะสมให้มีความสูญเสียทางขดลวดน้อยลงที่สุด การจัดให้ความถี่และแรงดัน
คงที่ จำนวนรอบทาง ปฐมภูมิต้น้อย ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กที่มีค่าตามวัสดุที่ทำแกน ใน
การจำกัดนี้แกนจะเกิดการอิ่มตัว ผลกระทบที่สองของการลดจำนวนรอบและการเพิ่มความหนา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แน่นเส้นแรงก็จะเป็นการเพิ่มความสูญเสียในแกนเหล็กด้วย ที่ความถี่ต่ำ จะมีค่าน้อยกว่ามาก และ
 เฟลคเตอร์ที่จะมาจำกัดจำนวนรอบน้อยที่สุดจะมีความจำเป็นเพื่อมาใช้ป้องกันการอิ่มตัวของแกน

การอิ่มตัวของแกนจะต้องถูกหลีกเลี่ยงไป ค่าอิมพีแดนซ์ของขดปฐมภูมิ
 ในย่านที่อิ่มตัวจะตกลงมามีค่าใกล้เคียงกับความต้านทานไฟกระแสดตรงขดลวด ความต้านทานต่ำจะทำให้
 ให้ความเสียหายมีกระแสสูงไหลในขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง

รูปคลื่นทางปฐมภูมิในสวิทช์โหมคคอนเวอร์เตอร์เป็นรูปคลื่นพัลส์
 ที่เหลี่ยม สมการหม้อแปลงตามกฎฟาราเดย์ในสมการนี้รอบมีความสัมพันธ์กับ โวลต์ – วินาที ดังนี้

$$N = V * T/B * A_c \quad \dots(3.7)$$

เมื่อ N = รอบทางปฐมภูมิ

V = Dc voltage ที่ขดลวดเมื่อการสวิงในช่วง “on”

T = ช่วงเวลาของครึ่งคาบ

B = ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด

A_c = พื้นที่หน้าตัดขวางของแกน

2. การคำนวณรอบทางทุติยภูมิ

เมื่อจำนวนรอบทางปฐมภูมิได้ถูกคำนวณมาแล้ว รอบทางทุติยภูมิก็
 สามารถสร้างได้มาจากอัตราส่วนแรงดันทางปฐมภูมิต่อทุติยภูมิ

แรงดันปฐมภูมิ/แรงดันทุติยภูมิ = จำนวนรอบทางปฐมภูมิ/จำนวนรอบ
 ทางทุติยภูมิ

- ขนาดของตัวนำ

อันดับแรกต้องรู้ความหนาแน่นกระแสของตัวนำ เลือกว่าอุณหภูมิ 30° C
 (ตามสมการ $J = 450 * 10^4 * A_p^{-0.125} \text{ A/m}^2$) หลังจากนั้นก็เอามาเลือกขนาดของพื้นที่หน้าตัดขวาง
 ของตัวนำ ก็รู้ว่าที่กระแสเท่าไรจะต้องใช้ตัวนำเบอร์อะไร หรือจะทำการขนานตัวนำอย่างไรบ้าง

บทที่ 4

การทดลอง

ศึกษาวิธีการทำงานของเครื่องทำความร้อน(Induction Heat)

วัตถุประสงค์

เพื่อศึกษาการทำงานของเครื่องทำความร้อน (Induction Heat) และหลักการทำงานของ วงจร คลาส E รีโซแนนซ์ อินเวอร์เตอร์(Class E Resonant Inverter)

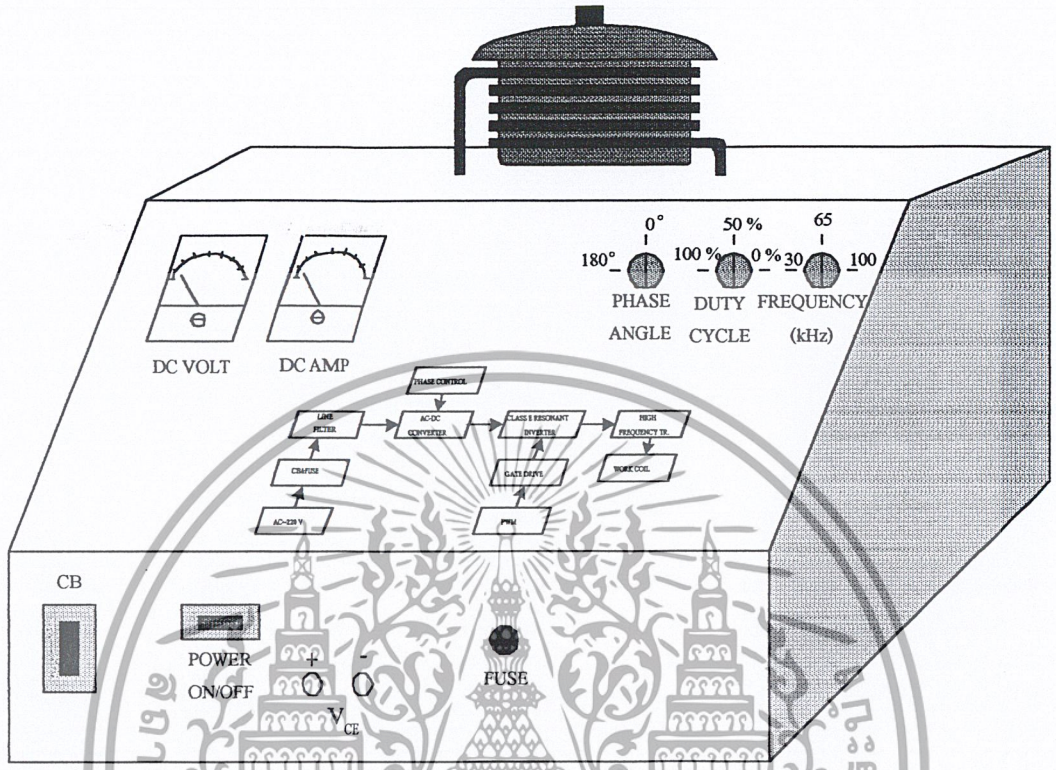
วงจรการทดลอง



รูปที่ 4.1 วงจรการทดลอง

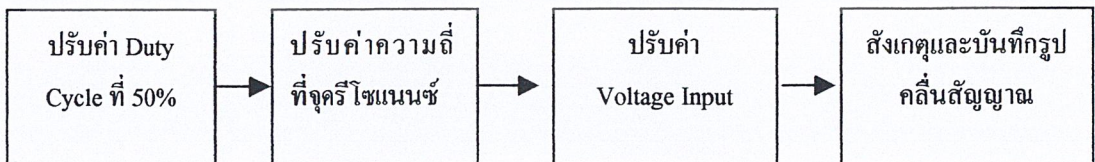
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดลอง



รูปที่ 4.2 แสดงตัวเครื่องทำความร้อนและปุมทำงานต่างๆ

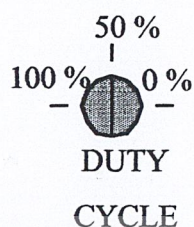
ลำดับขั้นการทดลอง



รูปที่4.3 แสดงลำดับขั้นการทดลอง

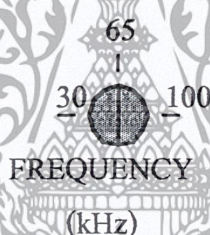
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1. ปรับปุ่ม “Duty Cycle” เพื่อปรับอินพุทของวงจร PWM ลักษณะปุ่มแสดงดังรูปที่ 4.4 เพื่อให้ได้ค่า DUTY CYCLE ได้ประมาณ 50 %



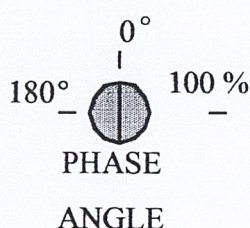
รูปที่ 4.4 แสดงปุ่มปรับ DUTY CYCLE

2. ปรับปุ่ม “FREQUENCY” เพื่อปรับช่วงความถี่ Resonant ที่จะนำไปขับ gate ลักษณะปุ่มแสดงดังรูปที่ 4.5 เพื่อให้ได้ค่า FREQUENCY ประมาณ 70 kHz



รูปที่ 4.5 แสดงปุ่มปรับ FREQUENCY

3. ปรับปุ่ม “PHASE ANGLE” เพื่อปรับมุมจุดทวน SCR เพื่อเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ป้อนให้กับวงจร



รูปที่ 4.6 แสดงปุ่มปรับ PHASE ANGLE

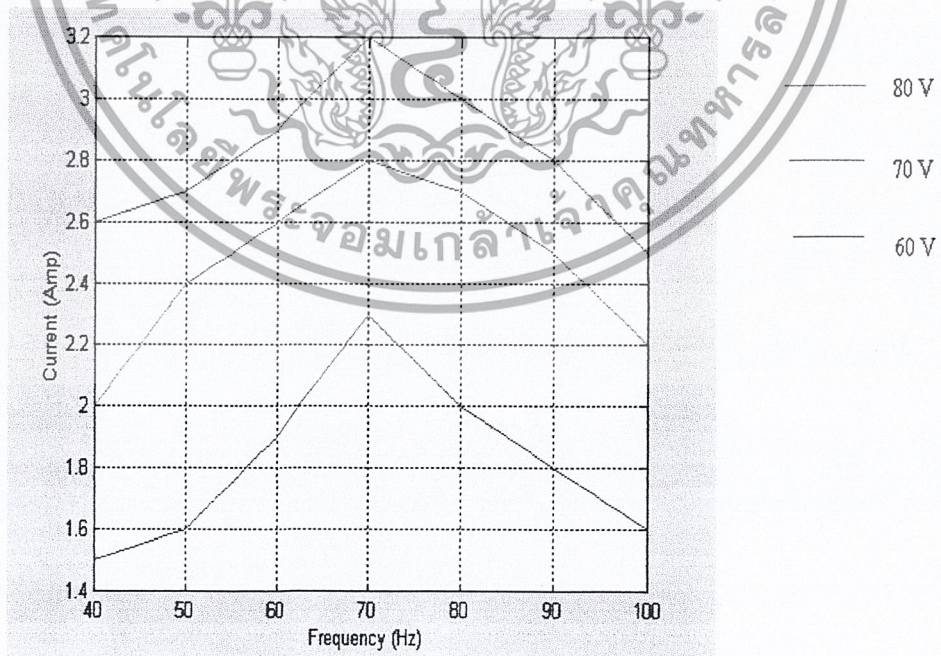
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อปรับได้จุด Resonant และจุดแรงดันที่ต้องการก็จะได้ผลการทดลองและกราฟต่าง ๆ ดังนี้

ตารางที่ 4.1 ผลการทดลอง

| ความถี่ (kHz) | กระแส (Amps) | | |
|---------------|-------------------------|-------------------------|-------------------------|
| | $V_{in} = 60 \text{ V}$ | $V_{in} = 70 \text{ V}$ | $V_{in} = 80 \text{ V}$ |
| 40 | 1.5 | 2.0 | 2.6 |
| 50 | 1.6 | 2.4 | 2.7 |
| 60 | 1.9 | 2.6 | 2.9 |
| 70 | 2.3 | 2.8 | 3.2 |
| 80 | 2.0 | 2.7 | 3.0 |
| 90 | 1.8 | 2.5 | 2.8 |
| 100 | 1.6 | 2.2 | 2.5 |

กราฟแสดงผลการทดลอง



รูปที่ 4.7 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับความถี่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปผลการทดลอง

จากการทดลองศึกษาวิธีการทำงานของเครื่องทำความร้อน(Induction Heat) ที่พิกัด 300 W หลังจากทำการปรับค่าแรงดันอินพุตและค่าความถี่แล้ว สังเกตจากรูปคลื่นสัญญาณเปรียบเทียบระหว่างแรงดันที่ตกคร่อม V_{CE} [แรงดันระหว่างขาคอลเลกเตอร์ (Collector) และขาอิมิตเตอร์ (Emitter)] กับแรงดันที่ตกคร่อม V_{BE} [แรงดันระหว่างขาเบส (Base) และขาอิมิตเตอร์ (Emitter)] ซึ่งจะเห็นได้ว่ารูปคลื่นสัญญาณของ V_{CE} จะเป็นรูปคลื่น Sine Wave เมื่อเปรียบเทียบกับรูปคลื่นสัญญาณที่ขา V_{BE} จะเป็นรูปคลื่น Square Wave และสัญญาณ V_{CE} จะล้าหลัง สัญญาณ V_{BE} อยู่ 180° ที่ความถี่รีโซแนนซ์ (Resonant Frequency) ซึ่งจะทำให้มีกระแสไหลได้สูงสุดในวงจร โดยที่ทำการปรับค่าความถี่นั้นจะต้องสังเกตรูปคลื่นสัญญาณ V_{CE} ระวังไม่ให้เกิดลูกคลื่น Sine ซ้อนขึ้นอีกลูกหนึ่งในหนึ่ง Cycle การทำงาน ซึ่งอาจจะทำให้เครื่องทำความร้อนเสียหายได้เนื่องจากเกิดการสวิตช์ของ IGBT ไม่เป็นไปตามเงื่อนไขในการสวิตช์

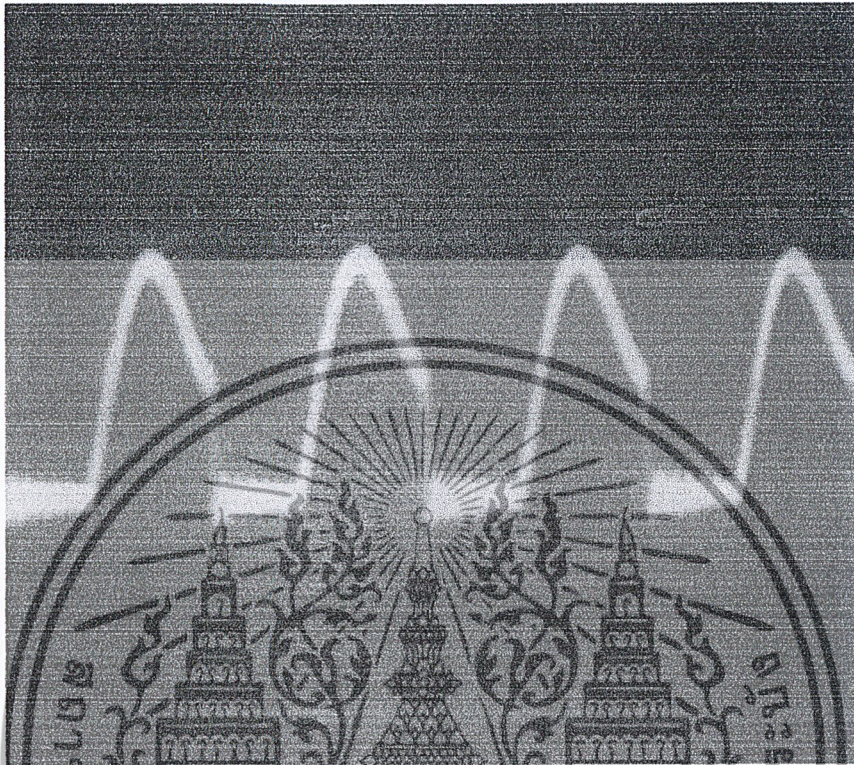


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แสดงรูปคลื่นสัญญาณผลการทดลอง

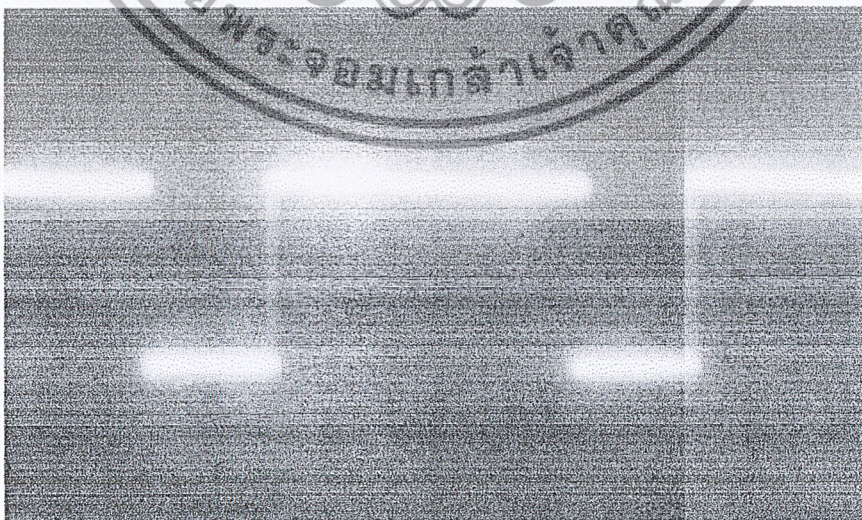
VOLT/DIV = 100 V/DIV

TIME/DIV = 2 μ SEC/DIV



รูปที่ 4.8 แสดงแรงดัน V_{CE} ที่ตกคร่อม IGBT ที่จุกรีโซแนนซ์

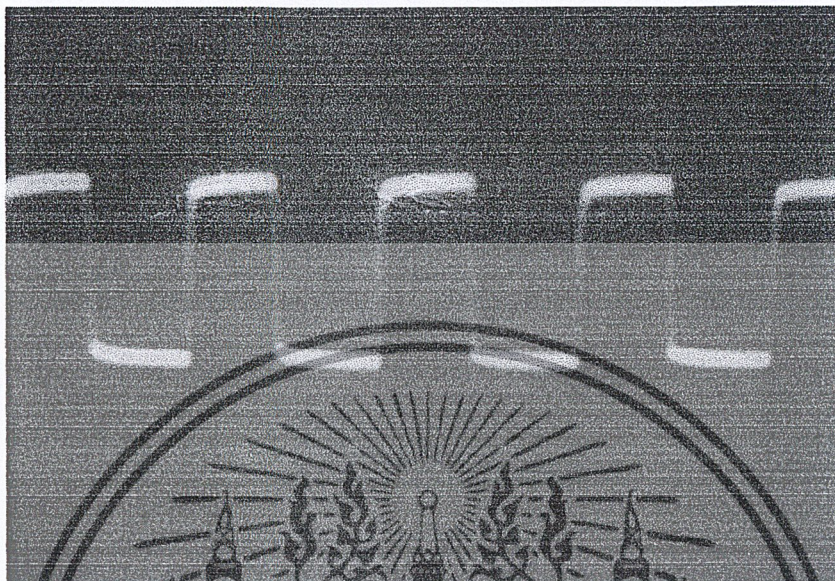
VOLT/DIV = 5 V/DIV TIME/DIV = 5 mSEC/DIV



รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณทริกเกตของ SCR ที่จุกรีโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

VOLT/DIV =10 V/DIV

TIME/DIV=2 μ SEC/DIV

รูปที่ 4.10 แสดงสัญลักษณ์ทริกาเกทของ IGBT ที่จตุรีโซแนนซ์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลและวิจารณ์ผลการทดลอง

หลักการของการเหนี่ยวนำเส้นแรงแม่เหล็กที่นำมาใช้ประยุกต์ใช้สำหรับเครื่องหุงต้มโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำ จะให้ความร้อนแก่ภาชนะได้อย่างรวดเร็วสามารถควบคุมอุณหภูมิในการหุงต้มได้ง่ายและสะดวก

จากโครงงานนี้ได้สร้างเครื่องหุงต้มโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำ โดยทำงานที่ความถี่สูง 40-100 kHz ได้ทำการต้มน้ำที่พิกัดแรงดัน 80 V ที่ความถี่ 70 kHz ซึ่งเป็นการทำงานที่ความถี่จูลรีโซแนนซ์ เพื่อที่จะสามารถส่งผ่านกำลังงานไปยังโหลดได้สูงสุด โดยตัวภาชนะที่ใช้ในการหุงต้มเป็นหม้อสแตนเลส ทำการต้มน้ำปริมาณ 600 กรัม โดยจะใช้เวลาในการต้มประมาณ 10 นาที

