

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง
Electronic Ballast for High Pressure Sodium Lamp



โดย

นาย มรกต	สุตะวงศ์	รหัสประจำตัว 41014339
นาย มานพ	อิรพาณิชย์กุล	รหัสประจำตัว 41014341
นาย วรวัฒน์	ตั้งศรีอนุกุล	รหัสประจำตัว 41014364
นาย วินัย	พรพจน์รัตนะกุล	รหัสประจำตัว 41014389

อาจารย์ที่ปรึกษา

รศ.ศุติ

บรรจงจิตร

อ.เชาว์

ชมภูอินไหว

อ.วรภัตต์

ดีมเจริญ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2544

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน..... 45972
วัน, เดือน, ปี 26 ก.พ. 2546

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2544

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

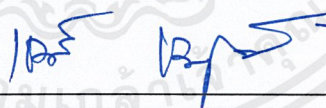
เรื่อง บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง

ผู้จัดทำ

1. นายมรกต สุตะวงศ์
2. นายมานพ ธิรพาณิชย์กุล
3. นายวรัฒน์ ตั้งศรีอนุกุล
4. นายวินัย พรพจน์รัตนกุล

อาจารย์ที่ปรึกษา

(รศ. ศุติ บรรจงจิตร)



อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. เชาวน์ ชมภูอินไหว)

อาจารย์ที่ปรึกษา

(อ. วรกัลป์ ลิ้มเจริญ)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง

นาย มรกต	สุตะวงศ์	
นาย มานพ	ถิรพานิชย์กุล	
นาย วรวัฒน์	ตั้งศรีอนุกุล	
นาย วินัย	พรพจน์รัตนะกุล	
รศ.ศุติ	บรรจงจิตร	อาจารย์ที่ปรึกษา
อ.เชาว์	ชมภูอิน ไหว	อาจารย์ที่ปรึกษา
อ.วรกัลป์	ลิ้มเจริญ	อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2544		

บทคัดย่อ

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ได้รับความสนใจเป็นอย่างสูงในปัจจุบัน เนื่องจากว่ามีข้อดีหลายประการ เช่น น้ำหนักเบา, ขนาดเล็ก และประสิทธิภาพสูง เมื่อเปรียบเทียบกับบัลลาสต์แกนเหล็กธรรมดา หลอดโซเดียมความดันสูง (High Pressure Sodium : HPS) ต้องการแรงดันไฟฟ้าในการจุดหลอดสูงกว่า 2,000 โวลต์ เพื่อจุดก๊าซระหว่างการสตาร์ท หลังจากที่ถูกจุดหลอดแล้ว กระแสที่ผ่านหลอดและแสงสว่างที่ได้จากหลอดจะเข้าสู่สถานะคงที่ สำหรับโครงการนี้เป็นารออกแบบและพัฒนาสร้างต้นแบบของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูง สำหรับหลอดโซเดียมความดันไอสูงขนาด 250 วัตต์ โดยมีวัตถุประสงค์จะให้มีความสูญเสีย(watt loss) ต่ำกว่าบัลลาสต์แกนเหล็ก มีค่าตัวประกอบกำลังไม่น้อยกว่า 0.85 รวมทั้งค่าความผิดเพี้ยนของกระแสและแรงดัน(THDi และ THDv) ไม่เกิน 30% ผลการทดสอบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ต้นแบบที่สร้างขึ้นได้ผลเป็นที่น่าพอใจ

Electronic Ballast for High Pressure Sodium Lamp

Mr.Morakot	Sutawong	
Mr.Manop	Tirapanitkul	
Mr.Warawat	Tangsrianugul	
Mr.Vinai	Pornpojratanakul	
Assoc.Prof. Sulee	Banjongjit	Advisor
Lecturer Chow	Chompoo-inwai	Advisor
Lecturer Waragul	Limcharearn	Advisor
2001		

Abstract

Electronic ballast received great attention in recent years because of their merits of light weight, small size, high efficiency, and long lamp life compared to conventional magnetic ballast. High Pressure Sodium (HPS) lamps require igniting voltage more than 2,000 volts to ionize the gas during the start and then appropriate lamp current for transition from glow discharge to a stable high-pressure arc. This project propose to design and improve the prototype of high frequency electronic ballast for 250 watt HPS lamp. Expect to decreased watt loss less than magnetic ballasts. With value of power factor more than 0.85 and %THD (Total Harmonic Distortion) less than 30%.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
สารบัญ	III
สารบัญรูป	VI
สารบัญตาราง	IX
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของโครงการ	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ	2
1.3 ขอบเขตของโครงการ	2
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับการทำโครงการ	2
1.5 เนื้อหาของปริิญาานิพนธ์	3
บทที่ 2 หลักการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูงและบัลลาสต์	4
2.1 หลอดโซเดียมความดันสูง	4
2.1.1 โครงสร้างของหลอด	4
2.1.2 หลักการทำงานเบื้องต้น	6
2.1.3 คุณสมบัติของหลอดโซเดียมความดันสูง	9
2.1.4 บัลลาสต์ของหลอดโซเดียมความดันสูง	9
2.1.5 คุณสมบัติการทำงาน	10
2.1.6 การจุดหลอด การอุ่นหลอดและการจุดหลอดอีกครั้ง	10
2.2 บัลลาสต์	11
2.2.1 ทฤษฎีบัลลาสต์ HID ชนิดแกนเหล็ก	11
2.2.2 หน้าที่ของบัลลาสต์	13
2.2.3 การเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของบัลลาสต์แบบแมกเนติกและแบบ อิเล็กทรอนิกส์	13
บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐาน	15
3.1 ส่วนประกอบที่สำคัญของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	15
3.1.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์ (Converter)	15
3.1.2 DC-AC Converter (Inverter)	17
3.1.3 วงจรฮาล์ฟบริดจ์ (Half Bridge Circuit)	18