เราสามารถควบคุมพิกัดกำลังที่ง่ายให้กับเครื่องหุงต้มได้โดยใช้หลักการควบคุมเฟส โดยเราจะใช้วงจรรวมเบอร์ TCA 785 เป็นตัวปรับระดับแรงดันที่ง่ายให้กับเครื่องหุงต้ม โดยในการทำงานจะต้องพยายามคงความถี่ให้อยู่ที่จูลรีโซแนนซ์เสมอ

แนวทางแก้ไขและปรับปรุงพัฒนาต่อไป ซึ่งจากการทดลองขีดจำกัดของโครงงานคือพิกัดกำลังของเครื่องหุงต้มยังต่ำอยู่ ซึ่งเราจะต้องพัฒนาให้สูงขึ้นเพื่อให้เวลาที่ใช้ในการหุงต้มน้อยลงเพื่อที่จะสามารถนำไปประยุกต์ใช้ในงานจริง และเป็นการเพิ่มประสิทธิภาพของเครื่องหุงต้มให้สูงขึ้น รวมทั้งปรับปรุงขนาดของเครื่องหุงต้มให้มีขนาดเล็กลงเพื่อให้มีความกระชับรัดในการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บรรณานุกรม

- (1) GEORGE C.CHRYISIS “ High Frequency Switching Power Supply Theory And Design .” second edition MC Graw-Hill , New York 1990
- (2) Rashid, Muhammad H. “ Power Electronics Circuit, Device, and Application.” Prentice Hall New Jersey, 1993
- (3) สุวัฒน์ คั่น, “ เทคนิคและการออกแบบสวิทชิงเพาเวอร์ซัพพลาย.”
บริษัท เอนเทลไทย
- (4) ชัยยงค์ แก้วมงคล, “ อิเล็กทรอนิกส์กำลัง 1 (วงจรคอนเวอร์เตอร์).” พิมพ์ครั้งที่ 3 กรุงเทพฯ ๓ : สกายบุ๊กส์, 2543



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

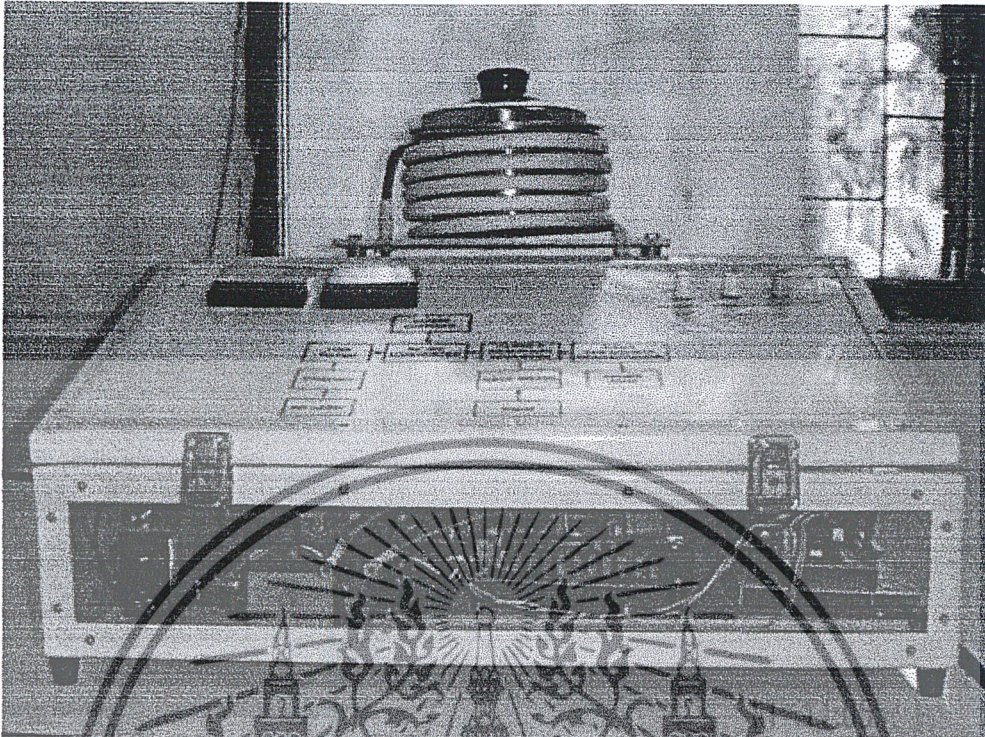


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

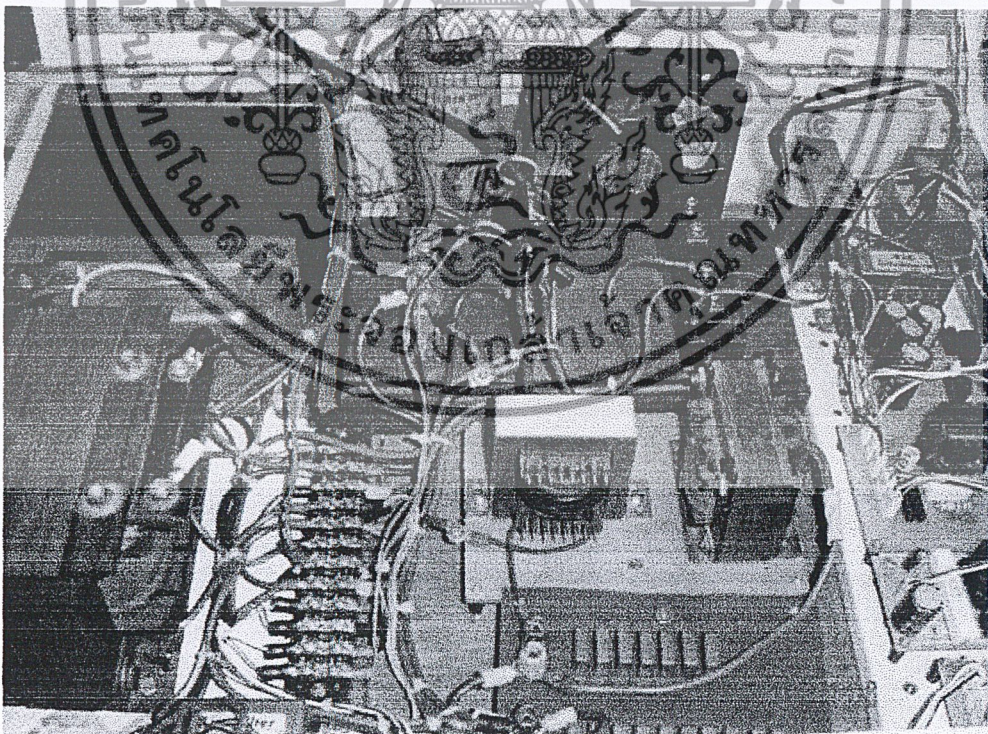
ภาคผนวก ก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

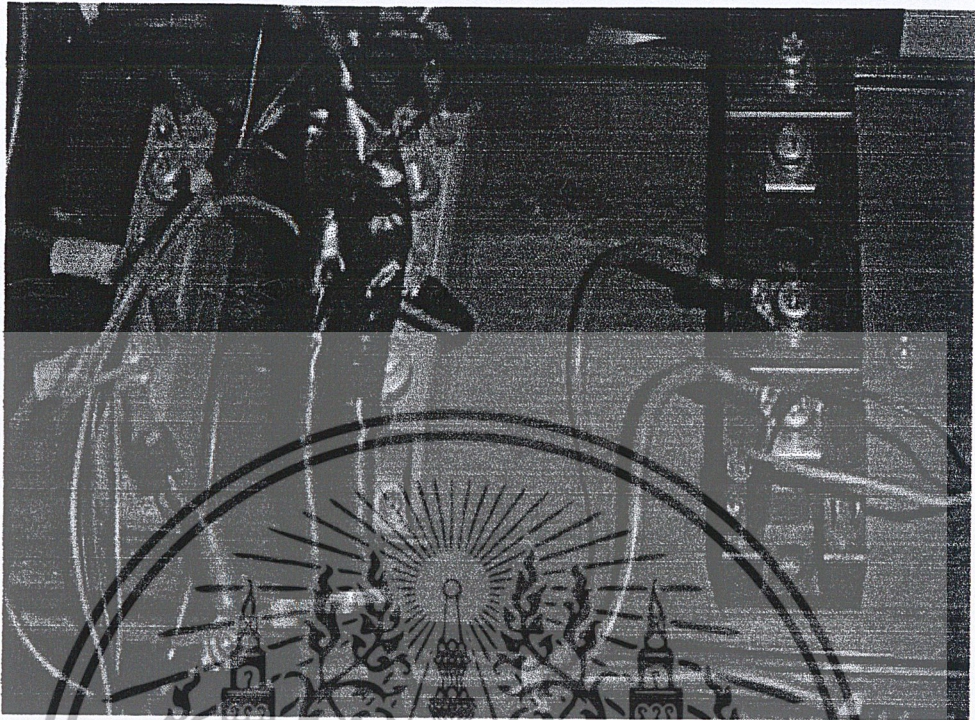


รูปโครงสร้างโดยรวมของเครื่องทำความร้อน

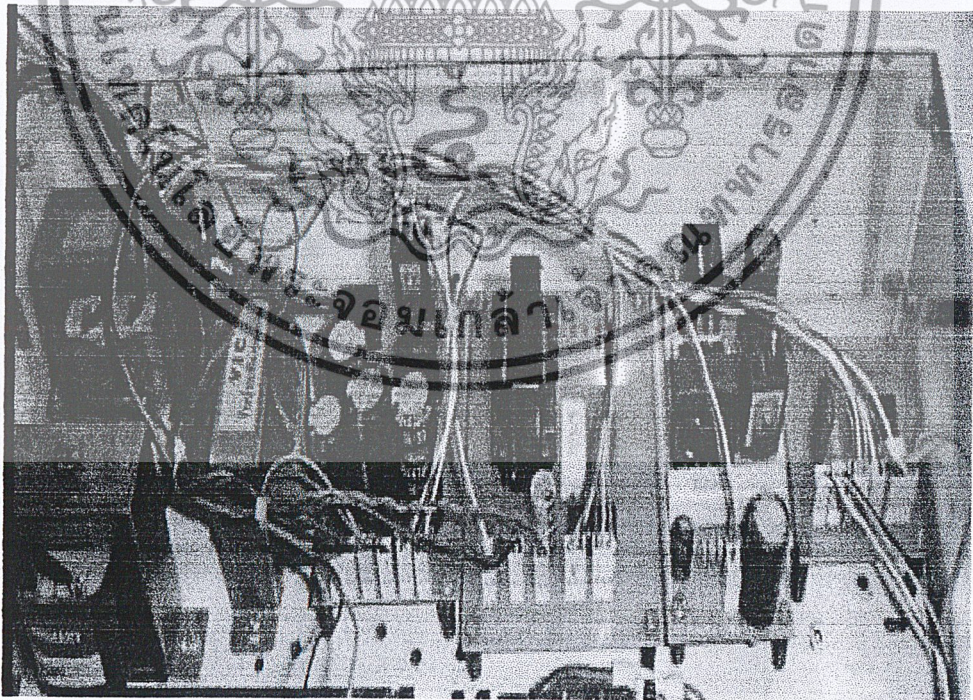


รูปโครงสร้างภายในโดยรวมของเครื่องทำความร้อน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูป SCR Module และ IGBT Module

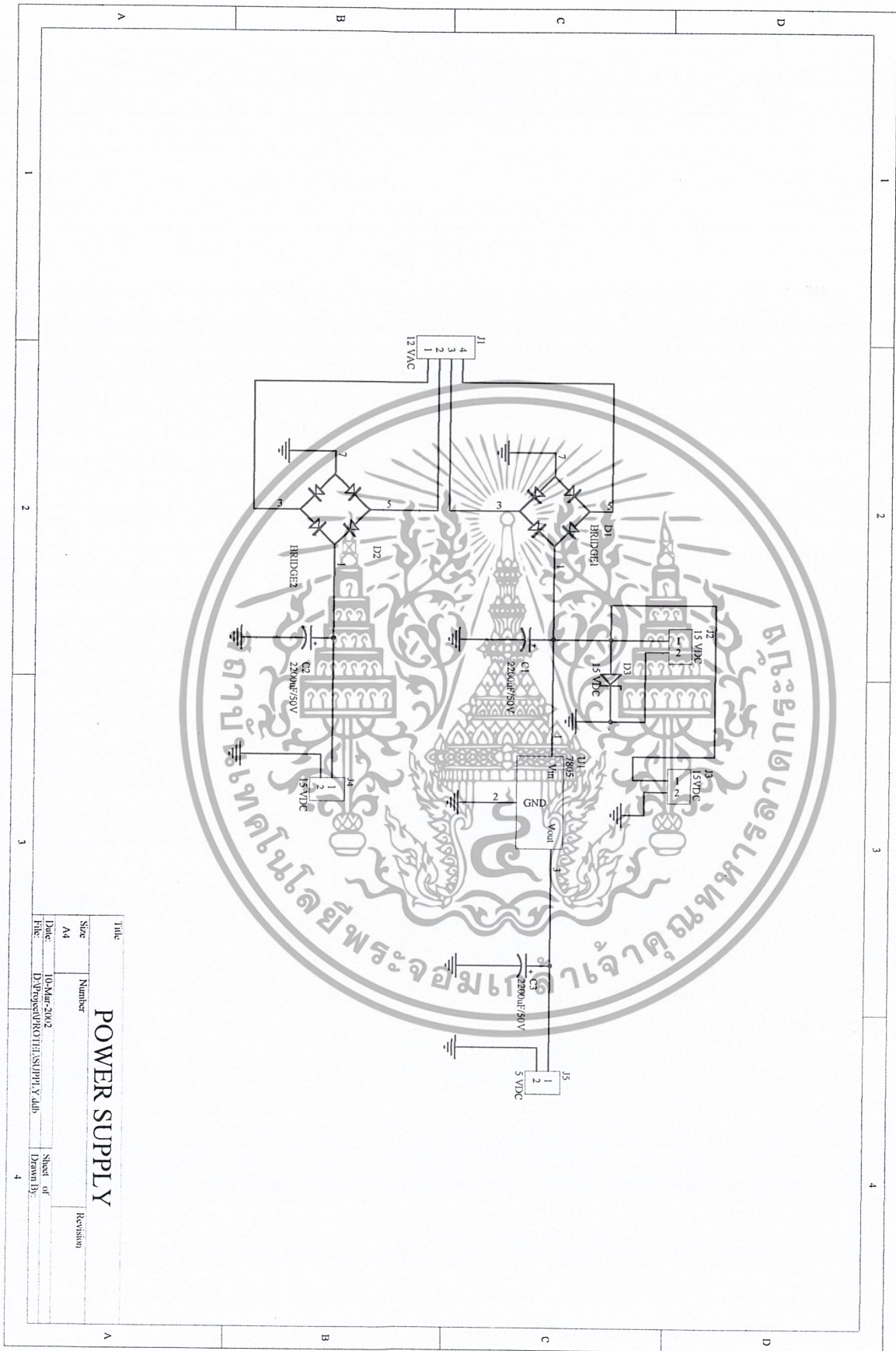


รูป ชุดทริก SCR Module และ ชุดขับเคลื่อน IGBT Module

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



| | | | |
|-------|--------------------------------|--------------|--|
| Title | | POWER SUPPLY | |
| Size | Number | Revision | |
| A4 | | | |
| Date: | 10-Mar-2012 | Sheet of | |
| File: | D:\project\PROJ\HEI\SUPPLY.dds | Drawn By: | |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

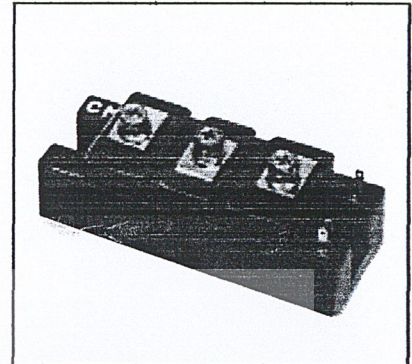


| | | | |
|-------|---------------------------|----------|--|
| Title | PHASE CONTROL | | |
| Size | A4 | Number | |
| Date | 10-Mar-2012 | Sheet of | |
| File | D:\Project\ROTH\IC785.ddb | Drawn By | |
| | | Revision | |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MITSUBISHI IGBT MODULES CM50DY-12H

MEDIUM POWER SWITCHING USE
INSULATED TYPE



Description:

Mitsubishi IGBT Modules are designed for use in switching applications. Each module consists of two IGBTs in a half-bridge configuration with each transistor having a reverse-connected super-fast recovery free-wheel diode. All components and interconnects are isolated from the heat sinking baseplate, offering simplified system assembly and thermal management.

Features:

- Low Drive Power
- Low $V_{CE(sat)}$
- Discrete Super-Fast Recovery Free-Wheel Diode
- High Frequency Operation
- Isolated Baseplate for Easy Heat Sinking

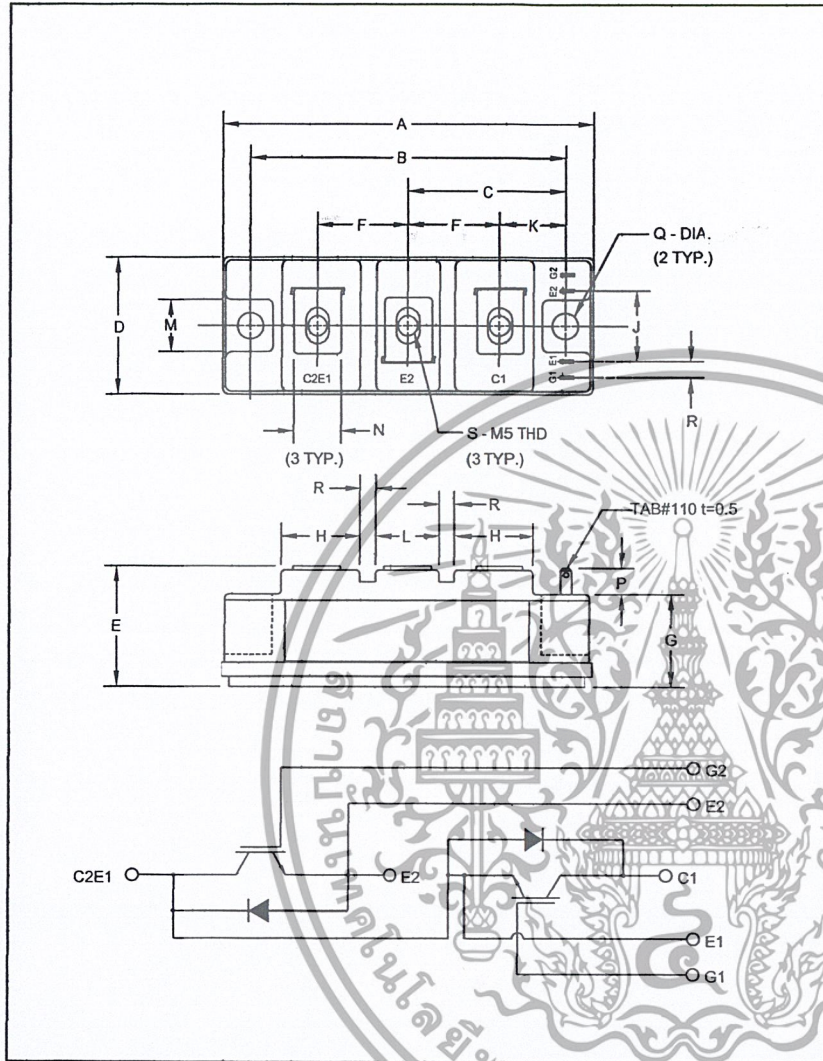
Applications:

- AC Motor Control
- Motion/Servo Control
- UPS
- Welding Power Supplies

Ordering Information:

Example: Select the complete part module number you desire from the table below -i.e. CM50DY-12H is a 600V (V_{CES}), 50 Ampere Dual IGBT Module.

| Type | Current Rating Amperes | V_{CES} Volts (x 50) |
|------|---------------------------|---------------------------|
| CM | 50 | 12 |



Outline Drawing and Circuit Diagram

| Dimensions | Inches | Millimeters |
|------------|------------|-------------|
| A | 3.70 | 94.0 |
| B | 3.150±0.01 | 80.0±0.25 |
| C | 1.57 | 40.0 |
| D | 1.34 | 34.0 |
| E | 1.22 Max. | 31.0 Max. |
| F | 0.90 | 23.0 |
| G | 0.85 | 21.5 |
| H | 0.79 | 20.0 |
| J | 0.71 | 18.0 |

| Dimensions | Inches | Millimeters |
|------------|------------|-------------|
| K | 0.67 | 17.0 |
| L | 0.63 | 16.0 |
| M | 0.51 | 13.0 |
| N | 0.47 | 12.0 |
| P | 0.28 | 7.0 |
| Q | 0.256 Dia. | Dia. 6.5 |
| R | 0.16 | 4.0 |
| S | M5 Metric | M5 |

Sep.1998

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในองค์กรศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CM50DY-12H

MEDIUM POWER SWITCHING USE
INSULATED TYPE

Absolute Maximum Ratings, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

| Ratings | Symbol | CM600HU-12H | Units |
|--|------------------|-------------|------------------|
| Junction Temperature | T_j | -40 to 150 | $^\circ\text{C}$ |
| Storage Temperature | T_{stg} | -40 to 125 | $^\circ\text{C}$ |
| Collector-Emitter Voltage (G-E SHORT) | V_{CES} | 600 | Volts |
| Gate-Emitter Voltage (C-E SHORT) | V_{GES} | ± 20 | Volts |
| Collector Current ($T_c = 25^\circ\text{C}$) | I_c | 50 | Amperes |
| Peak Collector Current ($T_j \leq 150^\circ\text{C}$) | I_{CM} | 100* | Amperes |
| Emitter Current** ($T_c = 25^\circ\text{C}$) | I_E | 50 | Amperes |
| Peak Emitter Current** | I_{EM} | 100* | Amperes |
| Maximum Collector Dissipation ($T_c = 25^\circ\text{C}$) | P_c | 250 | Watts |
| Mounting Torque, M5 Main Terminal | - | 1.47~1.96 | N · m |
| Mounting Torque, M6 Mounting | - | 1.96~2.94 | N · m |
| Weight | - | 190 | Grams |
| Isolation Voltage (Main Terminal to Baseplate, AC 1 min.) | V_{iso} | 2500 | Vrms |

* Pulse width and repetition rate should be such that the device junction temperature (T_j) does not exceed $T_{j(\text{max})}$ rating.

**Represents characteristics of the anti-parallel, emitter-to-collector free-wheel diode (FWDi).

Static Electrical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

| Characteristics | Symbol | Test Conditions | Min. | Typ. | Max. | Units |
|--------------------------------------|----------------------|---|------|------|-------|---------------|
| Collector-Cutoff Current | I_{CES} | $V_{\text{CE}} = V_{\text{CES}}, V_{\text{GE}} = 0\text{V}$ | - | - | 1.0 | mA |
| Gate Leakage Current | I_{GES} | $V_{\text{GE}} = V_{\text{GES}}, V_{\text{CE}} = 0\text{V}$ | - | - | 0.5 | μA |
| Gate-Emitter Threshold Voltage | $V_{\text{GE(th)}}$ | $I_c = 5\text{mA}, V_{\text{CE}} = 10\text{V}$ | 4.5 | 6.0 | 7.5 | Volts |
| Collector-Emitter Saturation Voltage | $V_{\text{CE(sat)}}$ | $I_c = 50\text{A}, V_{\text{GE}} = 15\text{V}$ | - | 2.1 | 2.8** | Volts |
| | | $I_c = 50\text{A}, V_{\text{GE}} = 15\text{V}, T_j = 150^\circ\text{C}$ | - | 2.15 | - | Volts |
| Total Gate Charge | Q_G | $V_{\text{CC}} = 300\text{V}, I_c = 50\text{A}, V_{\text{GE}} = 15\text{V}$ | - | 150 | - | nC |
| Emitter-Collector Voltage | V_{EC} | $I_E = 50\text{A}, V_{\text{GE}} = 0\text{V}$ | - | - | 2.8 | Volts |

** Pulse width and repetition rate should be such that device junction temperature rise is negligible.

Dynamic Electrical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

| Characteristics | Symbol | Test Conditions | Min. | Typ. | Max. | Units |
|-------------------------------|---------------------|---|------|------|------|---------------|
| Input Capacitance | C_{ies} | | - | - | 5.0 | nF |
| Output Capacitance | C_{oes} | $V_{\text{GE}} = 0\text{V}, V_{\text{CE}} = 10\text{V}$ | - | - | 1.8 | nF |
| Reverse Transfer Capacitance | C_{res} | | - | - | 1.0 | nF |
| Resistive | Turn-on Delay Time | $t_{\text{d(on)}}$ | - | - | 200 | ns |
| Load | Rise Time | t_r | - | - | 300 | ns |
| Switching | Turn-off Delay Time | $t_{\text{d(off)}}$ | - | - | 200 | ns |
| Times | Fall Time | t_f | - | - | 300 | ns |
| Diode Reverse Recovery Time | t_{rr} | $I_E = 50\text{A}, di_E/dt = -100\text{A}/\mu\text{s}$ | - | - | 110 | ns |
| Diode Reverse Recovery Charge | Q_{rr} | $I_E = 50\text{A}, di_E/dt = -100\text{A}/\mu\text{s}$ | - | 0.14 | - | μC |

Thermal and Mechanical Characteristics, $T_j = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified

| Characteristics | Symbol | Test Conditions | Min. | Typ. | Max. | Units |
|--------------------------------------|----------------------|------------------------------------|------|------|-------|---------------------------|
| Thermal Resistance, Junction to Case | $R_{\text{th(j-c)}}$ | Per IGBT | - | - | 0.50 | $^\circ\text{C}/\text{W}$ |
| Thermal Resistance, Junction to Case | $R_{\text{th(j-c)}}$ | Per FWDi | - | - | 1.00 | $^\circ\text{C}/\text{W}$ |
| Contact Thermal Resistance | $R_{\text{th(c-f)}}$ | Per Module, Thermal Grease Applied | - | - | 0.075 | $^\circ\text{C}/\text{W}$ |

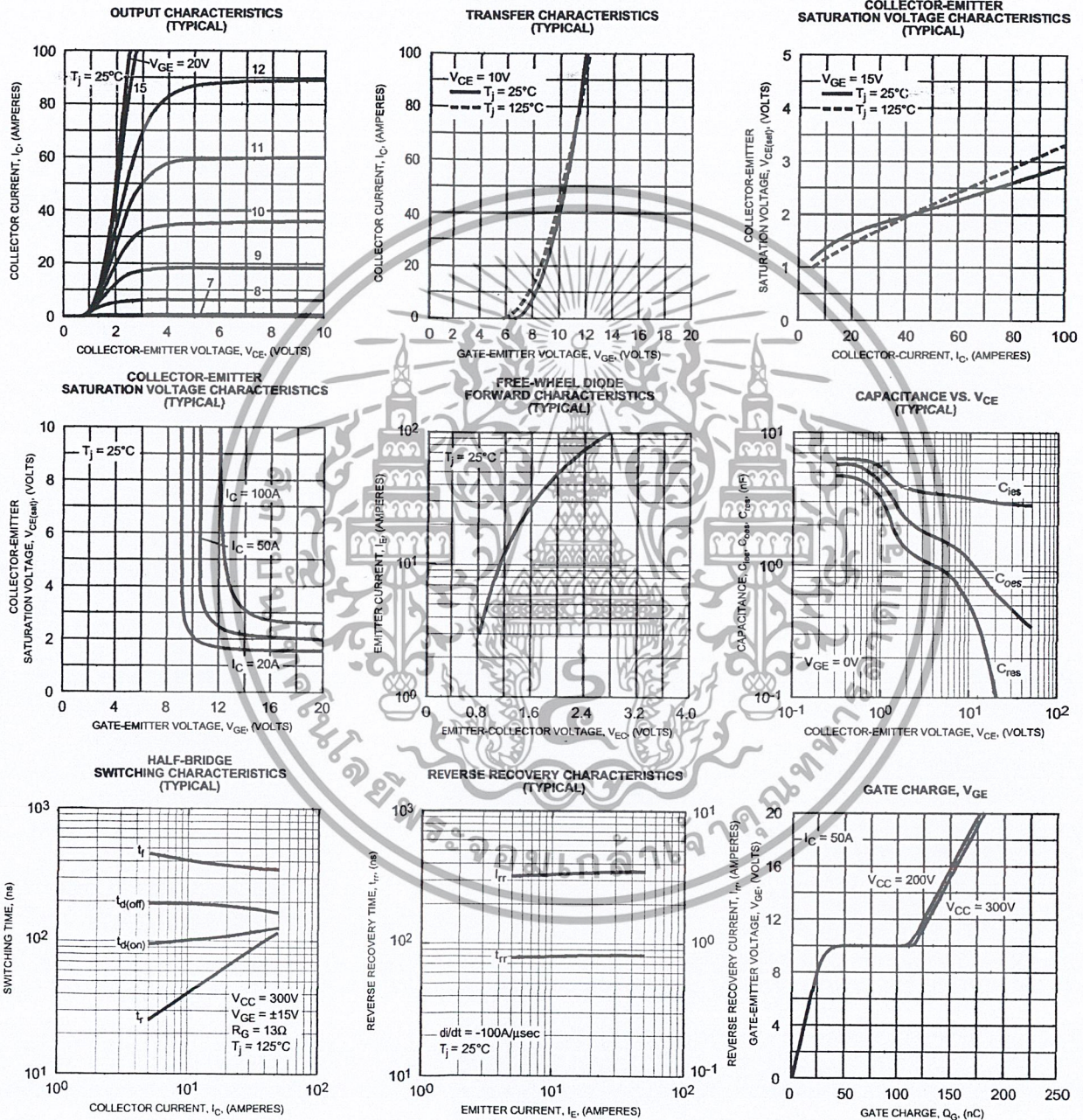
Sep.1998

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CM50DY-12H

MEDIUM POWER SWITCHING USE
INSULATED TYPE



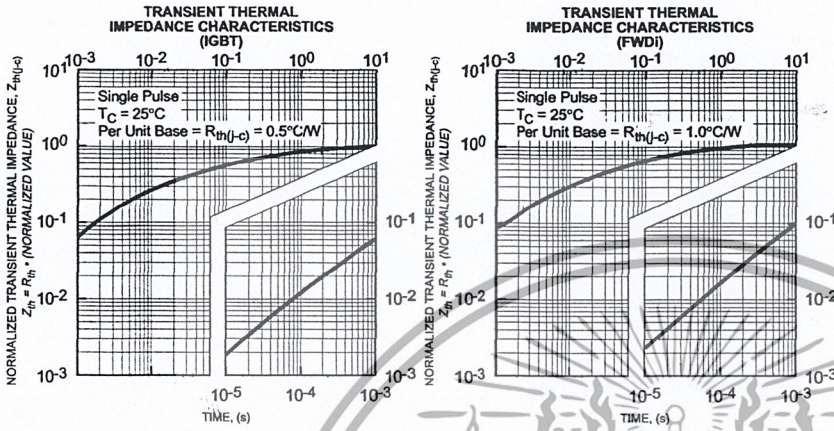
Sep.1998

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ภายในองค์กรของคุณเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CM50DY-12H

MEDIUM POWER SWITCHING USE
INSULATED TYPE



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานในผลิตภัณฑ์เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



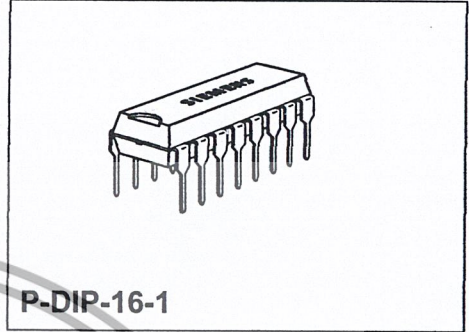
Phase Control IC

TCA 785

Bipolar IC

Features

- Reliable recognition of zero passage
- Large application scope
- May be used as zero point switch
- LSL compatible
- Three-phase operation possible (3 ICs)
- Output current 250 mA
- Large ramp current range
- Wide temperature range

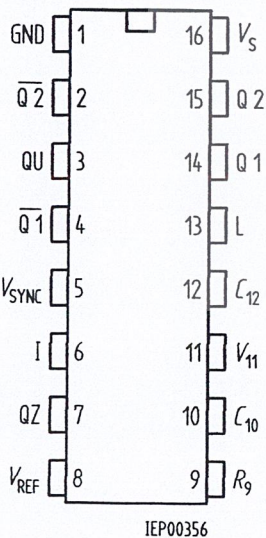


| Type | Ordering Code | Package |
|---------|---------------|------------|
| TCA 785 | Q67000-A2321 | P-DIP-16-1 |

This phase control IC is intended to control thyristors, triacs, and transistors. The trigger pulses can be shifted within a phase angle between 0° and 180°. Typical applications include converter circuits, AC controllers and three-phase current controllers.

This IC replaces the previous types TCA 780 and TCA 780 D.

Pin Definitions and Functions



| Pin | Symbol | Function |
|-----|-------------------|---------------------|
| 1 | GND | Ground |
| 2 | Q2 | Output 2 inverted |
| 3 | QU | Output U |
| 4 | Q1 | Output 1 inverted |
| 5 | V _{SYNC} | Synchronous voltage |
| 6 | I | Inhibit |
| 7 | QZ | Output Z |
| 8 | V _{REF} | Stabilized voltage |
| 9 | R ₉ | Ramp resistance |
| 10 | C ₁₀ | Ramp capacitance |
| 11 | V ₁₁ | Control voltage |
| 12 | C ₁₂ | Pulse extension |
| 13 | L | Long pulse |
| 14 | Q 1 | Output 1 |
| 15 | Q 2 | Output 2 |
| 16 | V _S | Supply voltage |

Pin Configuration

(top view)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้เพื่อการค้า
Semiconductor Group

Functional Description

The synchronization signal is obtained via a high-ohmic resistance from the line voltage (voltage V_s). A zero voltage detector evaluates the zero passages and transfers them to the synchronization register.

This synchronization register controls a ramp generator, the capacitor C_{10} of which is charged by a constant current (determined by R_9). If the ramp voltage V_{10} exceeds the control voltage V_{11} (triggering angle ϕ), a signal is processed to the logic. Dependent on the magnitude of the control voltage V_{11} , the triggering angle ϕ can be shifted within a phase angle of 0° to 180° .

For every half wave, a positive pulse of approx. $30 \mu s$ duration appears at the outputs Q 1 and Q 2. The pulse duration can be prolonged up to 180° via a capacitor C_{12} . If pin 12 is connected to ground, pulses with a duration between ϕ and 180° will result.

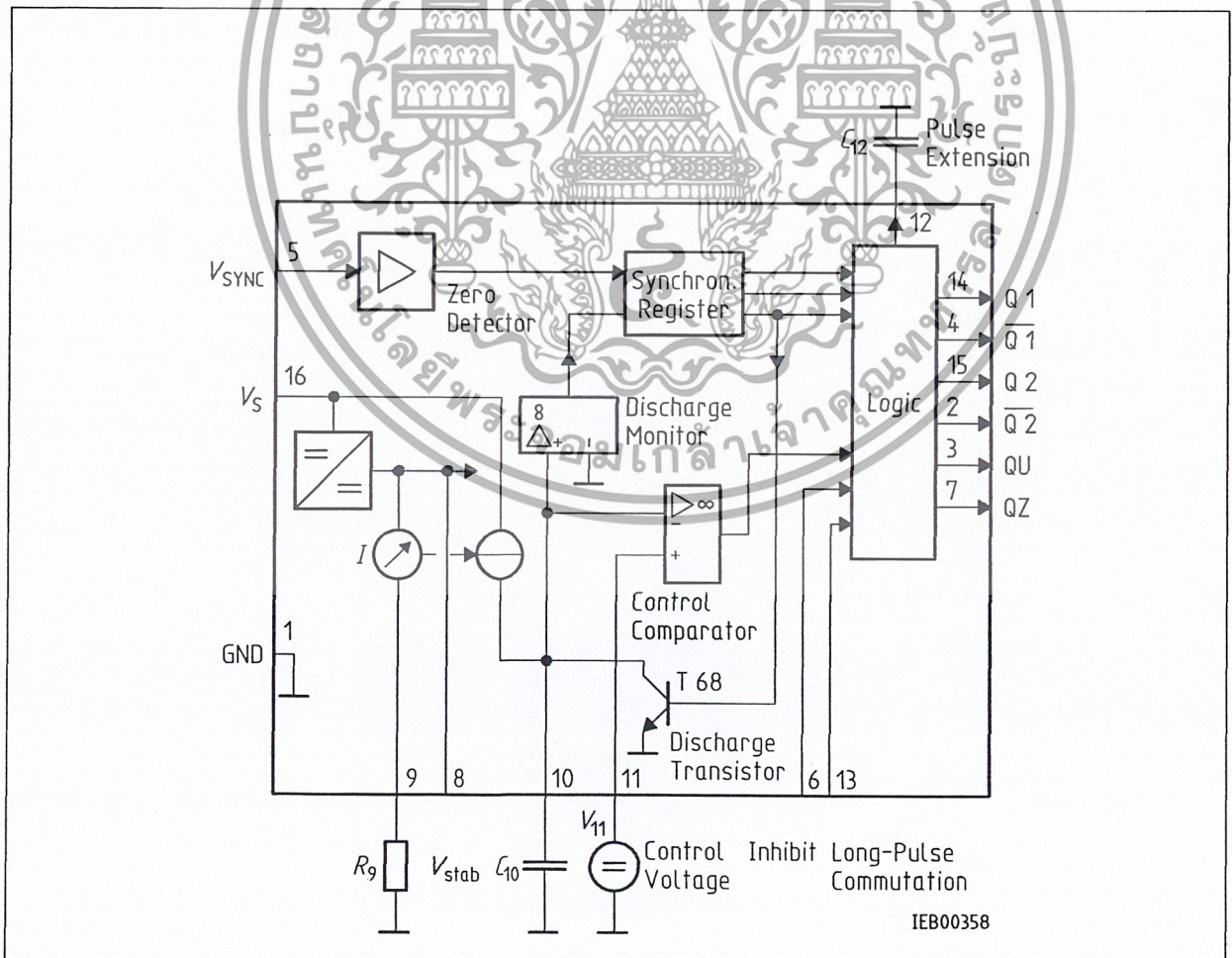
Outputs $\overline{Q1}$ and $\overline{Q2}$ supply the inverse signals of Q 1 and Q 2.

A signal of $\phi + 180^\circ$ which can be used for controlling an external logic, is available at pin 3.

A signal which corresponds to the NOR link of Q 1 and Q 2 is available at output Q Z (pin 7).