3.1.4 Ignitor	19
3.2 ค่าเวลาเพื่อสำหรับการสวิตชิ่งในคอนเวอร์เตอร์	19
3.3 หลักการในการเลือกตัวสวิตชิ่งในคอนเวอร์เตอร์	20
3.3.1 ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	20
3.3.2 เพาเวอร์มอสเฟต	24
3.4 การคำนวณค่า THD และ PF	27
3.5 EMI Filter	29
3.6 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่เหมาะสมด้วยแกน EI	37
3.6.1 ข้อพิจารณาในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกน EI	39
3.6.2 สมการเงื่อนไข (Constrain Function)	40
3.6.3 หลักการออกแบบตัวเหนี่ยวนำโดยทั่วไป	40
3.6.4 การออกแบบ Inductor โดยทั่วไป	42
3.7 คุณสมบัติและประสิทธิภาพการทำงาน	44
บทที่ 4 การออกแบบวงจรที่ใช้ในการทดลอง	47
4.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์ (AC-DC Converter)	47
4.2 วงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง	49
4.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ (Half Bridge Inverter)	51
4.4 วงจรสร้างสัญญาณขับเกต (Gate Driver Circuit)	52
4.5 วงจรกรองสำหรับความถี่สูง (Passive Filter for High Frequency)	54
4.6 วงจรจุดหลอด (Ignitor)	54
4.7 EMI Filter (Electromagnetic Interference Filter)	55
4.8 วงจรรวมและลายวงจร	56
บทที่ 5 ผลการทดลอง	59
5.1 การวัดค่าแรงดัน, กระแสและกำลังไฟฟ้าของบัลลาสต์แมกเนติก	59
5.1.1 บัลลาสต์แมกเนติกที่ต่อตัวเก็บประจุเพื่อชดเชยค่าตัวประกอบกำลัง- ไฟฟ้า	61
5.1.2 บัลลาสต์แมกเนติกที่ไม่ได้ต่อตัวเก็บประจุเพื่อชดเชยค่าตัวประกอบ- กำลังไฟฟ้า	68
5.2 การวัดค่าแรงดัน, กระแสและกำลังไฟฟ้าของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	73
5.2.1 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบใช้วงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง	75
5.2.1.1 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบมีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบ- กำลังชนิดที่มีชุด EMI Filter (แบบที่ 1)	77

5.2.1.2	บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบมีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบ- กำลังชนิดที่ไม่มีชุด EMI Filter (แบบที่ 2)	83
5.2.2	บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์โดยปราศจากวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง	89
5.2.2.1	บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบไม่มีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบ- กำลังชนิดที่มีชุด EMI Filter (แบบที่ 3)	89
5.2.2.2	บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ แบบไม่มีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบ- กำลังชนิดที่ไม่มีชุด EMI Filter (แบบที่ 4)	95
บทที่ 6	บทสรุปและวิจารณ์	103
ภาคผนวก ก		
ภาคผนวก ข		
ภาคผนวก ค		
ภาคผนวก ง		
ภาคผนวก จ		
กิตติกรรมประกาศ		199
เอกสารอ้างอิง		200



สารบัญรูป

	หน้า
รูปที่ 2.1 โครงสร้างของหลอดโซเดียมความดันสูง	5
รูปที่ 2.2 การต่อขั้วอิเล็กโทรม	6
รูปที่ 2.3 การกระจายแสงตามแถบสเปกตรัมของหลอดโซเดียมความดันสูง	8
รูปที่ 2.4 บัลลาสต์ชนิดเหนี่ยวนำ	11
รูปที่ 2.5 บัลลาสต์ชนิด LAG	11
รูปที่ 2.6 บัลลาสต์ชนิดแยกขดปฐมภูมิกับทุติยภูมิ	12
รูปที่ 2.7 บัลลาสต์ชนิดเหนี่ยวนำอัตโนมัติ	12
รูปที่ 3.1 วงจรพื้นฐานฮาร์ฟบริดจ์	18
รูปที่ 3.2 การห้วงของเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เนื่องจากการประจุสะสมเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสพร้อมกัน	20
รูปที่ 3.3 การกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_b ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	20
รูปที่ 3.4 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เมื่อเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแส	22
รูปที่ 3.5 ตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่างๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต	26
รูปที่ 3.6 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส	27
รูปที่ 3.7 วงจรจำลองการคำนวณการเกิด Insertion Loss	29
รูปที่ 3.8 กราฟแสดงการเกิด Insertion Loss และ Attenuation	30
รูปที่ 3.9 วงจร π Filter และวงจร Multiple π Filter	31
รูปที่ 3.10 วงจร T Filter และวงจร Multiple T Filter	32
รูปที่ 3.11 วงจร L Filter และวงจร Multiple L Filter	34
รูปที่ 3.12 วงจร Commercial filter with Z and feedthrough และวงจร Commercial filter with capacitors to ground.	36
รูปที่ 3.13 E-I core configuration	37
รูปที่ 3.14 Magnetic circuit	38
รูปที่ 4.1 Block Diagram แสดงส่วนประกอบของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	47
รูปที่ 4.2 วงจร AC-DC Converter	48
รูปที่ 4.3 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์	49

รูปที่ 4.4	สัญญาณแรงดันและกระแสเมื่อไม่มีและมีวงจรถักไขค่าตัวประกอบกำลัง	50
รูปที่ 4.5	วงจร Feedback Control	50
รูปที่ 4.6	วงจร Half Bridge Inverter	51
รูปที่ 4.7	วงจรสร้างสัญญาณขับเคลื่อน (Gate Driver Circuit)	53
รูปที่ 4.8	วงจร Passive Filter for High Frequency	54
รูปที่ 4.9	วงจรจุดหลอด (Ignitor)	55
รูปที่ 4.10	วงจรกรอง L-C แบบต่อวาริสเตอร์ก่อนหน้าไดโอดบริดจ์	56
รูปที่ 4.11	วงจรรวม	56
รูปที่ 4.12	ลายวงจรทั้งหมด	57
รูปที่ 4.13	ลายวงจรเฉพาะด้านล่าง	57
รูปที่ 4.14	ลายวงจรเฉพาะด้านบน	58
รูปที่ 4.15	ตำแหน่งการลงอุปกรณ์ในแผ่นวงจร	58
รูปที่ 5.1	การวัดค่าแรงดันที่ Ignitor เมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์	60
รูปที่ 5.2	แรงดันจุดหลอดจาก Ignitor เมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์	60
รูปที่ 5.3	การวัดค่าแรงดันและกระแสที่บัลลาสต์แมกเนติก	61
รูปที่ 5.4	แรงดันตกคร่อมบัลลาสต์แมกเนติก	61
รูปที่ 5.5	กระแสที่ไหลผ่านบัลลาสต์แมกเนติก	62
รูปที่ 5.6	กำลังไฟฟ้าที่บัลลาสต์แมกเนติก	62
รูปที่ 5.7	การวัดค่าแรงดันและกระแสที่หลอดเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์	63
รูปที่ 5.8	แรงดันตกคร่อมหลอดเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์	63
รูปที่ 5.9	กระแสที่ไหลผ่านหลอดเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์	64
รูปที่ 5.10	กำลังไฟฟ้าที่หลอดเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์	64
รูปที่ 5.11	การวัดค่าแรงดันและกระแสของระบบเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์	65
รูปที่ 5.12	แรงดันตกคร่อมระบบเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์	65
รูปที่ 5.13	กระแสที่ไหลผ่านระบบเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์	66
รูปที่ 5.14	กำลังไฟฟ้าของระบบเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์	66
รูปที่ 5.15	แรงดันและกระแสของระบบเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์	67
รูปที่ 5.16	การแปลง FFT ของกระแสเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์	67
รูปที่ 5.17	แรงดันตกคร่อมบัลลาสต์แมกเนติก (ไม่ใช่ตัวเก็บประจุ)	68
รูปที่ 5.18	กระแสที่ไหลผ่านบัลลาสต์แมกเนติก (ไม่ใช่ตัวเก็บประจุ)	68
รูปที่ 5.19	กำลังไฟฟ้าที่บัลลาสต์แมกเนติก (ไม่ใช่ตัวเก็บประจุ)	69