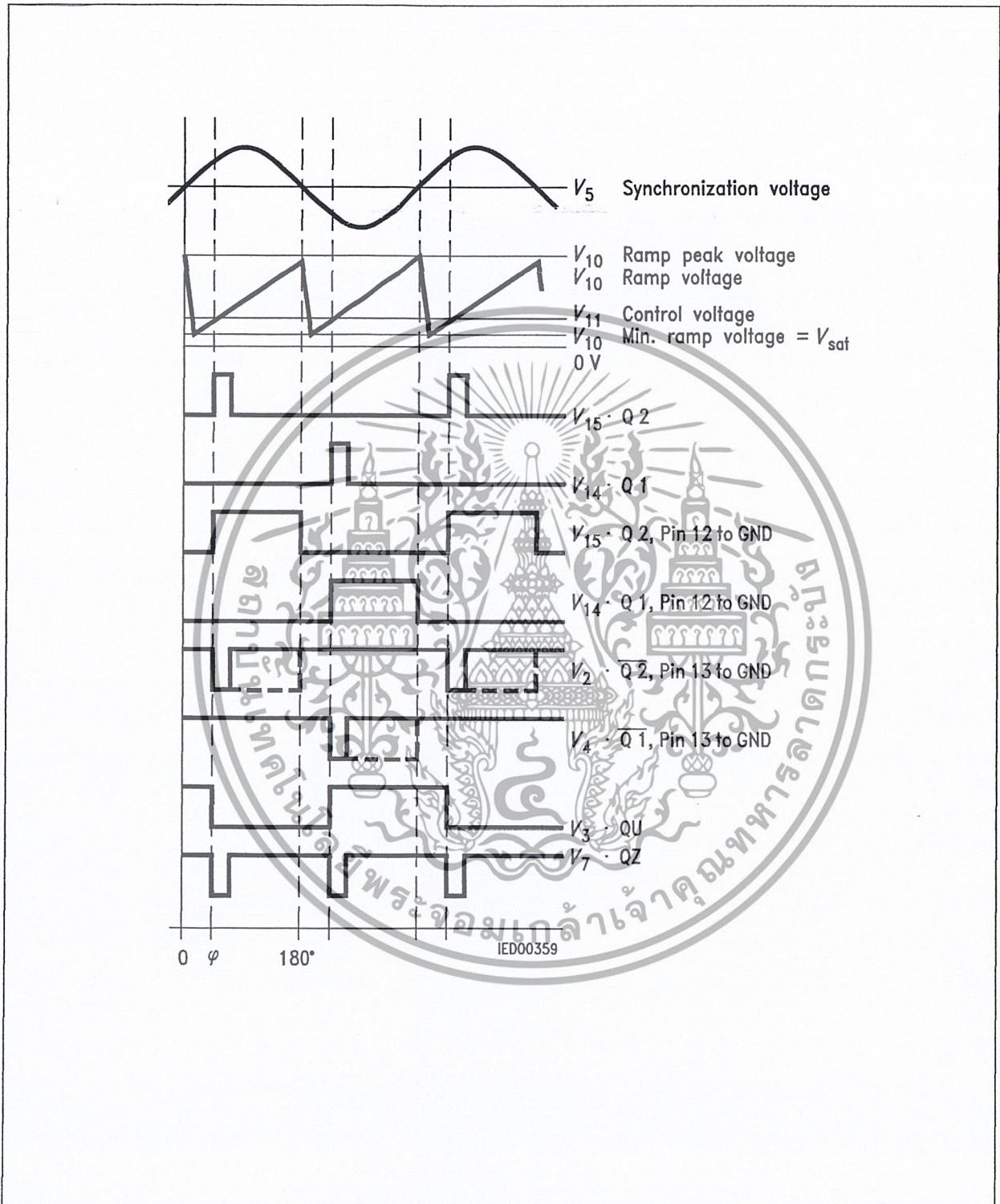
The inhibit input can be used to disable outputs Q1, Q2 and $\overline{Q1}$, $\overline{Q2}$.

Pin 13 can be used to extend the outputs $\overline{Q1}$ and $\overline{Q2}$ to full pulse length ($180^\circ - \phi$).



Block Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
Semiconductor Group ห้ามมิให้คัดลอกหรือทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากผู้ผลิต และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Pulse Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 Semiconductor Group กิ่งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Absolute Maximum Ratings

| Parameter | Symbol | Limit Values | | Unit |
|----------------------------------|-------------|--------------|-----------|-------------|
| | | min. | max. | |
| Supply voltage | V_s | - 0.5 | 18 | V |
| Output current at pin 14, 15 | I_Q | - 10 | 400 | mA |
| Inhibit voltage | V_6 | - 0.5 | V_s | V |
| Control voltage | V_{11} | - 0.5 | V_s | V |
| Voltage short-pulse circuit | V_{13} | - 0.5 | V_s | V |
| Synchronization input current | V_5 | - 200 | ± 200 | μA |
| Output voltage at pin 14, 15 | V_Q | | V_s | V |
| Output current at pin 2, 3, 4, 7 | I_Q | | 10 | mA |
| Output voltage at pin 2, 3, 4, 7 | V_Q | | V_s | V |
| Junction temperature | T_j | | 150 | $^{\circ}C$ |
| Storage temperature | T_{stg} | - 55 | 125 | $^{\circ}C$ |
| Thermal resistance system - air | $R_{th SA}$ | | 80 | K/W |

Operating Range

| | | | | |
|---------------------|-------|------|-----|-------------|
| Supply voltage | V_s | 8 | 18 | V |
| Operating frequency | f | 10 | 500 | Hz |
| Ambient temperature | T_A | - 25 | 85 | $^{\circ}C$ |

Characteristics

$8 \leq V_s \leq 18 V$; $- 25 \text{ }^{\circ}C \leq T_A \leq 85 \text{ }^{\circ}C$; $f = 50 \text{ Hz}$

| Parameter | Symbol | Limit Values | | | Unit | Test Circuit |
|--|--------------|--------------|------|---------------|------------|--------------|
| | | min. | typ. | max. | | |
| Supply current consumption S1 ... S6 open $V_{11} = 0 V$ $C_{10} = 47 \text{ nF}$; $R_9 = 100 \text{ k}\Omega$ | I_s | 4.5 | 6.5 | 10 | mA | 1 |
| Synchronization pin 5 Input current | $I_{5 rms}$ | 30 | | 200 | μA | 1 |
| Offset voltage | ΔV_5 | | 30 | 75 | mV | 4 |
| Control input pin 11 Control voltage range | V_{11} | 0.2 | | $V_{10 peak}$ | V | 1 |
| Input resistance | R_{11} | | 15 | | k Ω | 5 |

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Characteristics (cont'd)

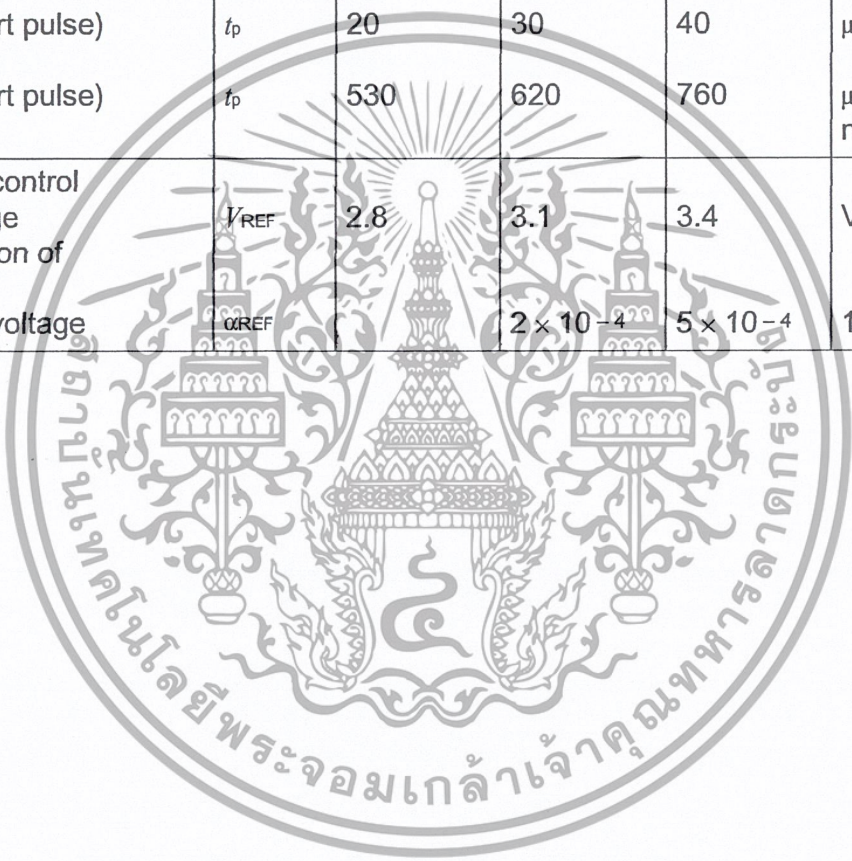
$8 \leq V_s \leq 18 \text{ V}; -25 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85 \text{ }^\circ\text{C}; f = 50 \text{ Hz}$

| Parameter | Symbol | Limit Values | | | Unit | Test Circuit |
|---|-----------------------------|--------------|---------|-----------|------------------|--------------|
| | | min. | typ. | max. | | |
| Ramp generator | | | | | | |
| Charge current | I_{10} | 10 | | 1000 | μA | |
| Max. ramp voltage | V_{10} | | | $V_2 - 2$ | V | 1 |
| Saturation voltage at capacitor | V_{10} | 100 | 225 | 350 | mV | 1.6 |
| Ramp resistance | R_9 | 3 | | 300 | $\text{k}\Omega$ | 1 |
| Sawtooth return time | t_f | | 80 | | μs | 1 |
| Inhibit pin 6 | | | | | | |
| switch-over of pin 7 | | | | | | |
| Outputs disabled | V_{6L} | | 3.3 | 2.5 | V | 1 |
| Outputs enabled | V_{6H} | 4 | 3.3 | | V | 1 |
| Signal transition time | t_r | 1 | | 5 | μs | 1 |
| Input current | I_{6H} | | 500 | 800 | μA | 1 |
| $V_6 = 8 \text{ V}$ | | | | | | |
| Input current | $-I_{6L}$ | 80 | 150 | 200 | μA | 1 |
| $V_6 = 1.7 \text{ V}$ | | | | | | |
| Deviation of I_{10} | I_{10} | -5 | | 5 | % | 1 |
| $R_9 = \text{const.}$ | | | | | | |
| $V_s = 12 \text{ V}; C_{10} = 47 \text{ nF}$ | | | | | | |
| Deviation of I_{10} | I_{10} | -20 | | 20 | % | 1 |
| $R_9 = \text{const.}$ | | | | | | |
| $V_s = 8 \text{ V to } 18 \text{ V}$ | | | | | | |
| Deviation of the ramp voltage between 2 following half-waves, $V_s = \text{const.}$ | $\Delta V_{10 \text{ max}}$ | | ± 1 | | % | |
| Long pulse switch-over pin 13 | | | | | | |
| switch-over of S8 | | | | | | |
| Short pulse at output | V_{13H} | 3.5 | 2.5 | | V | 1 |
| Long pulse at output | V_{13L} | | 2.5 | 2 | V | 1 |
| Input current | I_{13H} | | | 10 | μA | 1 |
| $V_{13} = 8 \text{ V}$ | | | | | | |
| Input current | $-I_{13L}$ | 45 | 65 | 100 | μA | 1 |
| $V_{13} = 1.7 \text{ V}$ | | | | | | |
| Outputs pin 2, 3, 4, 7 | | | | | | |
| Reverse current | I_{CEO} | | | 10 | μA | 2.6 |
| $V_Q = V_s$ | | | | | | |
| Saturation voltage | V_{sat} | 0.1 | 0.4 | 2 | V | 2.6 |
| $I_Q = 2 \text{ mA}$ | | | | | | |

Characteristics (cont'd)

$8 \leq V_s \leq 18 \text{ V}; -25 \text{ }^\circ\text{C} \leq T_A \leq 85 \text{ }^\circ\text{C}; f = 50 \text{ Hz}$

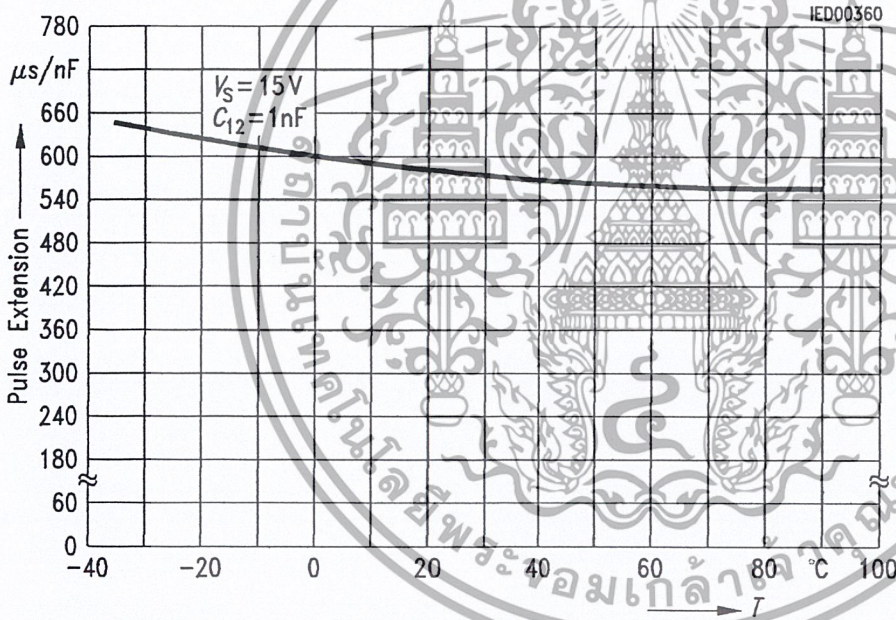
| Parameter | Symbol | Limit Values | | | Unit | Test Circuit |
|--|----------------|--------------|--------------------|--------------------|-------------------------|--------------|
| | | min. | typ. | max. | | |
| Outputs pin 14, 15 H-output voltage $-I_Q = 250 \text{ mA}$ | $V_{14/15H}$ | $V_s - 3$ | $V_s - 2.5$ | $V_s - 1.0$ | V | 3.6 |
| L-output voltage $I_Q = 2 \text{ mA}$ | $V_{14/15L}$ | 0.3 | 0.8 | 2 | V | 2.6 |
| Pulse width (short pulse) S9 open | t_p | 20 | 30 | 40 | μs | 1 |
| Pulse width (short pulse) with C_{12} | t_p | 530 | 620 | 760 | $\mu\text{s}/\text{nF}$ | 1 |
| Internal voltage control Reference voltage | V_{REF} | 2.8 | 3.1 | 3.4 | V | 1 |
| Parallel connection of 10 ICs possible TC of reference voltage | α_{REF} | | 2×10^{-4} | 5×10^{-4} | 1/K | 1 |



Application Hints for External Components

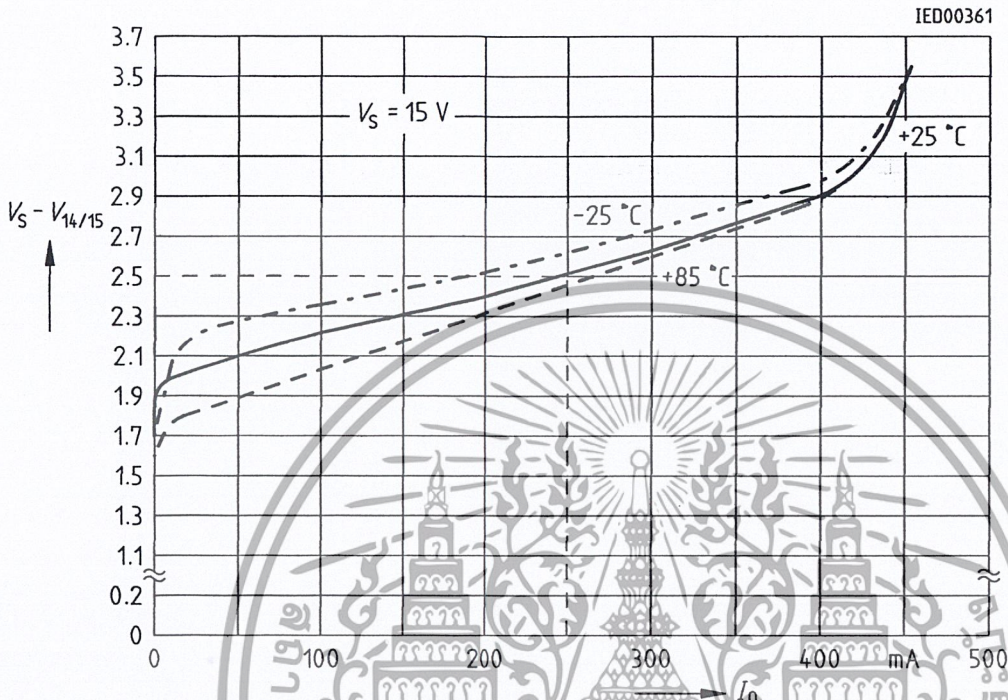
| | | | | |
|------------------|---|--------|----------------------|---|
| | | min | max | |
| Ramp capacitance | C_{10} | 500 pF | $1 \mu\text{F}^{1)}$ | The minimum and maximum values of I_{10} are to be observed |
| Triggering point | $t_{Tr} = \frac{V_{11} \times R_9 \times C_{10}}{V_{REF} \times K}$ | | 2) | |
| Charge current | $I_{10} = \frac{V_{REF} \times K}{R_9}$ | | 2) | Ramp voltage $V_{10 \max} = V_S - 2 \text{ V}$ $V_{10} = \frac{V_{REF} \times K \times t}{R_9 \times C_{10}}$ 2) |