รูปที่ 5.20 แรงดันตกคร่อมหลอดเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์ (ไม่ใส่ตัวเก็บประจุ)	69
รูปที่ 5.21 กระแสที่ไหลผ่านหลอดเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์ (ไม่ใส่ตัวเก็บประจุ)	70
รูปที่ 5.22 กำลังไฟฟ้าที่ไหลผ่านหลอดเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์ (ไม่ใส่ตัวเก็บประจุ)	70
รูปที่ 5.23 แรงดันตกคร่อมระบบเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์ (ไม่ใส่ตัวเก็บประจุ)	71
รูปที่ 5.24 กระแสที่ไหลผ่านระบบเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์ (ไม่ใส่ตัวเก็บประจุ)	71
รูปที่ 5.25 กำลังไฟฟ้าของระบบเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์ (ไม่ใส่ตัวเก็บประจุ)	72
รูปที่ 5.26 แรงดันและกระแสของระบบเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์ (ไม่ใส่ตัวเก็บประจุ)	72
รูปที่ 5.27 การแปลง FFT ของกระแสเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์ (ไม่ใส่ตัวเก็บประจุ)	73
รูปที่ 5.28 แรงดันจุดหลอดของวงจรจุดหลอด	75
รูปที่ 5.29 แรงดันของสัญญาณยับยั้งในวงจรอินเวอร์เตอร์	75
รูปที่ 5.30 การวัดค่าแรงดันของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง	76
รูปที่ 5.31 แรงดันของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง	76
รูปที่ 5.32 การวัดค่าแรงดันและกระแสที่หลอด	77
รูปที่ 5.33 ค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่หลอด (แบบที่ 1)	77
รูปที่ 5.34 แรงดันตกคร่อมหลอด (แบบที่ 1)	78
รูปที่ 5.35 กระแสที่ไหลผ่านหลอด (แบบที่ 1)	78
รูปที่ 5.36 กำลังไฟฟ้าที่หลอด (แบบที่ 1)	79
รูปที่ 5.37 การวัดค่าแรงดันและกระแสของระบบ	79
รูปที่ 5.38 ค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าของระบบ (แบบที่ 1)	80
รูปที่ 5.39 แรงดันตกคร่อมระบบ (แบบที่ 1)	80
รูปที่ 5.40 กระแสที่ไหลผ่านระบบ (แบบที่ 1)	81
รูปที่ 5.41 กำลังไฟฟ้าของระบบ (แบบที่ 1)	81
รูปที่ 5.42 แรงดันและกระแสของระบบ (แบบที่ 1)	82
รูปที่ 5.43 การแปลง FFT ของกระแส (แบบที่ 1)	82
รูปที่ 5.44 ค่าฮาร์โมนิกส์ต่างๆ ของแรงดันและกระแส (แบบที่ 1)	83
รูปที่ 5.45 ค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่หลอด (แบบที่ 2)	83
รูปที่ 5.46 แรงดันตกคร่อมที่หลอด (แบบที่ 2)	84
รูปที่ 5.47 กระแสที่ไหลผ่านหลอด (แบบที่ 2)	84
รูปที่ 5.48 กำลังไฟฟ้าที่หลอด (แบบที่ 2)	85
รูปที่ 5.49 ค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าของระบบ (แบบที่ 2)	85
รูปที่ 5.50 แรงดันตกคร่อมระบบ (แบบที่ 2)	86
รูปที่ 5.51 กระแสที่ไหลผ่านระบบ (แบบที่ 2)	86

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 5.52 กำลังไฟฟ้าของระบบ (แบบที่ 2)	87
รูปที่ 5.53 แรงดันและกระแสของระบบ (แบบที่ 2)	87
รูปที่ 5.54 การแปลง FFT ของกระแส (แบบที่ 2)	88
รูปที่ 5.55 ค่าฮาร์โมนิกต่างๆ ของแรงดันและกระแส (แบบที่ 2)	88
รูปที่ 5.56 ค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่โหลด (แบบที่ 3)	89
รูปที่ 5.57 แรงดันที่ตกคร่อมโหลด (แบบที่ 3)	90
รูปที่ 5.58 กระแสที่ไหลผ่านโหลด (แบบที่ 3)	90
รูปที่ 5.59 กำลังไฟฟ้าที่โหลด (แบบที่ 3)	91
รูปที่ 5.60 ค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าของระบบ (แบบที่ 3)	91
รูปที่ 5.61 แรงดันที่ตกคร่อมระบบ (แบบที่ 3)	92
รูปที่ 5.62 กระแสที่ไหลผ่านระบบ (แบบที่ 3)	92
รูปที่ 5.63 กำลังไฟฟ้าของระบบ (แบบที่ 3)	93
รูปที่ 5.64 แรงดันและกระแสของระบบ (แบบที่ 3)	93
รูปที่ 5.65 การแปลง FFT ของกระแส (แบบที่ 3)	94
รูปที่ 5.66 ค่าฮาร์โมนิกส์ต่างๆ ของแรงดันและกระแส (แบบที่ 3)	94
รูปที่ 5.67 ค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าของโหลด (แบบที่ 4)	95
รูปที่ 5.68 แรงดันตกคร่อมโหลด (แบบที่ 4)	95
รูปที่ 5.69 กระแสที่ไหลผ่านโหลด (แบบที่ 4)	96
รูปที่ 5.70 กำลังไฟฟ้าที่โหลด (แบบที่ 4)	96
รูปที่ 5.71 ค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าของระบบ (แบบที่ 4)	97
รูปที่ 5.72 แรงดันตกคร่อมระบบ (แบบที่ 4)	97
รูปที่ 5.73 กระแสที่ไหลผ่านระบบ (แบบที่ 4)	98
รูปที่ 5.74 กำลังไฟฟ้าของระบบ (แบบที่ 4)	98
รูปที่ 5.75 แรงดันและกระแสของระบบ (แบบที่ 4)	99
รูปที่ 5.76 การแปลง FFT ของกระแส (แบบที่ 4)	99
รูปที่ 5.77 ค่าฮาร์โมนิกต่างๆ ของแรงดันและกระแส (แบบที่ 4)	100

สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1 ค่าทางแสงของหลอดโซเดียมความดันสูง	9
ตารางที่ 2.2 กำลังการสูญเสียในบัลลาสต์ของหลอดโซเดียมความดันสูง	13
ตารางที่ 2.3 การเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของบัลลาสต์แบบแมกเนติกและแบบอิเล็กทรอนิกส์	13
ตารางที่ 3.1 การเปรียบเทียบ ๓ สมบัติการใช้งานของอุปกรณ์ต่างๆ	23
ตารางที่ 3.2 ลักษณะเฉพาะของแกนแม่เหล็กไฟฟ้า	39
ตารางที่ 5.1 ผลการบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าจาก Oscilloscope	100
ตารางที่ 5.2 ผลการบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าจาก Power Analyzer	101
ตารางที่ 5.3 ผลการบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าจาก Power Meter	101
ตารางที่ 5.4 ผลการบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าจาก Gonio Photometer	102