Pulse Extension versus Temperature

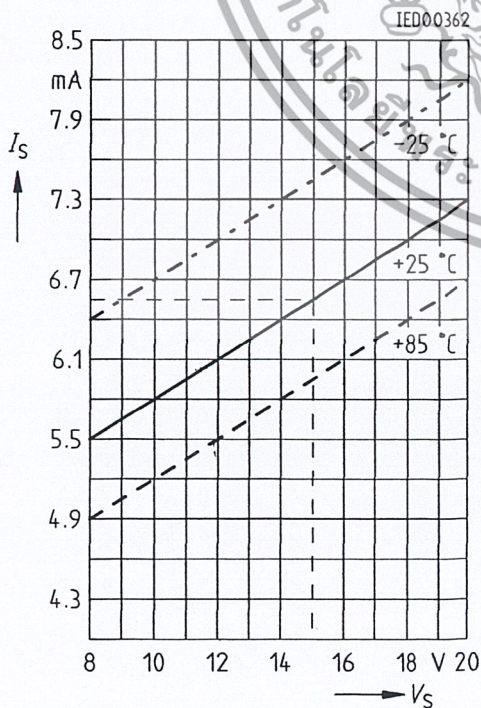


1) Attention to flyback times
2) $K = 1.10 \pm 20 \%$

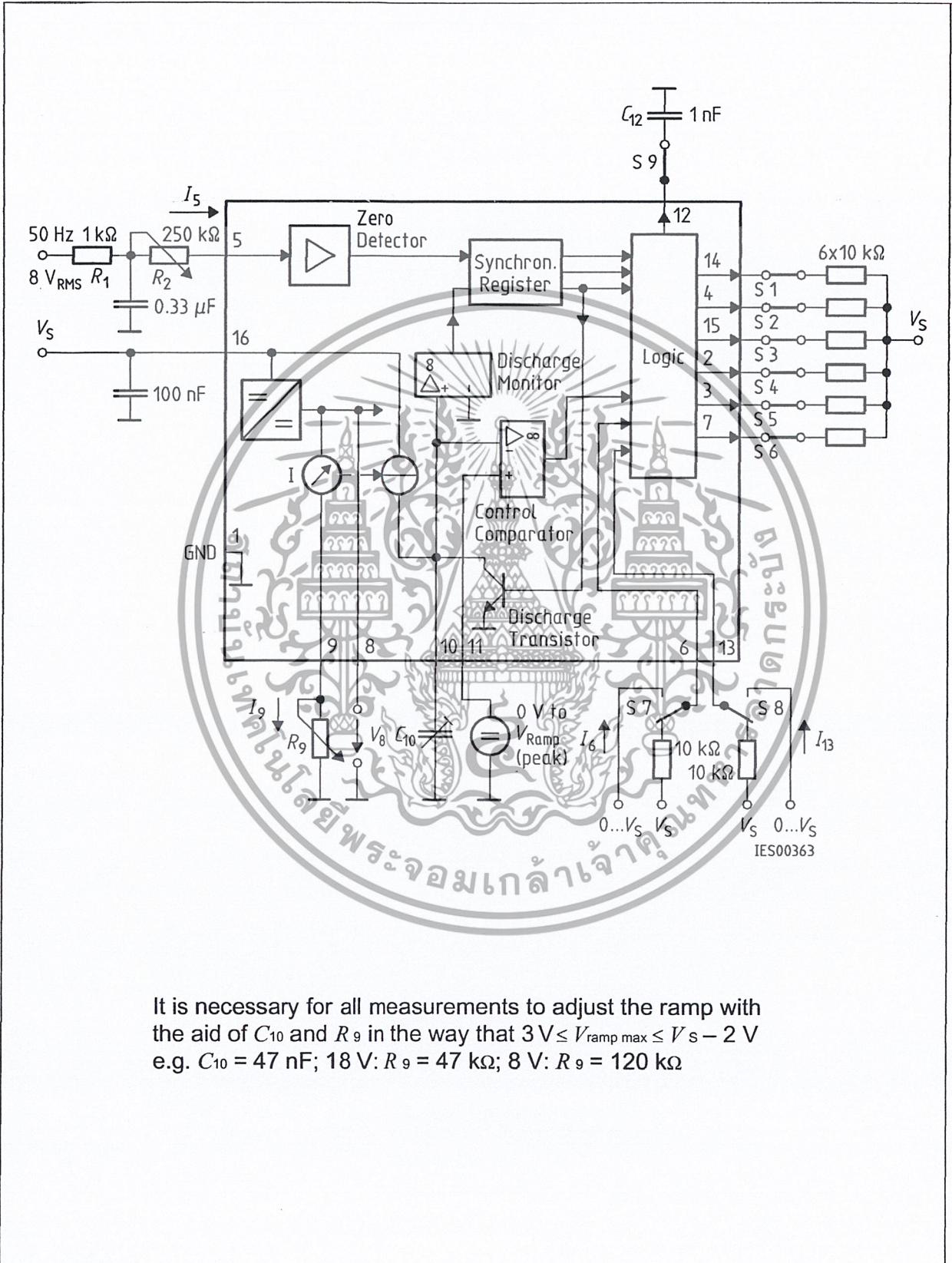
Output Voltage measured to + V_S



Supply Current versus Supply Voltage



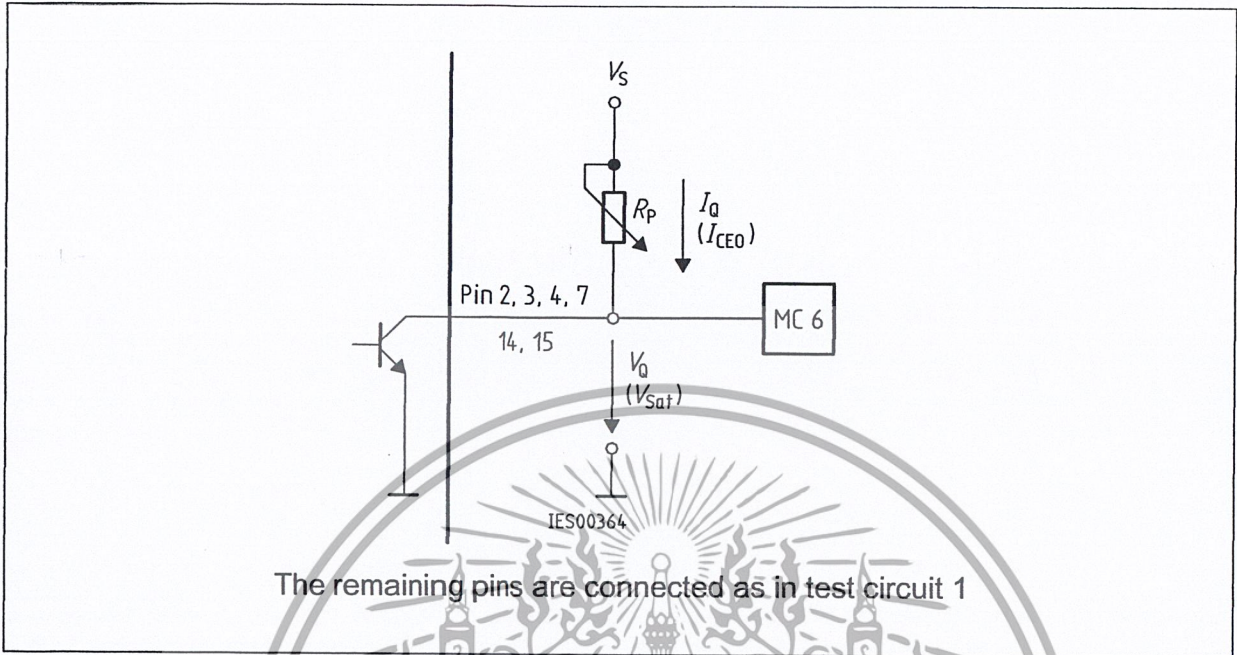
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
Semiconductor Group ไม่สามารถรับผิดชอบต่อผู้ซื้อและผู้ขายหากมีการเปลี่ยนแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



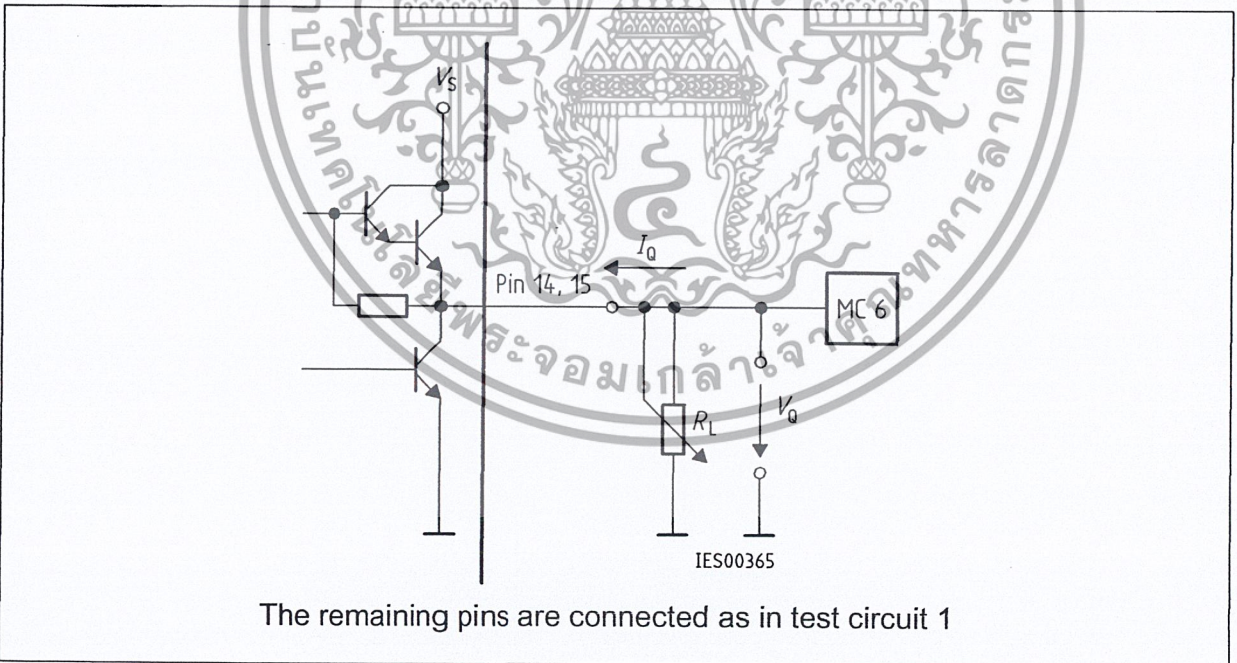
It is necessary for all measurements to adjust the ramp with the aid of C_{10} and R_9 in the way that $3 V \leq V_{ramp\ max} \leq V_S - 2 V$ e.g. $C_{10} = 47\ nF$; $18\ V: R_9 = 47\ k\Omega$; $8\ V: R_9 = 120\ k\Omega$

Test Circuit 1

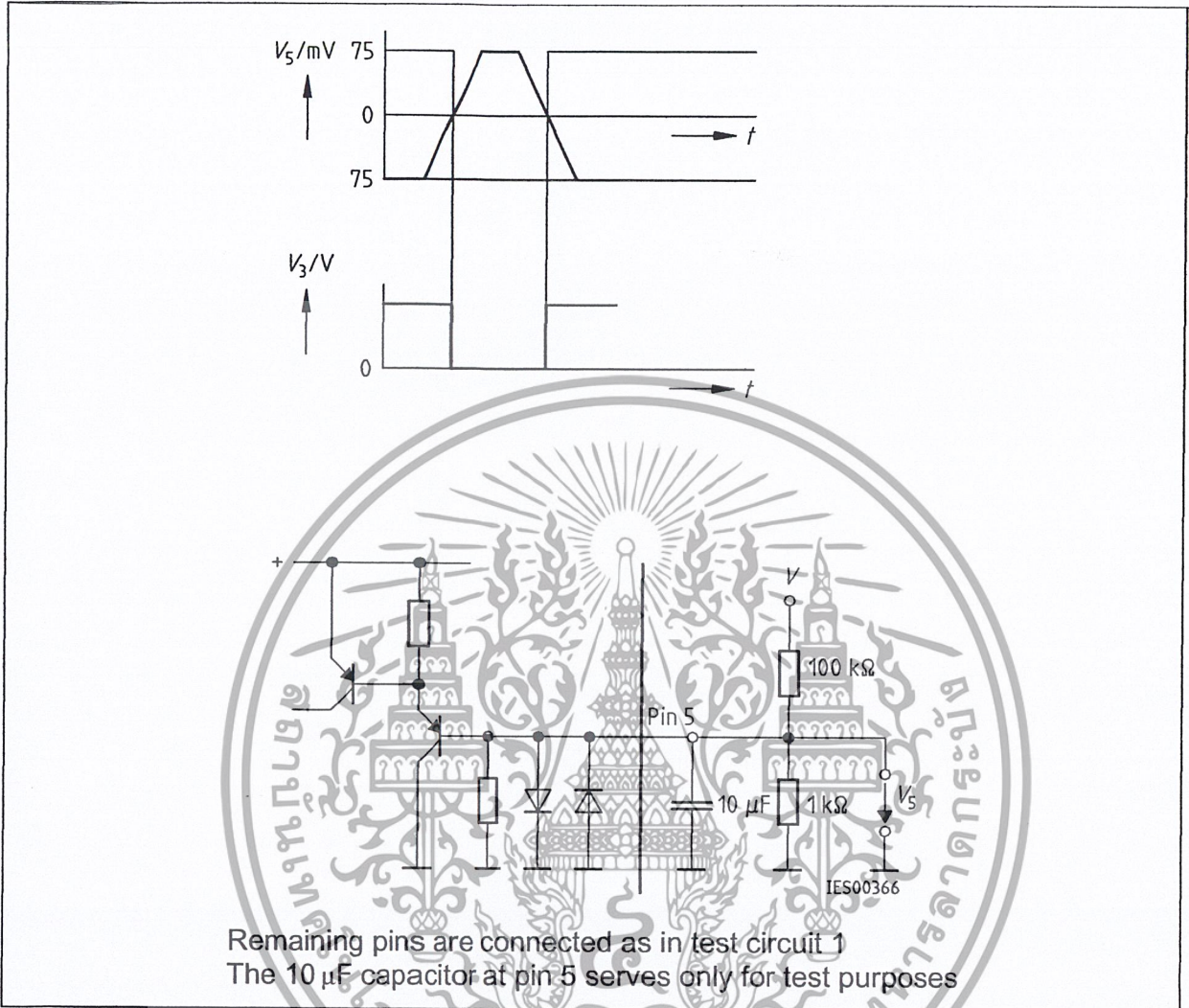
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
Semiconductor Group ริกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



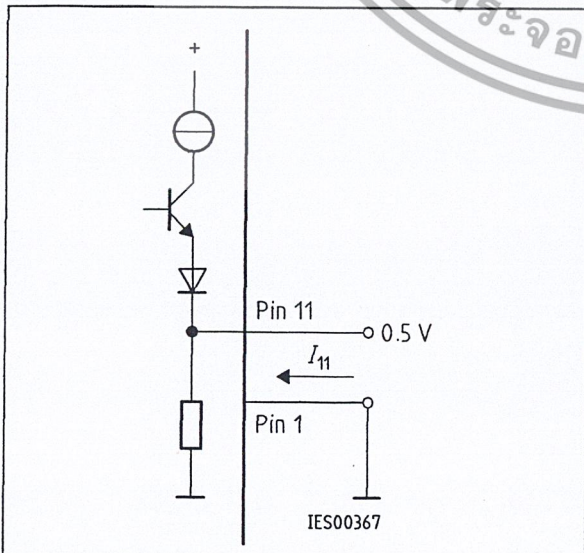
Test Circuit 2



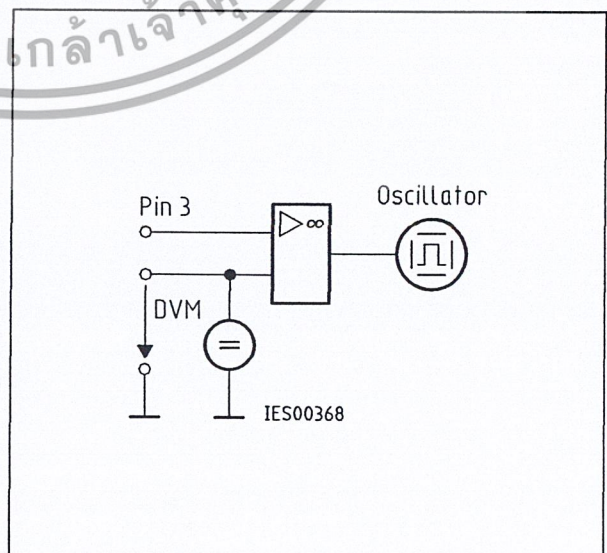
Test Circuit 3



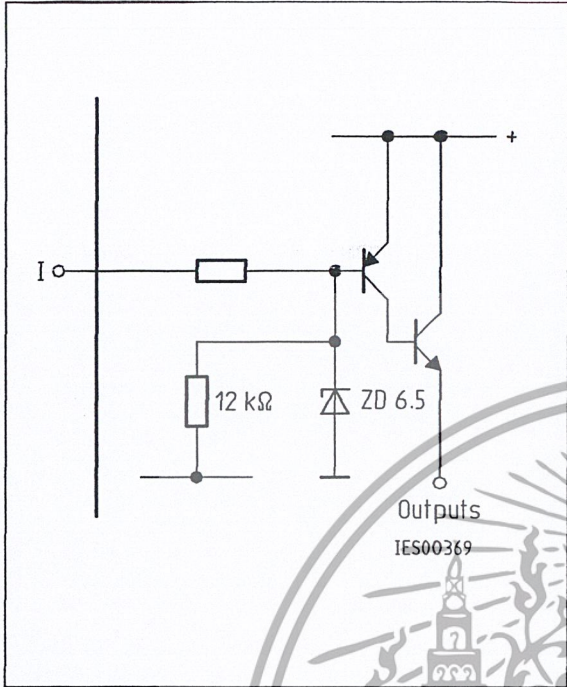
Test Circuit 4



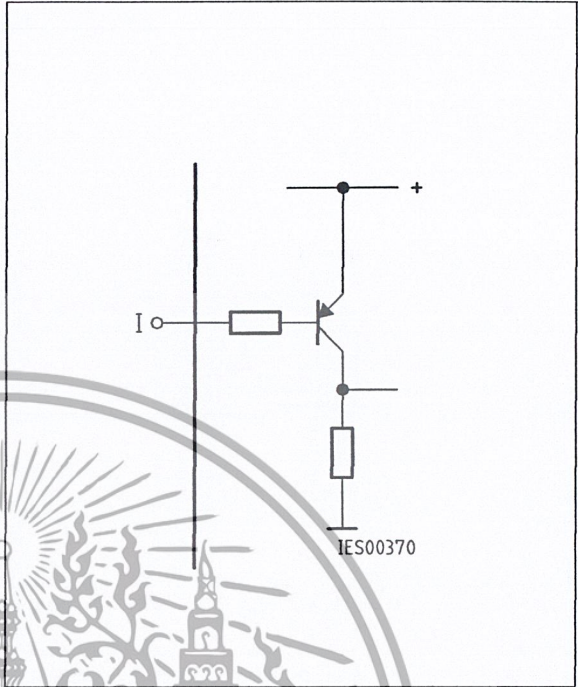
Test Circuit 5



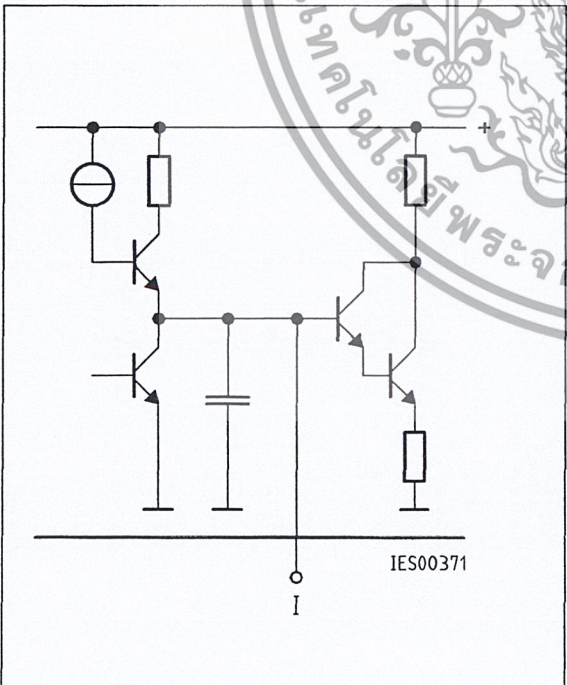
Test Circuit 6



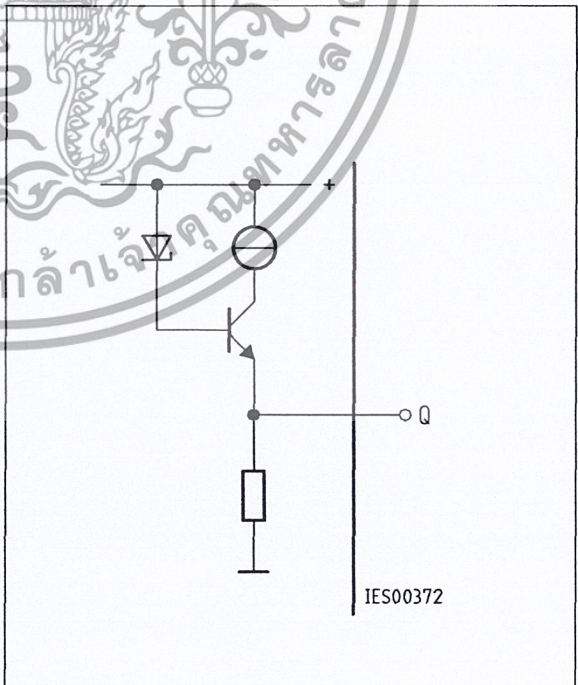
Inhibit 6



Long Pulse 13

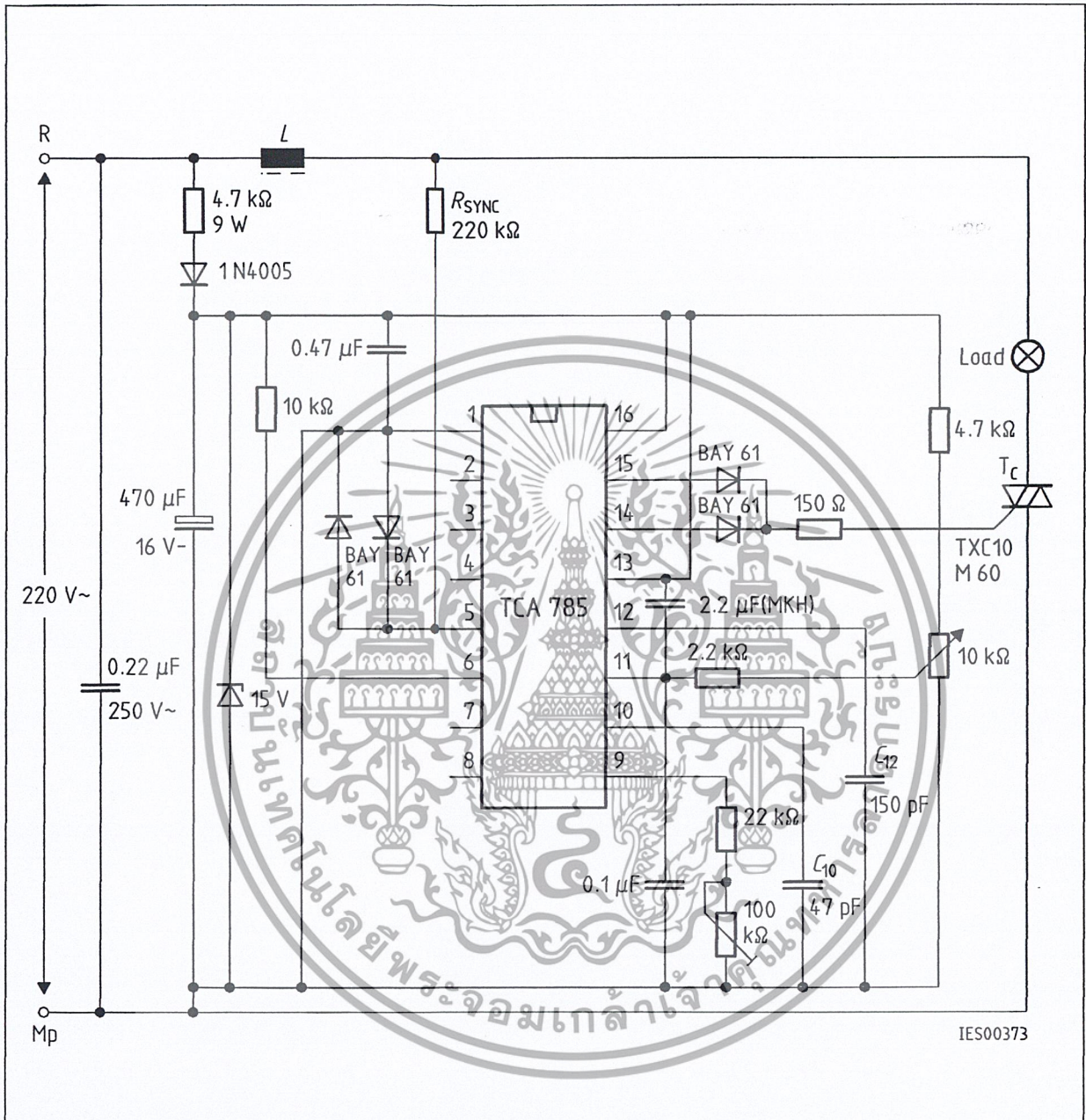


Pulse Extension 12



Reference Voltage 8

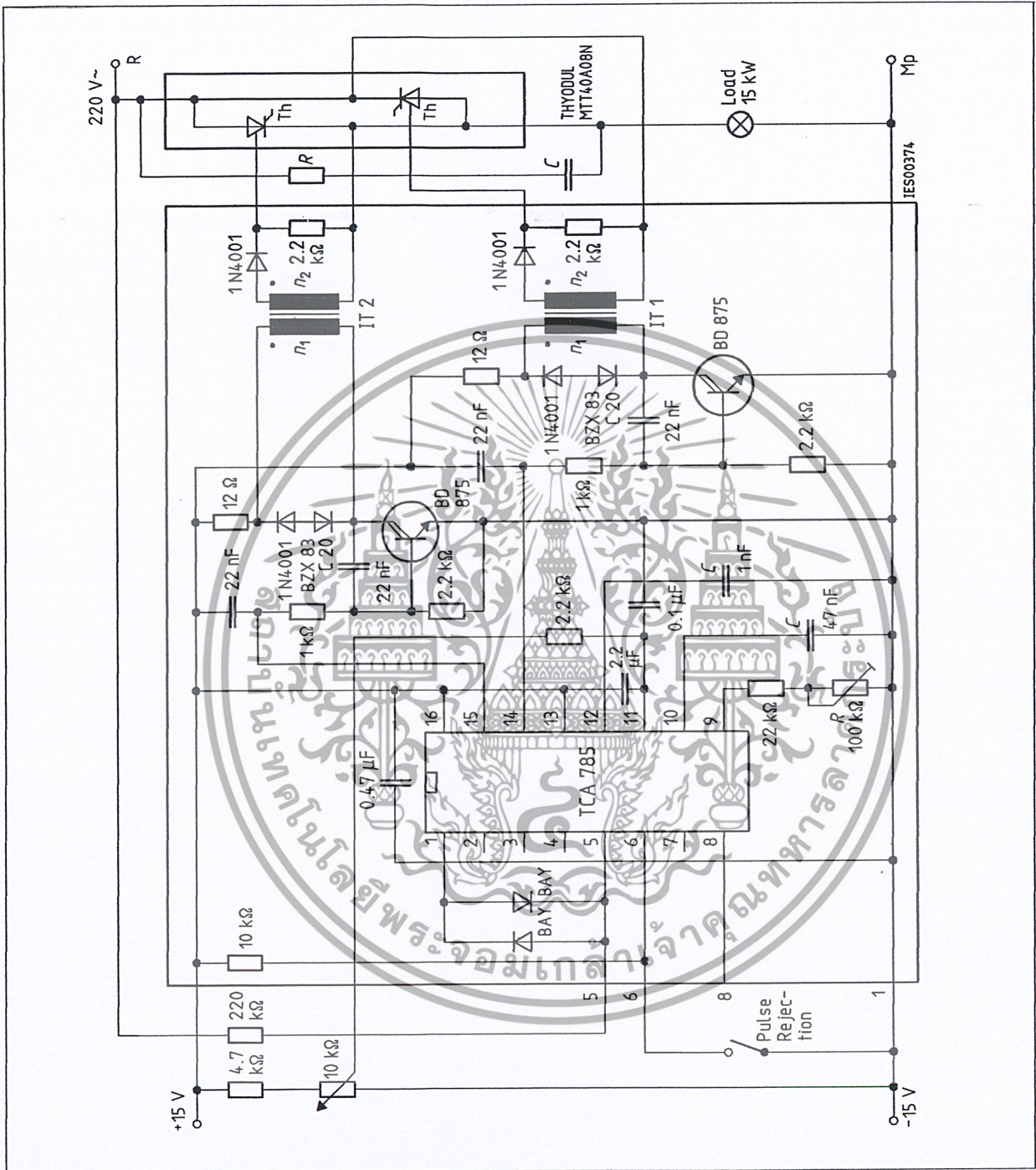
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
Semiconductor Group ทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 12 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Application Examples
Triac Control for up to 50 mA Gate Trigger Current

A phase control with a directly controlled triac is shown in the figure. The triggering angle of the triac can be adjusted continuously between 0° and 180° with the aid of an external potentiometer. During the positive half-wave of the line voltage, the triac receives a positive gate pulse from the IC output pin 15. During the negative half-wave, it also receives a positive trigger pulse from pin 14. The trigger pulse width is approx. 100 μs.

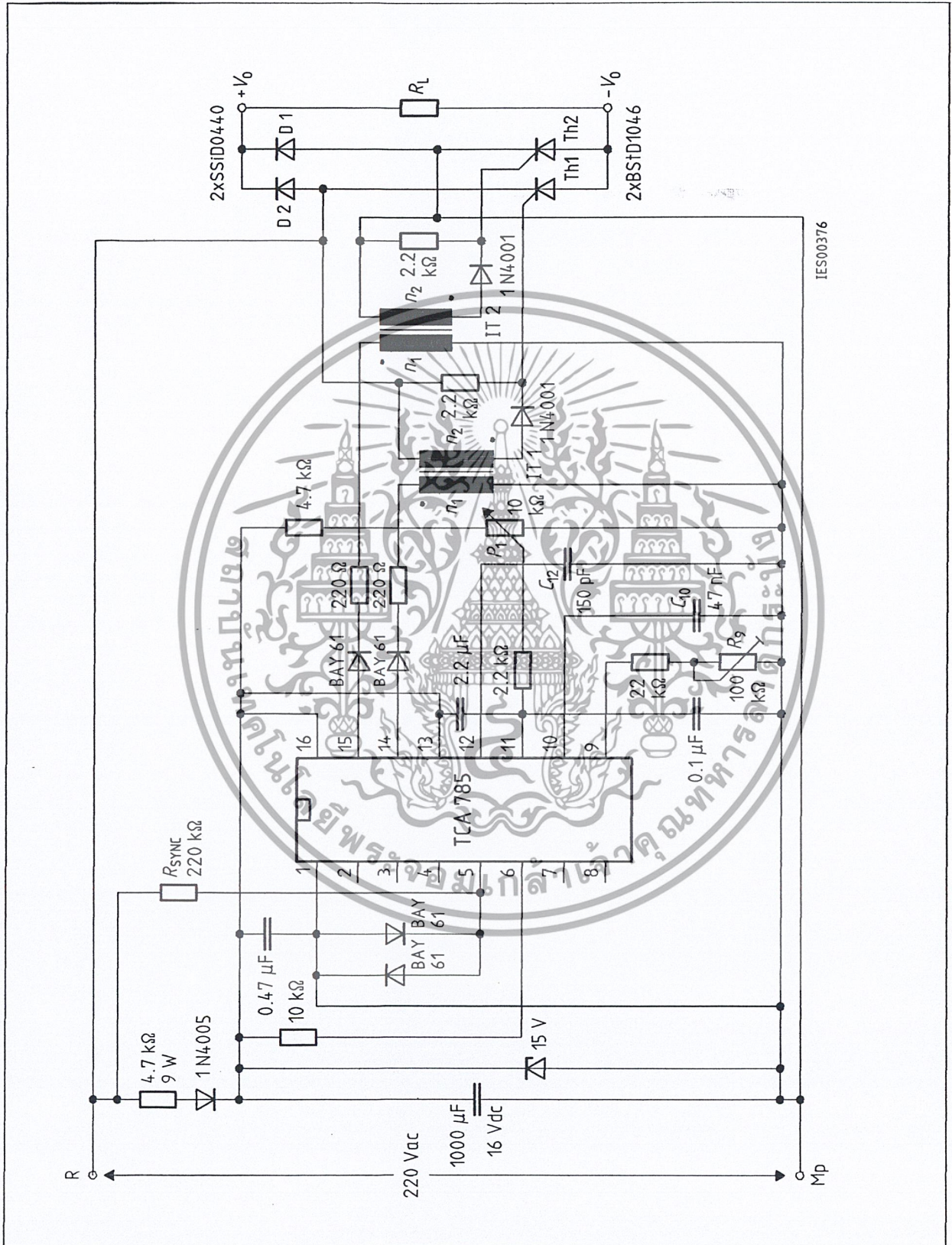
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า



**Fully Controlled AC Power Controller
Circuit for Two High-Power Thyristors**

Shown is the possibility to trigger two antiparalleled thyristors with one IC TCA 785. The trigger pulse can be shifted continuously within a phase angle between 0° and 180° by means of a potentiometer. During the negative line half-wave the trigger pulse of pin 14 is fed to the relevant thyristor via a trigger pulse transformer. During the positive line half-wave, the gate of the second thyristor is triggered by a trigger pulse transformer at pin 15.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์เพื่อการเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
Semiconductor Group ห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา 14 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



Half-Controlled Single-Phase Bridge Circuit with Two Trigger Pulse Transformers for Low-Power Thyristors

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
Semiconductor Group ทุกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา 16 และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

SWITCHMODE™ Pulse Width Modulation Control Circuit

The TL494 is a fixed frequency, pulse width modulation control circuit designed primarily for SWITCHMODE power supply control.

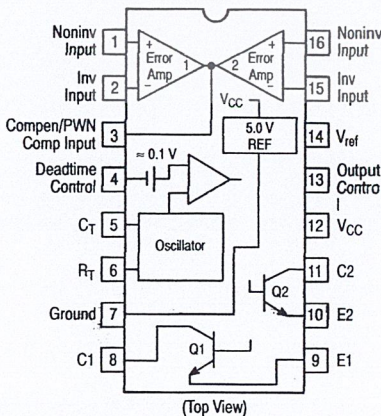
- Complete Pulse Width Modulation Control Circuitry
- On-Chip Oscillator with Master or Slave Operation
- On-Chip Error Amplifiers
- On-Chip 5.0 V Reference
- Adjustable Deadtime Control
- Uncommitted Output Transistors Rated to 500 mA Source or Sink
- Output Control for Push-Pull or Single-Ended Operation
- Undervoltage Lockout

MAXIMUM RATINGS (Full operating ambient temperature range applies, unless otherwise noted.)

| Rating | Symbol | TL494C | TL494I | Unit |
|--|------------------|------------------------|--------|---------------------------|
| Power Supply Voltage | V_{CC} | 42 | | V |
| Collector Output Voltage | V_{C1}, V_{C2} | 42 | | V |
| Collector Output Current (Each transistor) (Note 1.) | I_{C1}, I_{C2} | 500 | | mA |
| Amplifier Input Voltage Range | V_{IR} | -0.3 to +42 | | V |
| Power Dissipation @ $T_A \leq 45^\circ\text{C}$ | P_D | 1000 | | mW |
| Thermal Resistance, Junction-to-Ambient | $R_{\theta JA}$ | 80 | | $^\circ\text{C}/\text{W}$ |
| Operating Junction Temperature | T_J | 125 | | $^\circ\text{C}$ |
| Storage Temperature Range | T_{stg} | -55 to +125 | | $^\circ\text{C}$ |
| Operating Ambient Temperature Range | T_A | 0 to +70 -40 to +85 | | $^\circ\text{C}$ |
| Derating Ambient Temperature | T_A | 45 | | $^\circ\text{C}$ |

1. Maximum thermal limits must be observed.

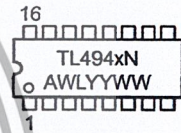
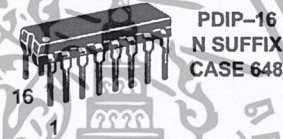
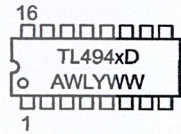
PIN CONNECTIONS



ON Semiconductor

<http://onsemi.com>

MARKING DIAGRAMS



x = C or I
A = Assembly Location
WL, L = Wafer Lot
YY, Y = Year
WW, W = Work Week

ORDERING INFORMATION

| Device | Package | Shipping |
|-----------|---------|------------------|
| TL494CD | SO-16 | 48 Units/Rail |
| TL494CDR2 | SO-16 | 2500 Tape & Reel |
| TL494CN | PDIP-16 | 500 Units/Rail |
| TL494IN | PDIP-16 | 500 Units/Rail |

TL494

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

| Characteristics | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|--|------------------|--------|-------|----------------|------------|
| Power Supply Voltage | V_{CC} | 7.0 | 15 | 40 | V |
| Collector Output Voltage | V_{C1}, V_{C2} | – | 30 | 40 | V |
| Collector Output Current (Each transistor) | I_{C1}, I_{C2} | – | – | 200 | mA |
| Amplified Input Voltage | V_{in} | –0.3 | – | $V_{CC} - 2.0$ | V |
| Current Into Feedback Terminal | I_{fb} | – | – | 0.3 | mA |
| Reference Output Current | I_{ref} | – | – | 10 | mA |
| Timing Resistor | R_T | 1.8 | 30 | 500 | k Ω |
| Timing Capacitor | C_T | 0.0047 | 0.001 | 10 | μ F |
| Oscillator Frequency | f_{osc} | 1.0 | 40 | 200 | kHz |

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15$ V, $C_T = 0.01$ μ F, $R_T = 12$ k Ω , unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

| Characteristics | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|--|------------------------------|--------|------------|------------|---------------|
| REFERENCE SECTION | | | | | |
| Reference Voltage ($I_O = 1.0$ mA) | V_{ref} | 4.75 | 5.0 | 5.25 | V |
| Line Regulation ($V_{CC} = 7.0$ V to 40 V) | Reg_{line} | – | 2.0 | 25 | mV |
| Load Regulation ($I_O = 1.0$ mA to 10 mA) | Reg_{load} | – | 3.0 | 15 | mV |
| Short Circuit Output Current ($V_{ref} = 0$ V) | I_{SC} | 15 | 35 | 75 | mA |
| OUTPUT SECTION | | | | | |
| Collector Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_{CE} = 40$ V) | $I_{C(off)}$ | – | 2.0 | 100 | μ A |
| Emitter Off-State Current ($V_{CC} = 40$ V, $V_C = 40$ V, $V_E = 0$ V) | $I_{E(off)}$ | – | – | –100 | μ A |
| Collector-Emitter Saturation Voltage (Note 2.) Common-Emitter ($V_E = 0$ V, $I_C = 200$ mA) Emitter-Follower ($V_C = 15$ V, $I_E = -200$ mA) | $V_{sat(C)}$ $V_{sat(E)}$ | – – | 1.1 1.5 | 1.3 2.5 | V |
| Output Control Pin Current Low State ($V_{OC} \leq 0.4$ V) High State ($V_{OC} = V_{ref}$) | I_{OCL} I_{OCH} | – – | 10 0.2 | – 3.5 | μ A mA |
| Output Voltage Rise Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13) | t_r | – – | 100 100 | 200 200 | ns |
| Output Voltage Fall Time Common-Emitter (See Figure 12) Emitter-Follower (See Figure 13) | t_f | – – | 25 40 | 100 100 | ns |

2. Low duty cycle pulse techniques are used during test to maintain junction temperature as close to ambient temperature as possible.

TL494

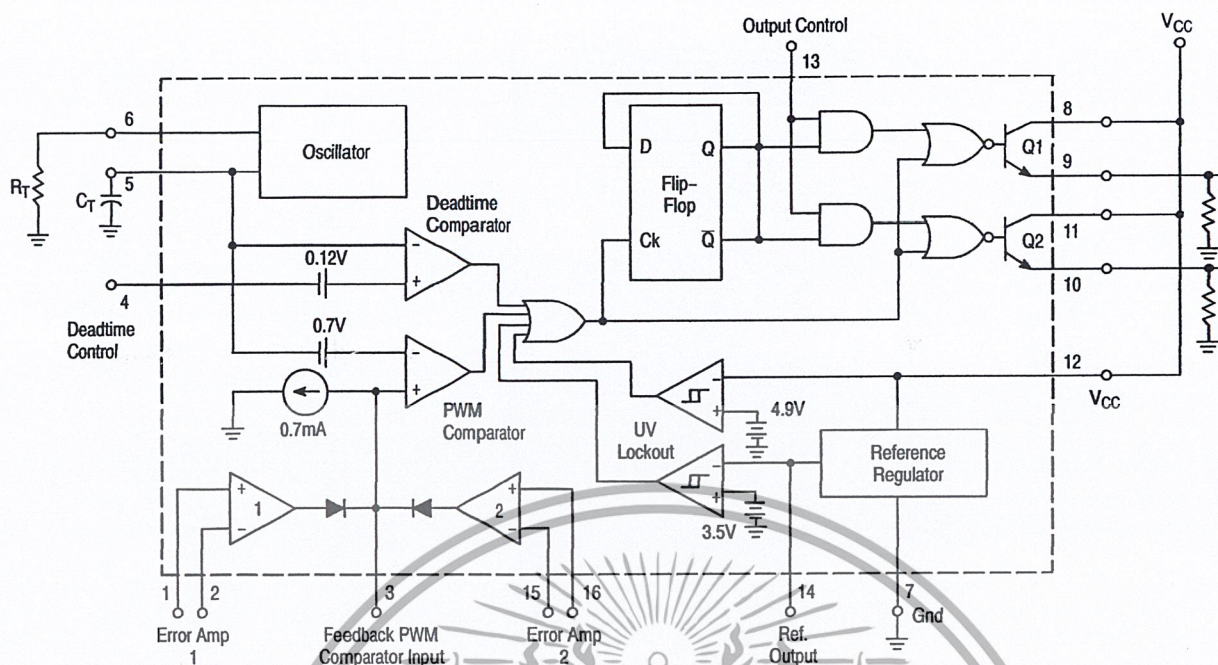
ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 15\text{ V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, unless otherwise noted.)