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของโครงการ

ในปัจจุบันนี้ประเทศต่าง ๆ ทั่วโลก รวมทั้งประเทศไทย ได้มีการรณรงค์ให้ประหยัด พลังงานกันมากขึ้น เพื่อให้ใช้ทรัพยากรธรรมชาติที่มีอยู่อย่างจำกัดและใกล้จะหมดไปให้คุ้มค่าที่สุด และมิให้พลังงานใช้ยาวนานต่อไปในอนาคต ดังนั้นจึงมีการพัฒนาเทคโนโลยีด้านต่างๆ มากขึ้นเพื่อช่วยในการประหยัดพลังงานสูงสุด โดยเฉพาะอย่างยิ่งเทคโนโลยีทางพลังงานไฟฟ้าและแสงสว่าง ซึ่งมีความจำเป็นต่อสังคมมนุษย์ในปัจจุบันมาก อาทิ เทคโนโลยีด้านอิเล็กทรอนิกส์ที่ช่วย ประหยัดพลังงานด้านแสงสว่าง ปัจจุบันการใช้บัลลาสต์แบบแกนเหล็ก (บัลลาสต์แมกเนติก) จากการศึกษาพบว่าก่อให้เกิดการสูญเสียพลังงานสูงในตัวบัลลาสต์ เนื่องจากบัลลาสต์ชนิดนี้มีประสิทธิภาพต่ำ มีค่าตัวประกอบกำลัง (power factor) ต่ำ เป็นผลให้ค่ากระแสที่ใช้สูงเกินความต้องการของหลอด เกิดผลสโตรโบสโคปิก (stroboscopic) จากการทำงานที่ความถี่ต่ำ ทำให้เห็นภาพวัตถุเบลอ ส่งผลให้สายตาฝ้าได้ และช่วงสตาร์ทของหลอดเกิดการกระพริบ ทำให้สารที่เคลือบขั้วหลอดที่ทำหน้าที่จ่ายอิเล็กตรอน (electron) หลุดหายไปมากเกินไป (ขึ้นอยู่กับจำนวนครั้งของการกระพริบ) ส่งผลให้อายุการใช้งานของหลอดสั้นลง ดังนั้นจึงมีการพัฒนาใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เพื่อช่วยลดความสูญเสียดังกล่าว เนื่องจากบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ใช้แหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าความถี่สูง จึงทำให้สามารถใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาดเล็กลงได้ (ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ $X_L = 2\pi fL$) ส่งผลให้ค่าเหนี่ยวนำลดลงได้ ทำให้ความสูญเสียลดลงด้วย

แต่ในปัจจุบันบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีการใช้งานแพร่หลายเพียงกับหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ใช้งานทั่วไป ยังไม่รวมถึงการใช้งานด้านอุตสาหกรรม และการใช้กับหลอดที่มีกำลังสูงๆ เช่น หลอดไฟถนน หลอดไฟสนามกีฬา เป็นต้น ตามแนวความคิดนี้จึงต้องการศึกษา คิดค้นและพัฒนาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดที่มีการใช้กำลังสูงๆ เพื่อนำเทคโนโลยีที่ได้เรียนรู้มาพัฒนาประเทศให้ก้าวหน้าทัดเทียมกับนานาประเทศ

โดยทั่วไปส่วนใหญ่ในการเลือกใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เราจะคำนึงถึงค่าตัวประกอบกำลัง (power factor) และ เปอร์เซนต์ความผิดเพี้ยนของสัญญาณกระแสอินพุท (THDi) แต่สิ่งหนึ่งที่เราไม่สามารถมองข้ามได้คือ การนำเอาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ไปใช้งานในสถานะต่างๆ เช่น ถ้าเป็นการใช้ในโรงงานอุตสาหกรรมนั้นก็ควรจะคำนึงถึง การเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้า ไฟฟ้าตก ไฟฟ้าเกิน และการกระชากของแรงดันไฟฟ้า เป็นต้น จากเหตุผลข้างต้นมีความจำเป็นที่จะต้องทำการศึกษาถึงชนิดและการทำงานของมันอย่างละเอียด เพราะบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แต่ละชนิด

นั้นจะมีคุณสมบัติและขอบเขตของการใช้งานแตกต่างกัน การเลือกใช้บัลลาสต์ให้ถูกต้องกับการใช้งานจะนำไปสู่การประหยัดอย่างแท้จริง

สำหรับการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังและค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุทของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์นั้น ค่าตัวประกอบกำลังจะไม่ต่ำกว่า 0.85 และค่าผิดเพี้ยนของกระแสอินพุทจะไม่เกิน 30 % โดยใช้จุดหลอดโซเดียมความดันสูง (High pressure sodium lamps: HPS) ขนาด 250 วัตต์ ที่มีกระแสไหลผ่านหลอดประมาณ 3 แอมป์ (A) และแรงดันตกคร่อมหลอดประมาณ 100 โวลต์ (V) จากคุณสมบัติของหลอดตามข้อมูลมาตรฐาน

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

- 1) เพื่อศึกษา ทดลอง และออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 250 วัตต์ โดยนำมาใช้แทนบัลลาสต์แมกเนติกที่ใช้อยู่อย่างแพร่หลายในปัจจุบัน
- 2) ศึกษาและสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ (inverter), วงจรจุดหลอด (ignitor), วงจรปรับปรุ ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power Factor Corrector : PFC) และ EMI Filter ที่สามารถใช้งานร่วมกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 250 วัตต์ ได้จริงอย่างมีประสิทธิภาพ
- 3) จัดทำโครงสร้างของตัวบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ โดยเน้นถึงน้ำหนักที่เบาและขนาดที่เล็กกระทัดรัดของตัวบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

1.3 ขอบเขตของโครงการ

โครงการนี้เป็นการสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 250 วัตต์ โดยมีการรวมวงจรจุดหลอด (ignitor), วงจรปรับปรุค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power Factor Corrector : PFC) และ EMI Filter เข้ารวมอยู่ในตัวเดียวกันเรียบริ้อย รวมทั้งได้แก้ไขค่าตัวประกอบกำลังและค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุทของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ดังนี้คือ ค่าตัวประกอบกำลังจะไม่ต่ำกว่า 0.85 และค่าผิดเพี้ยนของกระแสอินพุทจะไม่เกิน 30 % ตามมาตรฐาน

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับจากการทำโครงการ

ใช้เป็นบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ต้นแบบสำหรับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 250 วัตต์ เพื่อนำไปปรับปรุง พัฒนาและใช้งานแทนบัลลาสต์แมกเนติกได้จริงอย่างมีประสิทธิภาพและแพร่หลายต่อไป