For typical values $T_A = 25^\circ\text{C}$, for min/max values T_A is the operating ambient temperature range that applies, unless otherwise noted.

| Characteristics | Symbol | Min | Typ | Max | Unit |
|--|----------------------------|----------------------|------------|----------|---------------|
| ERROR AMPLIFIER SECTION | | | | | |
| Input Offset Voltage (V_O (Pin 3) = 2.5 V) | V_{IO} | – | 2.0 | 10 | mV |
| Input Offset Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V) | I_{IO} | – | 5.0 | 250 | nA |
| Input Bias Current (V_O (Pin 3) = 2.5 V) | I_{IB} | – | –0.1 | –1.0 | μA |
| Input Common Mode Voltage Range ($V_{CC} = 40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$) | V_{ICR} | –0.3 to $V_{CC}-2.0$ | | | V |
| Open Loop Voltage Gain ($\Delta V_O = 3.0\ \text{V}$, $V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$) | A_{VOL} | 70 | 95 | – | dB |
| Unity–Gain Crossover Frequency ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$) | f_C | – | 350 | – | kHz |
| Phase Margin at Unity–Gain ($V_O = 0.5\ \text{V}$ to $3.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$) | ϕ_m | – | 65 | – | deg. |
| Common Mode Rejection Ratio ($V_{CC} = 40\ \text{V}$) | CMRR | 65 | 90 | – | dB |
| Power Supply Rejection Ratio ($\Delta V_{CC} = 33\ \text{V}$, $V_O = 2.5\ \text{V}$, $R_L = 2.0\ \text{k}\Omega$) | PSRR | – | 100 | – | dB |
| Output Sink Current (V_O (Pin 3) = 0.7 V) | I_{O-} | 0.3 | 0.7 | – | mA |
| Output Source Current (V_O (Pin 3) = 3.5 V) | I_{O+} | 2.0 | –4.0 | – | mA |
| PWM COMPARATOR SECTION (Test Circuit Figure 11) | | | | | |
| Input Threshold Voltage (Zero Duty Cycle) | V_{TH} | – | 2.5 | 4.5 | V |
| Input Sink Current ($V_{Pin 3} = 0.7\ \text{V}$) | I_{L-} | 0.3 | 0.7 | – | mA |
| DEADTIME CONTROL SECTION (Test Circuit Figure 11) | | | | | |
| Input Bias Current (Pin 4) ($V_{Pin 4} = 0\ \text{V}$ to $5.25\ \text{V}$) | $I_{IB(DT)}$ | – | –2.0 | –10 | μA |
| Maximum Duty Cycle, Each Output, Push–Pull Mode ($V_{Pin 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) ($V_{Pin 4} = 0\ \text{V}$, $C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$) | DC_{max} | 45 45 | 48 45 | 50 50 | % |
| Input Threshold Voltage (Pin 4) (Zero Duty Cycle) (Maximum Duty Cycle) | V_{th} | – 0 | 2.8 – | 3.3 – | V |
| OSCILLATOR SECTION | | | | | |
| Frequency ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$) | f_{osc} | – | 40 | – | kHz |
| Standard Deviation of Frequency* ($C_T = 0.001\ \mu\text{F}$, $R_T = 30\ \text{k}\Omega$) | σ_{osc} | – | 3.0 | – | % |
| Frequency Change with Voltage ($V_{CC} = 7.0\ \text{V}$ to $40\ \text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$) | $\Delta f_{osc}(\Delta V)$ | – | 0.1 | – | % |
| Frequency Change with Temperature ($\Delta T_A = T_{low}$ to T_{high}) ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$) | $\Delta f_{osc}(\Delta T)$ | – | – | 12 | % |
| UNDERVOLTAGE LOCKOUT SECTION | | | | | |
| Turn–On Threshold (V_{CC} increasing, $I_{ref} = 1.0\ \text{mA}$) | V_{th} | 5.5 | 6.43 | 7.0 | V |
| TOTAL DEVICE | | | | | |
| Standby Supply Current (Pin 6 at V_{ref} . All other inputs and outputs open) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) ($V_{CC} = 40\ \text{V}$) | I_{CC} | – – | 5.5 7.0 | 10 15 | mA |
| Average Supply Current ($C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$, $V_{Pin 4} = 2.0\ \text{V}$) ($V_{CC} = 15\ \text{V}$) (See Figure 12) | | – | 7.0 | – | mA |

* Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula, $\sigma = \sqrt{\frac{\sum (X_n - \bar{X})^2}{n - 1}}$

TL494



This device contains 46 active transistors.

Figure 1. Representative Block Diagram

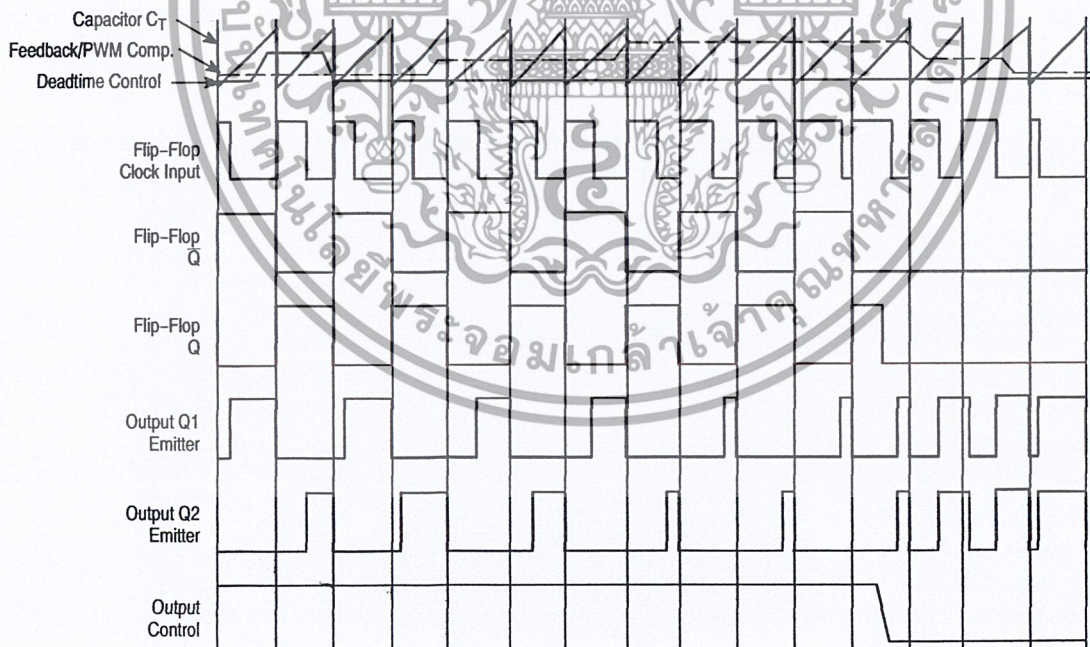


Figure 2. Timing Diagram

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

APPLICATIONS INFORMATION

Description

The TL494 is a fixed-frequency pulse width modulation control circuit, incorporating the primary building blocks required for the control of a switching power supply. (See Figure 1.) An internal-linear sawtooth oscillator is frequency-programmable by two external components, R_T and C_T . The approximate oscillator frequency is determined by:

$$f_{osc} \approx \frac{1.1}{R_T \cdot C_T}$$

For more information refer to Figure 3.

Output pulse width modulation is accomplished by comparison of the positive sawtooth waveform across capacitor C_T to either of two control signals. The NOR gates, which drive output transistors Q1 and Q2, are enabled only when the flip-flop clock-input line is in its low state. This happens only during that portion of time when the sawtooth voltage is greater than the control signals. Therefore, an increase in control-signal amplitude causes a corresponding linear decrease of output pulse width. (Refer to the Timing Diagram shown in Figure 2.)

The control signals are external inputs that can be fed into the deadtime control, the error amplifier inputs, or the feedback input. The deadtime control comparator has an effective 120 mV input offset which limits the minimum output deadtime to approximately the first 4% of the sawtooth-cycle time. This would result in a maximum duty cycle on a given output of 96% with the output control grounded, and 48% with it connected to the reference line. Additional deadtime may be imposed on the output by setting the deadtime-control input to a fixed voltage, ranging between 0 V to 3.3 V.

Functional Table

| Input/Output Controls | Output Function | $\frac{f_{out}}{f_{osc}} =$ |
|-----------------------|------------------------------|-----------------------------|
| Grounded | Single-ended PWM @ Q1 and Q2 | 1.0 |
| @ V_{ref} | Push-pull Operation | 0.5 |

The pulse width modulator comparator provides a means for the error amplifiers to adjust the output pulse width from the maximum percent on-time, established by the deadtime control input, down to zero, as the voltage at the feedback pin varies from 0.5 V to 3.5 V. Both error amplifiers have a

common mode input range from -0.3 V to $(V_{CC} - 2V)$, and may be used to sense power-supply output voltage and current. The error-amplifier outputs are active high and are ORed together at the noninverting input of the pulse-width modulator comparator. With this configuration, the amplifier that demands minimum output on time, dominates control of the loop.

When capacitor C_T is discharged, a positive pulse is generated on the output of the deadtime comparator, which clocks the pulse-steering flip-flop and inhibits the output transistors, Q1 and Q2. With the output-control connected to the reference line, the pulse-steering flip-flop directs the modulated pulses to each of the two output transistors alternately for push-pull operation. The output frequency is equal to half that of the oscillator. Output drive can also be taken from Q1 or Q2, when single-ended operation with a maximum on-time of less than 50% is required. This is desirable when the output transformer has a ringback winding with a catch diode used for snubbing. When higher output-drive currents are required for single-ended operation, Q1 and Q2 may be connected in parallel, and the output-mode pin must be tied to ground to disable the flip-flop. The output frequency will now be equal to that of the oscillator.

The TL494 has an internal 5.0 V reference capable of sourcing up to 10 mA of load current for external bias circuits. The reference has an internal accuracy of $\pm 5.0\%$ with a typical thermal drift of less than 50 mV over an operating temperature range of 0° to 70°C.

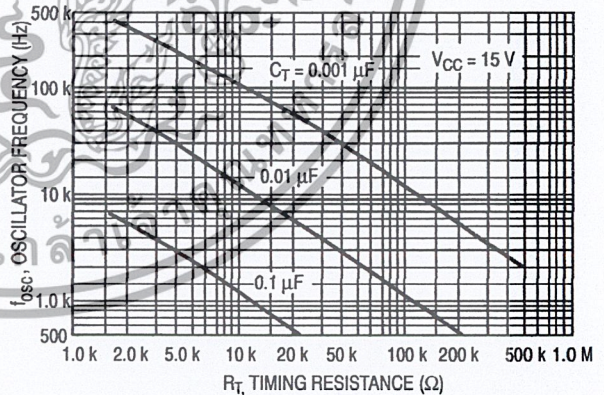


Figure 3. Oscillator Frequency versus Timing Resistance

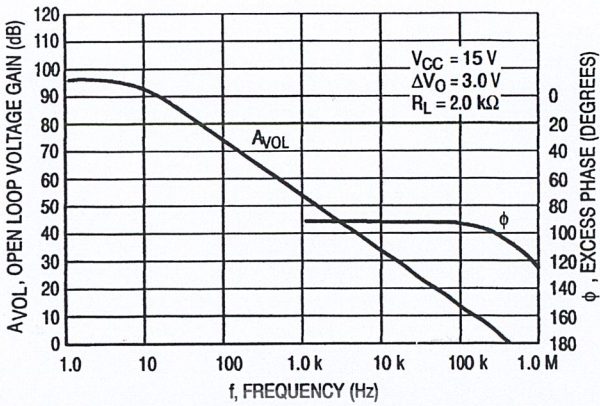


Figure 4. Open Loop Voltage Gain and Phase versus Frequency

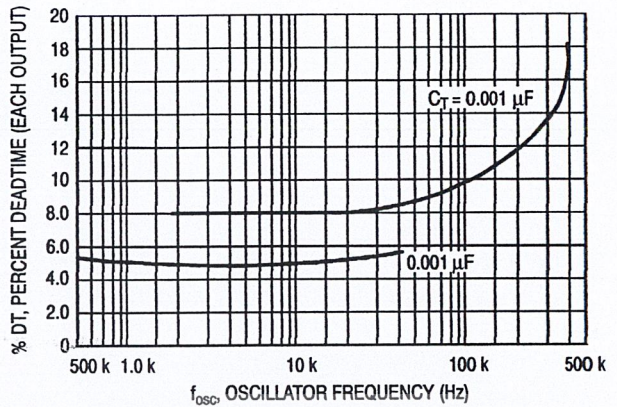


Figure 5. Percent Deadtime versus Oscillator Frequency

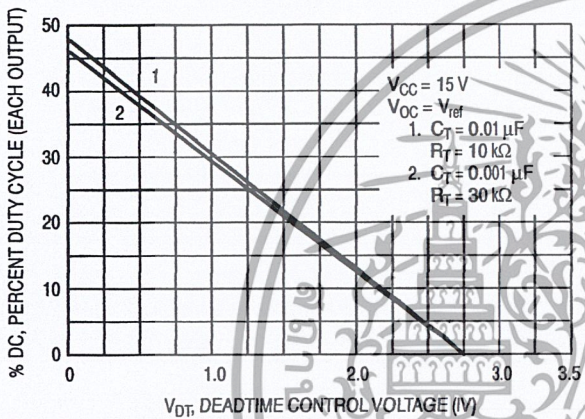


Figure 6. Percent Duty Cycle versus Deadtime Control Voltage

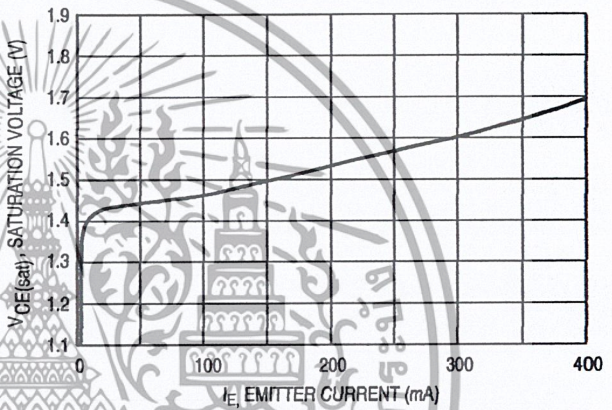


Figure 7. Emitter-Follower Configuration Output Saturation Voltage versus Emitter Current

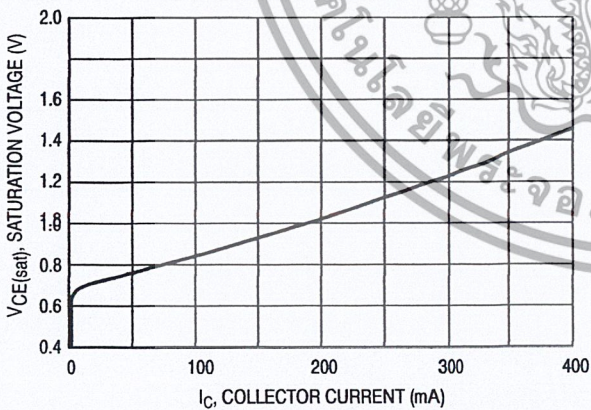


Figure 8. Common-Emitter Configuration Output Saturation Voltage versus Collector Current