1.5 เนื้อหาของปฏิญญานิพนธ์

รายละเอียดเนื้อหาต่างๆ ของปฏิญญานิพนธ์ฉบับนี้ประกอบไปด้วย

บทที่ 2 กล่าวถึง หลอดโซเดียมความดันสูง และบัลลาสต์ เกี่ยวกับหลักการทำงานเบื้องต้น คุณสมบัติ รวมถึงเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของบัลลาสต์แมกเนติกและบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

บทที่ 3 กล่าวถึง ทฤษฎีพื้นฐาน ได้แก่ ส่วนประกอบหลักของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์, การเลือกใช้ตัวสวิตซ์, เวลาในการสลับการทำงานของตัวสวิตซ์รวมถึงหน้าที่ของตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (Blocking Capacitor), การคำนวณค่า T.H.D. (Total Harmonic Distortion) และ P.F. (Power Factor), EMI Filter และ คุณสมบัติและประสิทธิภาพการทำงาน เป็นต้น โดยจะเน้นการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้งานคอนเวอร์เตอร์แบบ Half-Bridge

บทที่ 4 กล่าวถึง การออกแบบวงจรที่ใช้ในการทดลอง โดยจะแสดง Block Diagram โดยรวม รายละเอียดของวงจรทุกส่วนของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในการทำโครงงาน ไม่ว่าจะเป็น วงจรคอนเวอร์เตอร์ (AC-DC Converter), วงจรกำลังของบูสท์คอนเวอร์เตอร์, วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ (Half Bridge Inverter), วงจรกรองสำหรับความถี่สูง (Passive Filter for High Frequency), วงจรควบคุม (Control Circuit), วงจรจุดหลอด (Ignitor), EMI Filter (Electromagnetic Interference Filter), วงจรรวมและลายวงจร

บทที่ 5 กล่าวถึง การทดลองและผลการทดลอง โดยได้แสดงค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของบัลลาสต์แมกเนติกและบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เมื่อใช้กับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 250 วัตต์

บทที่ 6 กล่าวถึง บทสรุปและวิจารณ์ เป็นการสรุปผลการทดลองต่างๆ ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 250 วัตต์ที่สร้างขึ้น รวมทั้งได้กล่าวถึงแนวทางในการพัฒนาและดำเนินงานต่อไป

ภาคผนวก กล่าวถึง รูปวงจรและลายวงจรขนาดเท่าของจริงที่สมบูรณ์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 250 วัตต์ และรายการอุปกรณ์ต่างๆ ที่นำมาใช้ในการสร้างอิเล็กทรอนิกส์บัลลาสต์ รวมถึงข้อมูลเฉพาะของอุปกรณ์ที่สำคัญบางตัว

บทที่ 2

หลักการทางานของหลอดโซเดียมความดันสูงและบัลลาสต์

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลอดโซเดียมความดันสูง และบัลลาสต์ เกี่ยวกับหลักการทางานเบื้องต้น คุณสมบัติ รวมถึงเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของบัลลาสต์แมกเนติกและบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

2.1 หลอดโซเดียมความดันสูง

หลอดโซเดียมความดันสูง(High Pressure Sodium) จัดได้ว่าเป็นหลอดไฟชนิดหนึ่งที่อยู่ในตระกูลของหลอด High Intensity Discharge lamp หรือเรียกสั้นๆว่า HID lamp ซึ่งยังมีหลอดอีก 2 ประเภทที่อยู่ในตระกูลนี้นั้นก็คือ หลอดไอปรอท (Mercury vapor) และหลอด Metal halide หลอดชนิดนี้มีขนาดและรูปร่างเหมือนกับหลอดแสงจันทร์ สามารถใช้แทนกันได้ในโคมเดียวกัน

หลักการให้แสงสว่างของหลอดในตระกูลนี้ก็คือ การที่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านระหว่างอิเล็กโทรด 2 ขั้วที่อยู่ห่างจากกันซึ่งก็เป็นหลักการที่คล้ายคลึงกับหลักการทางานของหลอดฟลูออเรสเซนต์นั่นเอง แต่อิเล็กโทรดของหลอด HID จะอยู่ห่างจากกันเพียงไม่กี่นิ้ว โดยอยู่ที่แต่ละด้านของกระบอกอาร์คทิว(arc tube) ที่มีขนาดเล็กและจะมีลักษณะใสหรือขุ่นตามแต่ชนิดของหลอด

อาร์คทิวนี้จะปิดสนิทและถูกบรรจุไว้ในหลอดแก้วที่ห่อหุ้มเป็นเปลือกภายนอกอีกทีหนึ่ง ตัวเปลือกนี้จะทำหน้าที่แยกอาร์คทิวออกจากอากาศภายนอก โดยดูอากาศที่บรรจุอยู่ระหว่างอาร์คทิวกับตัวหลอดแก้วภายนอกออก และบรรจุแก๊สพิเศษบางชนิดเข้าไป เพื่อลดการเกิดออกซิเดชันของพวกโลหะตัวนำต่างๆ ป้องกันอาร์คทิวจากสภาพแวดล้อมต่างๆ เช่น อุณหภูมิที่สูงหรือต่ำจนเกินไป และยังเป็นสื่อกลางในการกรองการแผ่รังสีอัลตราไวโอเล็ตที่มีความยาวคลื่นบางช่วงออกไป หรือสำหรับหลอดบางชนิดเปลือกในของหลอดแก้วจะเคลือบสารฟอสฟออร์เพื่อปรับปรุงคุณภาพแสงที่ออกมาให้ดียิ่งขึ้นอีกด้วย

การที่หลอดในตระกูล HID ได้รับความนิยมและถูกนำมาใช้งานประเภทต่างๆ เนื่องจากหลอดในตระกูลนี้มีประสิทธิภาพในการให้แสงสว่าง (จำนวนลูเมนต่อวัตต์สูงกว่าหลอดชนิดอื่นๆ) จึงทำให้ประหยัดค่ากระแสไฟฟ้าที่ใช้กับระบบไฟฟ้าแสงสว่างได้มาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งอาคารที่มีพื้นที่กว้างหรือมีความสูงมากๆ เช่น โรงงานต่างๆ

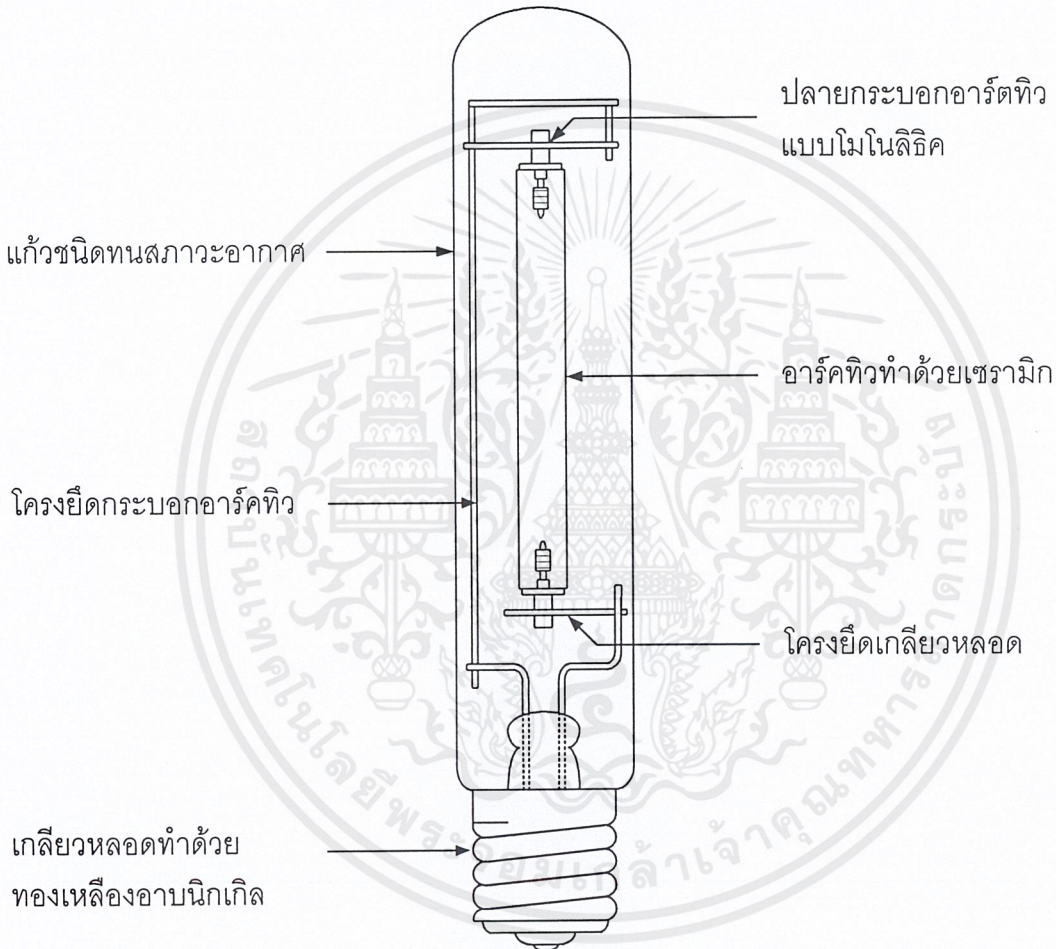
2.1.1 โครงสร้างของหลอด

โครงสร้างของหลอดโซเดียมความดันสูงจะปรากฏดังในรูปที่ 2.1 โดยจะมีส่วนที่ทำหน้าที่เป็นกระบอกอยู่ 2 ส่วนคือ ส่วนในเป็นอาร์คทิวและส่วนนอกจะเป็นเปลือกให้แก่กระบอกส่วนในภายในอาร์คทิวนี้จะมีขั้วอิเล็กโทรด และสารผสมของโซเดียมและปรอทรวมทั้งมีแก๊สเฉนอนอยู่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นจำนวนน้อย เปลือกนอกที่ทำหน้าที่ป้องกันอาร์คที่วุ้นนั้น จะทำด้วยแก้วชนิดพิเศษ (Poly silicate glass) อากาศที่อยู่ในเปลือกหลอดแก้วจะถูกสูบออกมา เพื่อป้องกันมิให้เกิดปฏิกิริยาทางเคมีของโลหะที่ต่ออยู่กับอาร์คที่วุ้นกับอากาศภายนอกและควบคุมอุณหภูมิของอาร์คที่วุ้นให้สม่ำเสมอโดยการทำให้ไม่มีอากาศจากภายนอกเข้าไปเกิดการพาความร้อน หรือการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิได้

ตัวอาร์คที่วุ้นของหลอดโซเดียมความดันสูงเองจะมีลักษณะเรียวยาวสร้างจากสารเซรามิกที่มีชื่อว่า Polycrystalling Aluminium Oxide ดังที่กล่าวมาแล้ว

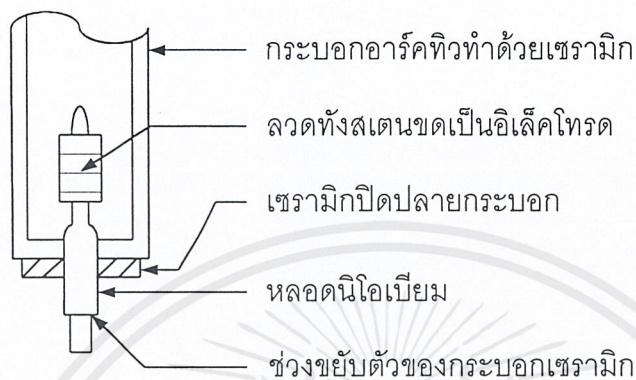


รูปที่ 2.1 โครงสร้างของหลอดโซเดียมความดันสูง

ส่วนสำคัญที่สุดของอาร์คที่วุ้นที่ทำด้วยสารเซรามิกคือ ที่ส่วนปลายถ้าเป็นหลอดที่มีคุณภาพดีจะใช้สารเซรามิกชนิดเดียวกับที่ทำด้วยอาร์คที่วุ้น เพราะเซรามิกมีคุณสมบัติในการขยายตัวในลักษณะเดียวกับอาร์คที่วุ้นซึ่งดีกว่าการใช้โลหะเปิดที่ปลาย เนื่องจากการขยายตัวของอาร์คที่วุ้นและโลหะที่เปิดปลายไม่เท่ากัน ส่วนการต่อขั้วอิเล็กโทรดนั้น จะใช้ท่อที่ทำด้วยโลหะนิโอเบียม (niobium) ที่สอดผ่านสารเซรามิก ที่ปิดหัวท้ายของกระบอกอาร์คที่วุ้น เพื่อต่อวงจรไฟฟ้าเข้ากับขั้ว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อิเล็กโทรมด(ดั่งรูป 2.2) บริเวณที่มีโลหะสอดเข้าไปในกระบอกอาร์คทิวนี้จะเป็นบริเวณที่เกิดการสูญเสียสารโซเดียมมากที่สุด ดังนั้นการที่สามารถกำจัดแผ่นโลหะที่ครอบหัวท้ายของกระบอกอาร์คทิวไปได้ จึงช่วยลดการสูญเสียโซเดียมจึงทำให้ค่าแรงดันไฟฟ้าของหลอดไม่เพิ่มสูงขึ้น และทำให้หลอดมีอายุการใช้งานสูงขึ้น