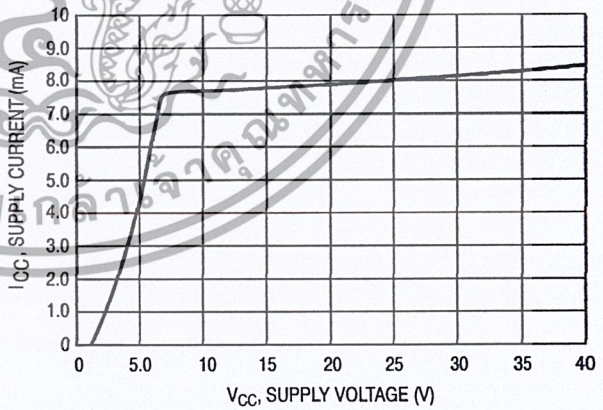


Figure 9. Standby Supply Current versus Supply Voltage

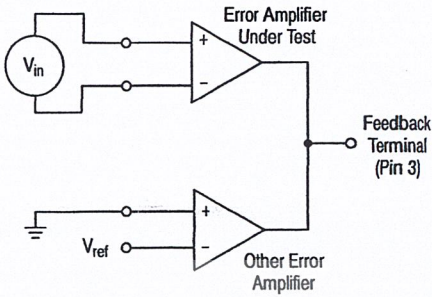


Figure 10. Error-Amplifier Characteristics

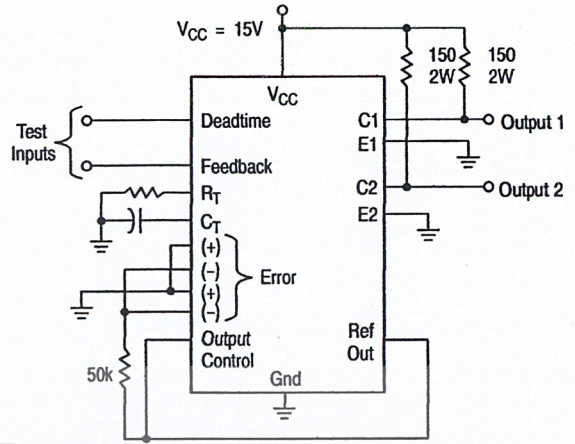


Figure 11. Deadtime and Feedback Control Circuit

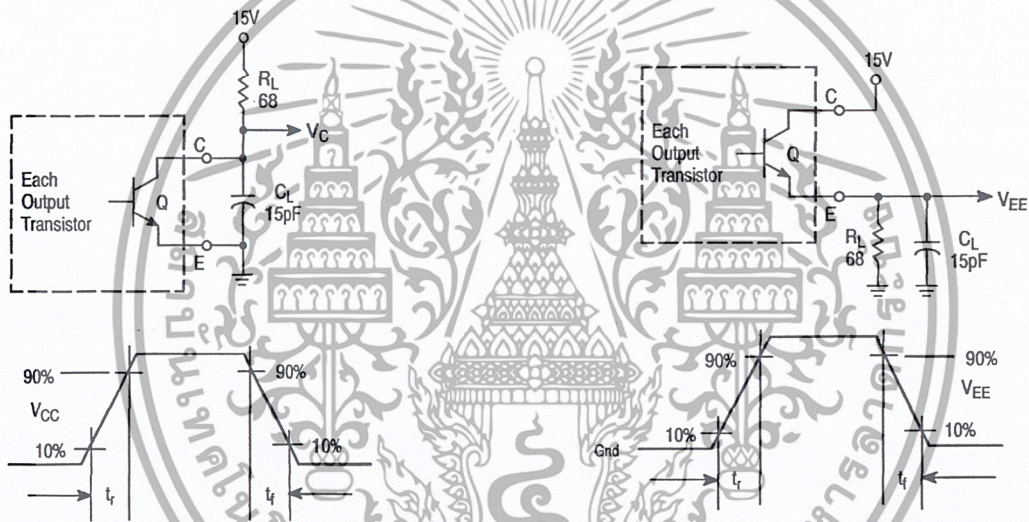


Figure 12. Common-Emitter Configuration Test Circuit and Waveform

Figure 13. Emitter-Follower Configuration Test Circuit and Waveform

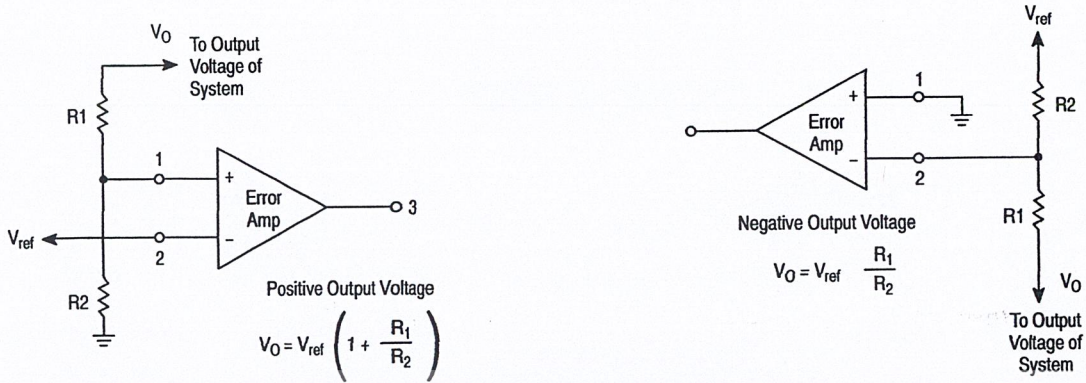


Figure 14. Error-Amplifier Sensing Techniques

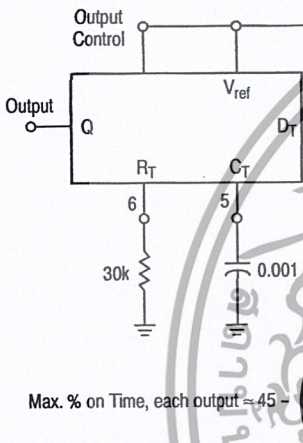


Figure 15. Deadtime Control Circuit

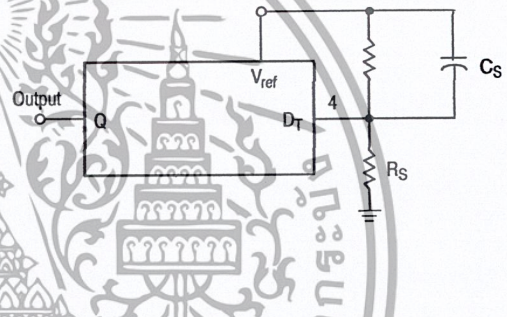


Figure 16. Soft-Start Circuit

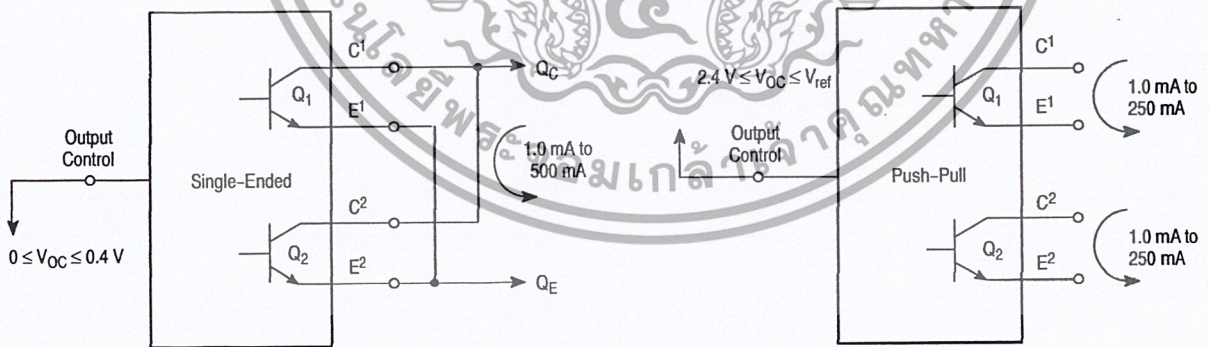


Figure 17. Output Connections for Single-Ended and Push-Pull Configurations

TL494

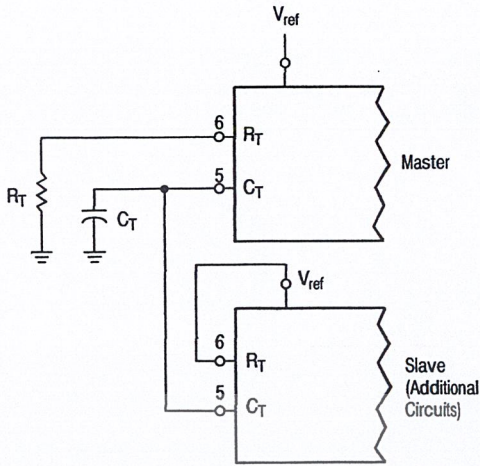


Figure 18. Slaving Two or More Control Circuits

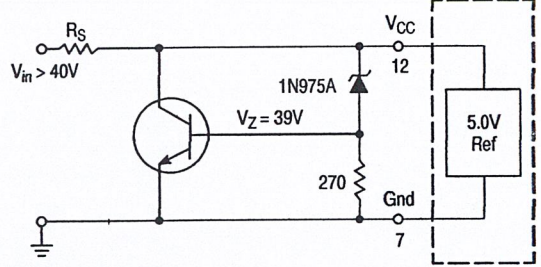


Figure 19. Operation with $V_{in} > 40\text{ V}$ Using External Zener

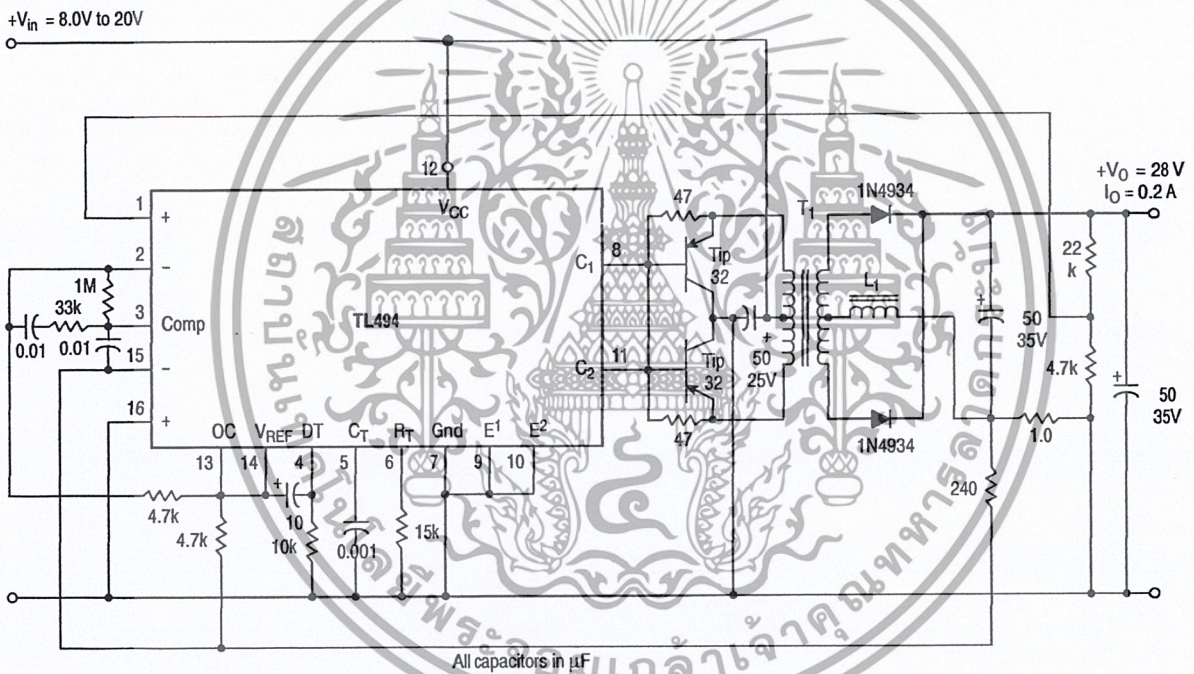


Figure 20. Pulse Width Modulated Push-Pull Converter

| Test | Conditions | Results |
|-----------------------|--|-------------------|
| Line Regulation | $V_{in} = 10\text{ V to } 40\text{ V}$ | 14 mV 0.28% |
| Load Regulation | $V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ mA to } 1.0\text{ A}$ | 3.0 mV 0.06% |
| Output Ripple | $V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ A}$ | 65 mV pp P.A.R.D. |
| Short Circuit Current | $V_{in} = 28\text{ V}, R_L = 0.1\ \Omega$ | 1.6 A |
| Efficiency | $V_{in} = 28\text{ V}, I_O = 1.0\text{ A}$ | 71% |

L1 - 3.5 mH @ 0.3 A
 T1 - Primary: 20T C.T. #28 AWG
 Secondary: 120T C.T. #36 AWG
 Core: Ferroxcube 1408P-L00-3CB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494

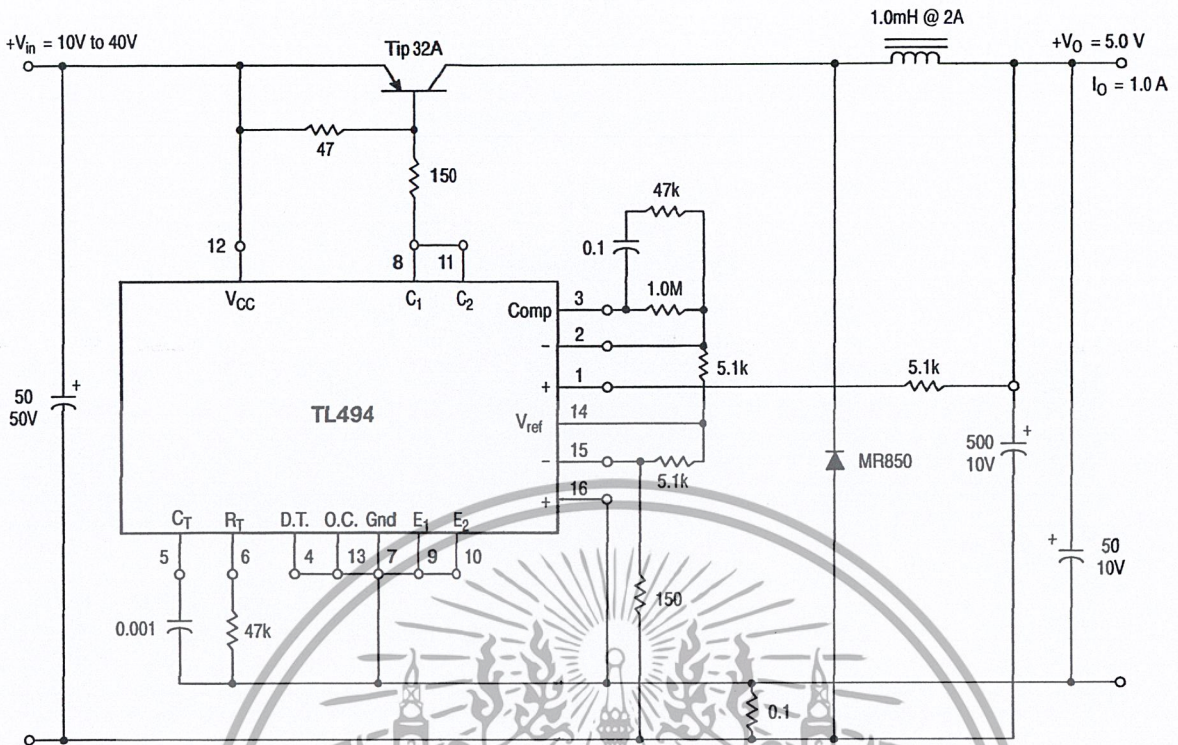


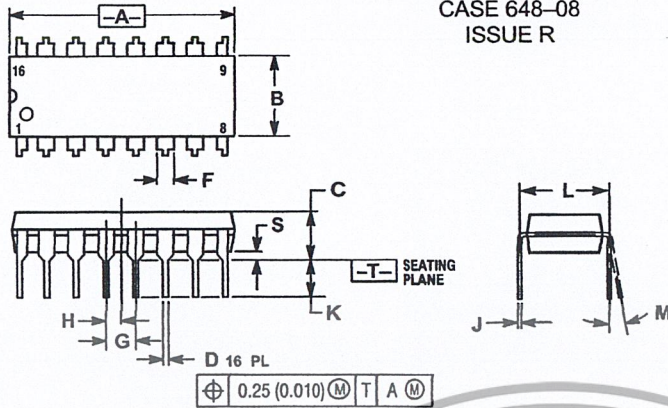
Figure 21. Pulse Width Modulated Step-Down Converter

| Test | Conditions | Results |
|-----------------------|--|-------------------|
| Line Regulation | $V_{in} = 8.0 \text{ V to } 40 \text{ V}$ | 3.0 mV 0.01% |
| Load Regulation | $V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 0.2 \text{ mA to } 200 \text{ mA}$ | 5.0 mV 0.02% |
| Output Ripple | $V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$ | 40 mV pp P.A.R.D. |
| Short Circuit Current | $V_{in} = 12.6 \text{ V}, R_L = 0.1 \Omega$ | 250 mA |
| Efficiency | $V_{in} = 12.6 \text{ V}, I_O = 200 \text{ mA}$ | 72% |

TL494

PACKAGE DIMENSIONS

PDIP-16
N SUFFIX
CASE 648-08
ISSUE R

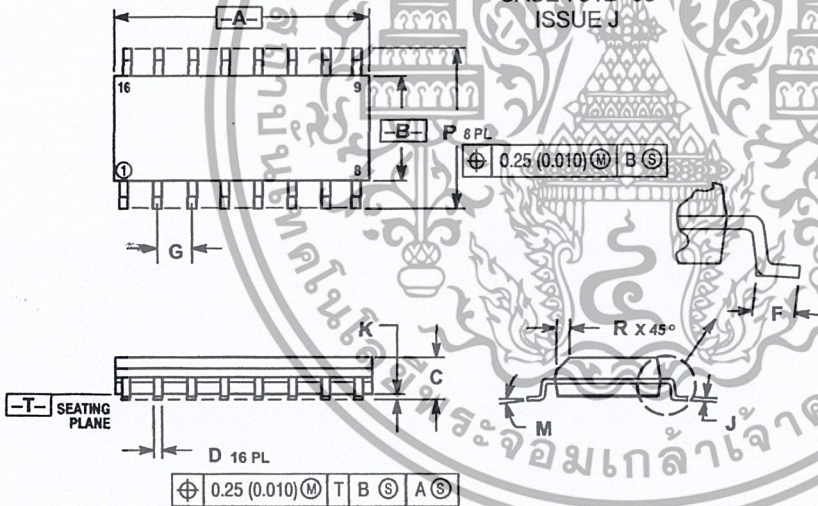


NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: INCH.
3. DIMENSION L TO CENTER OF LEADS WHEN FORMED PARALLEL.
4. DIMENSION B DOES NOT INCLUDE MOLD FLASH.
5. ROUNDED CORNERS OPTIONAL.

| DIM | INCHES | | MILLIMETERS | |
|-----|-----------|-------|-------------|-------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 0.740 | 0.770 | 18.80 | 19.55 |
| B | 0.250 | 0.270 | 6.35 | 6.85 |
| C | 0.145 | 0.175 | 3.69 | 4.44 |
| D | 0.015 | 0.021 | 0.39 | 0.53 |
| F | 0.040 | 0.70 | 1.02 | 1.77 |
| G | 0.100 BSC | | 2.54 BSC | |
| H | 0.050 BSC | | 1.27 BSC | |
| J | 0.008 | 0.015 | 0.21 | 0.38 |
| K | 0.110 | 0.130 | 2.80 | 3.30 |
| L | 0.295 | 0.305 | 7.50 | 7.74 |
| M | 0° | 10° | 0° | 10° |
| S | 0.020 | 0.040 | 0.51 | 1.01 |

SO-16
D SUFFIX
CASE 751B-05
ISSUE J



NOTES:

1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
2. CONTROLLING DIMENSION: MILLIMETER.
3. DIMENSIONS A AND B DO NOT INCLUDE MOLD PROTRUSION.
4. MAXIMUM MOLD PROTRUSION 0.15 (0.006) PER SIDE.
5. DIMENSION D DOES NOT INCLUDE DAMBAR PROTRUSION. ALLOWABLE DAMBAR PROTRUSION SHALL BE 0.127 (0.005) TOTAL IN EXCESS OF THE D DIMENSION AT MAXIMUM MATERIAL CONDITION.

| DIM | MILLIMETERS | | INCHES | |
|-----|-------------|-------|-----------|-------|
| | MIN | MAX | MIN | MAX |
| A | 9.80 | 10.00 | 0.386 | 0.393 |
| B | 3.80 | 4.00 | 0.150 | 0.157 |
| C | 1.35 | 1.75 | 0.054 | 0.068 |
| D | 0.35 | 0.49 | 0.014 | 0.019 |
| F | 0.40 | 1.25 | 0.016 | 0.049 |
| G | 1.27 BSC | | 0.050 BSC | |
| J | 0.19 | 0.25 | 0.008 | 0.009 |
| K | 0.10 | 0.25 | 0.004 | 0.009 |
| M | 0° | 7° | 0° | 7° |
| P | 5.80 | 6.20 | 0.229 | 0.244 |
| R | 0.25 | 0.50 | 0.010 | 0.019 |



ON Semiconductor and **ON** are trademarks of Semiconductor Components Industries, LLC (SCILLC). SCILLC reserves the right to make changes without further notice to any products herein. SCILLC makes no warranty, representation or guarantee regarding the suitability of its products for any particular purpose, nor does SCILLC assume any liability arising out of the application or use of any product or circuit, and specifically disclaims any and all liability, including without limitation special, consequential or incidental damages. "Typical" parameters which may be provided in SCILLC data sheets and/or specifications can and do vary in different applications and actual performance may vary over time. All operating parameters, including "Typicals" must be validated for each customer application by customer's technical experts. SCILLC does not convey any license under its patent rights nor the rights of others. SCILLC products are not designed, intended, or authorized for use as components in systems intended for surgical implant into the body, or other applications intended to support or sustain life, or for any other application in which the failure of the SCILLC product could create a situation where personal injury or death may occur. Should Buyer purchase or use SCILLC products for any such unintended or unauthorized application, Buyer shall indemnify and hold SCILLC and its officers, employees, subsidiaries, affiliates, and distributors harmless against all claims, costs, damages, and expenses, and reasonable attorney fees arising out of, directly or indirectly, any claim of personal injury or death associated with such unintended or unauthorized use, even if such claim alleges that SCILLC was negligent regarding the design or manufacture of the part. SCILLC is an Equal Opportunity/Affirmative Action Employer.

PUBLICATION ORDERING INFORMATION

NORTH AMERICA Literature Fulfillment:
 Literature Distribution Center for ON Semiconductor
 P.O. Box 5163, Denver, Colorado 80217 USA
Phone: 303-675-2175 or 800-344-3860 Toll Free USA/Canada
Fax: 303-675-2176 or 800-344-3867 Toll Free USA/Canada
Email: ONlit@hibbertco.com
Fax Response Line: 303-675-2167 or 800-344-3810 Toll Free USA/Canada

N. American Technical Support: 800-282-9855 Toll Free USA/Canada

EUROPE: LDC for ON Semiconductor – European Support
German Phone: (+1) 303-308-7140 (Mon-Fri 2:30pm to 7:00pm CET)
Email: ONlit-german@hibbertco.com
French Phone: (+1) 303-308-7141 (Mon-Fri 2:00pm to 7:00pm CET)
Email: ONlit-french@hibbertco.com
English Phone: (+1) 303-308-7142 (Mon-Fri 12:00pm to 5:00pm GMT)
Email: ONlit@hibbertco.com

EUROPEAN TOLL-FREE ACCESS*: 00-800-4422-3781
 *Available from Germany, France, Italy, England, Ireland

CENTRAL/SOUTH AMERICA:
Spanish Phone: 303-308-7143 (Mon-Fri 8:00am to 5:00pm MST)
Email: ONlit-spanish@hibbertco.com

ASIA/PACIFIC: LDC for ON Semiconductor – Asia Support
Phone: 303-675-2121 (Tue-Fri 9:00am to 1:00pm, Hong Kong Time)
Toll Free from Hong Kong & Singapore:
001-800-4422-3781
Email: ONlit-asia@hibbertco.com

JAPAN: ON Semiconductor, Japan Customer Focus Center
 4-32-1 Nishi-Gotanda, Shinagawa-ku, Tokyo, Japan 141-0031
Phone: 81-3-5740-2745
Email: r14525@onsemi.com

ON Semiconductor Website: <http://onsemi.com>

For additional information, please contact your local Sales Representative.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้