รูปที่ 2.2 การต่อขั้วอิเล็กโทรมด

แต่ก็มีผู้ผลิตบางรายที่ได้วางสารผสมของโซเดียมและปรอทนี้ไว้ภายในอาร์คทิวในจุดที่มีอุณหภูมิต่ำสุด ซึ่งปกติแล้วจะอยู่หลังขั้วอิเล็กโทรมดแตกต่างไปจากหลอดที่ใช้วิธีการเก็บสารผสมไว้ภายนอกเพราะหลอดที่เก็บสารผสมไว้ภายในอาร์คทิวจะสามารถติดตั้งในตำแหน่งใดก็ได้

2.1.2 หลักการทำงานเบื้องต้น

หลักการทำงานของหลอดโซเดียมความดันสูงก็คือ ผ่านกระแสไฟฟ้าเข้าไปในไอระเหยของโซเดียม(sodium vapor) ที่มีความดันภายใต้อุณหภูมิสูง ซึ่งฟังก์ชันก็เป็นหลักการที่ง่าย แต่ในทางปฏิบัติ ไอของโซเดียมยังมีอุณหภูมิสูงก็ยังมีอำนาจการกัดกร่อนที่รุนแรงมาก วัสดุที่จะนำมาบรรจุไอของโซเดียมนี้ มีรากฐานมาจากนักวิทยาศาสตร์ที่ทำงานค้นคว้าด้านอวกาศ ซึ่งกำลังแสวงหาวัสดุที่ใช้ป้องกันยานอวกาศจากความร้อนที่เกิดการเสียดสีกับบรรยากาศของโลก ในขณะที่ยานอวกาศนั้นกำลังกลับสู่โลก จากการค้นคว้านี้เองได้พัฒนาสารเซรามิกที่มีความบริสุทธิ์สูงมีความทนทานต่อความร้อนและยังสามารถปล่อยให้แสงลอดผ่านออกมาได้ ห้องทดลองค้นคว้าด้านไฟฟ้าแสงสว่างจึงเอาสารเซรามิกนี้มาค้นคว้าวิจัยต่อจนปรากฏเป็นสารเซรามิกใหม่ที่มีชื่อว่า Polycrystalline Aluminium Oxide ซึ่งถูกนำไปใช้เป็นกระบอกสำหรับบรรจุไอปรอทที่ใช้กับหลอดโซเดียมความดันสูง

การที่ไอของโซเดียมสามารถให้แสงออกมาได้เกิดจากลำของไอออนที่เกิดขึ้นจากกระแสไฟฟ้าที่ไหลจากขั้วหนึ่งไปยังอีกขั้วหนึ่งนั้นชนกับอะตอมของโซเดียม และทำให้อิเล็กตรอนของ

อนุภาคโซเดียมกระเด็นหลุดออกจากวงโคจรปกติไปสู่วงโคจรที่มีสถานะสูงขึ้น อิเล็กตรอนเหล่านี้จะพยายามกลับสู่วงโคจรเดิม โดยจะคายพลังงานส่วนเกินที่ได้รับนั้นออกมาในรูปของการแผ่รังสี ความยาวคลื่นของการแผ่รังสีจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของไอโซเดียม ซึ่งเมื่ออุณหภูมิและความดันเพิ่มขึ้น การแผ่รังสีดังกล่าวนี้จะก่อให้เกิดคลื่นแสงที่ครอบคลุมสเปกตรัมของแสงเป็นช่วงกว้าง

ในทางปฏิบัตินั้น จะมีการผสมไอของปรอทเข้ากับไอของโซเดียม เพื่อทำหน้าที่ควบคุมสีและควบคุมระดับความดันไฟฟ้า นอกจากนั้นยังมีแก๊สเฉนอนอีกส่วนหนึ่ง ที่มีปริมาณเล็กน้อยบรรจุในกระบอกอาร์คทิวเพื่อช่วยนำกระแสในคอนตัน เนื่องจากอาร์คทิวมีลักษณะเป็นกระบอกขนาดเล็กและยาวเพื่อประสิทธิภาพในการให้แสงสว่างและ เนื่องจากมีขั้วอิเล็กโทรดอยู่กันคนละข้างของกระบอกอาร์คทิวจึงต้องการค่าแรงดันไฟฟ้าที่สูงพอสมควรสำหรับการจุดหลอดให้ติด จึงต้องมีวงจรสตาร์ทเป็นพิเศษในบัลลาสต์ เพื่อสร้างค่าแรงดันไฟฟ้าสูงเป็นช่วง ๆ (High Voltage Pulse) ทุกช่วงคลื่นหรือครั้งคลื่น ซึ่งแรงดันเป็นช่วงๆ นี้จะต้องมีแอมพลิฟายด์ และช่วงเวลาที่นานพอสำหรับการทำให้เกิดแก๊สเฉนอนเกิดการไอออนไนซ์และจุดหลอดติดต่อไป

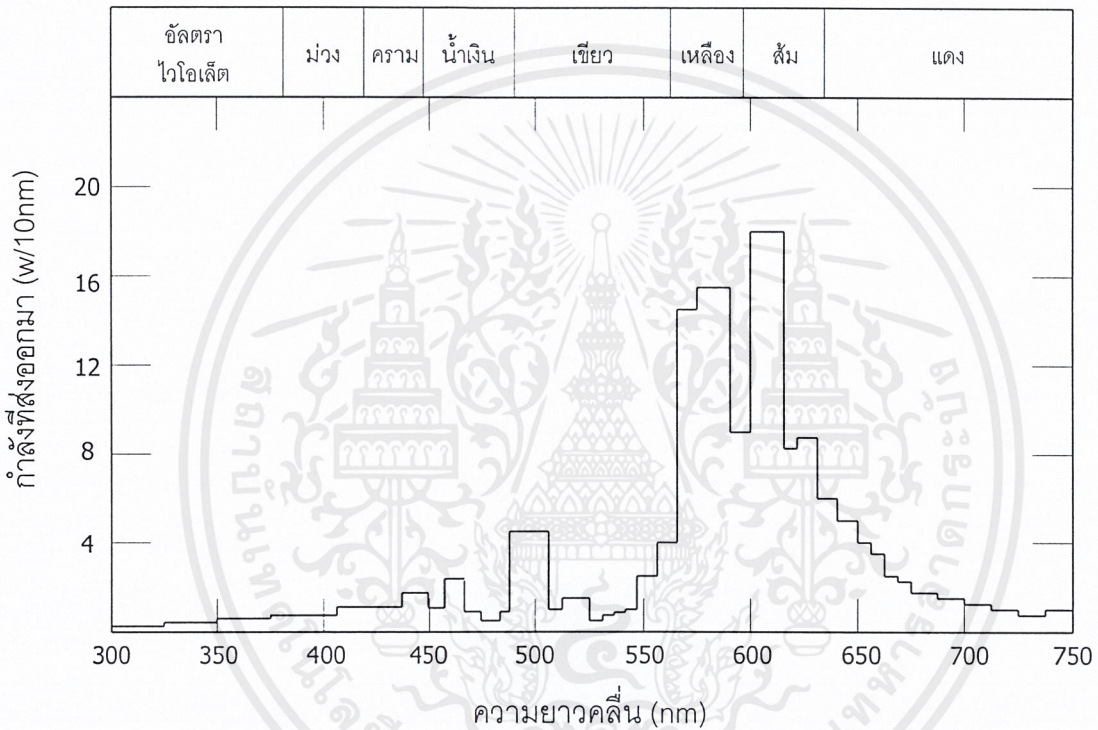
บัลลาสต์ยังจะต้องทำหน้าที่อื่นๆ ตามปกติด้วย เช่น จะต้องคงรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าเพื่อให้มีอาร์คเกิดขึ้นในอาร์คทิวตลอดไป นอกจากนั้น ยังจะต้องจำกัดค่ากระแสหลอด และต้องควบคุมวัตต์ของหลอด ซึ่งจะขึ้นอยู่กับหลอดเองและค่าแรงดันไฟฟ้าด้วย ภายในกระบอกอาร์คทิวจริง ๆ แล้ว จะมีโซเดียมส่วนเกินที่จะอยู่ในรูปของส่วนผสมกับปรอท ทั้งนี้เพื่อให้สารผสมดังกล่าว ระเหยไปเป็นไอทดแทนไอของโซเดียม และไอของปรอทที่สูญเสียไประหว่างการใช้งาน จึงได้ผู้ผลิตหลอดบางรายที่จะออกแบบอาร์คทิวให้มีส่วนปลายสำหรับบรรจุสารผสมโซเดียมและปรอทเอาไว้ และจะมีช่องทางให้สารผสมดังกล่าวนั้นระเหยกลายเป็นไอเข้าไปในอาร์คทิวเพื่อช่วยยืดอายุการใช้งานของหลอดให้สูงขึ้น การบรรจุสารผสมของปรอทและโซเดียมไว้ นอกกระบอกอาร์คทิวนี้ผู้ผลิตอ้างว่าจะดีกว่าที่จะปล่อยให้ก้อนสารผสมอยู่ในกระบอก เพราะถ้าหลอดเกิดฉีกแตกกระแทกหรือถูกแรงสั่นสะเทือน ก็จะทำให้ก้อนสารผสมนั้นกลายเป็นไอมากขึ้น ซึ่งทำให้ค่าแรงดันที่ใช้ในการสร้างอาร์คเพิ่มสูงขึ้นเป็นผลทำให้หลอดเกิดการดับไป และถูกจุดติดใหม่ เมื่อบัลลาสต์สามารถสร้างแรงดันไฟฟ้าได้สูงพอชั่วขณะ แต่แล้วก็จะกลับดับไปอีก ซึ่งปรากฏการณ์ดังกล่าวจะเกิดซ้ำแล้วซ้ำเล่า ทำให้อายุการใช้งานของหลอดลดลงไปอย่างมาก

อย่างไรก็ตามเมื่อใช้งานไปนานๆ หลังจากได้มีการเติมไอโซเดียมจากสารผสมดังกล่าวไปจนหมด อัตราส่วนของไอโซเดียมกับไอปรอทก็จะเปลี่ยนแปลงไป ทำให้ค่าแรงดันไฟฟ้าของอาร์คมีค่าสูงขึ้น และในที่สุดก็จะถึงค่าแรงดันที่เกินความสามารถของบัลลาสต์ที่จะควบคุมไว้ได้อีกต่อไป ดังนั้นเมื่อหลอดจุดติดและมีอุณหภูมิสูงขึ้นหลอดก็จะเปล่งแสงออกมาเป็นปริมาณสูงสุดและหลังจากนั้นก็ดับไปเป็นการสิ้นสุดอายุการใช้งานของหลอด

หลอดโซเดียมความดันสูงจะต้องใช้เวลาในการอุ่นหลอดก่อนที่จะให้แสงได้สูงสุด เป็นเวลา 3-4 นาที ในช่วงการอุ่นหลอดนี้แสงสว่างที่ถูกเปล่งออกมาจะมีการเปล่งสีไปเรื่อยๆ ในตอนเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรกจะมีสีน้ำเงินขาวจางๆ ที่เกิดจากแก๊สเขนอนที่ถูกอ็อกไนซ์หลังจากนั้นก็จะเป็นสีน้ำเงินที่ค่อนข้างสดใส เป็นสีของไอปรอท เมื่อความสว่างเพิ่มมากขึ้นแสงก็จะเปลี่ยนสีเพิ่มมากขึ้นค่อนข้างเหลือง ซึ่งเป็นคุณสมบัติของไอโซเดียม ที่มีความดันต่ำและเมื่อความดันในอาร์คที่วสูงเพิ่มมากขึ้น หลอดไฟก็จะให้แสงออกมาเป็นปริมาณสูงสุด เป็นสีขาวออกไปทางสีทอง (golden white)

ความยาวคลื่นส่วนใหญ่จะตกอยู่ที่ประมาณ 2,100 K ค่า cie chromaticity coordinate ของแกน X จะอยู่ที่ $X = 0.512$ และ $Y = 0.420$ ลักษณะการกระจายแสงของหลอดตามแถบสเปกตรัมจะปรากฏดังในรูป



รูปที่ 2.3 การกระจายแสงตามแถบสเปกตรัมของหลอดโซเดียมความดันสูง

เนื่องจากค่าความดันในอาร์คที่วของหลอดโซเดียมความดันสูงจะต่ำกว่าหลอดไอปรอทมาก ดังนั้นเมื่อกระแสไฟฟ้าดับทางเกิดขัดข้องไปชั่วขณะ และทำให้หลอดดับไปอาร์คที่วก็สามารถเย็นตัวลงได้อย่างรวดเร็ว และทำให้เวลาที่หลอดจะสามารถจุดติดได้อีกครั้งหนึ่ง เป็นเวลาเพียง 1 หรือ 2 นาที เท่านั้น ซึ่งนับว่าสั้น ส่วนหลอดที่บรรจุสารผสมไว้ภายนอกจะต้องมีการสั่งว่าจะนำหลอดไปติดตั้งในลักษณะหงายขึ้น หรือคว่ำลง ซึ่งตำแหน่งที่เก็บสารผสมจะไม่เหมือนกันและอาจก่อให้เกิดความเข้าใจผิดในกรณีเรื่องการนำหลอดมาติดตั้งในตำแหน่งที่ไม่ถูกต้อง

หลอดชนิดนี้มีประสิทธิภาพการส่องสว่างประมาณ 120 lumen / W เป็นหลอดที่มีประสิทธิภาพสูงรองจากหลอดโซเดียมความดันต่ำ มีขนาดตั้งแต่ 50 – 1,000 W อายุการใช้งานประมาณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

20,000 ชั่วโมง ใช้แรงดันสตาร์ทประมาณ 1,500 – 3,000 V ใช้เวลาในการจุดติดหลอดเย็นจนกระทั่งสามารถจุดติดได้อีกครั้ง

แสงที่ได้จากหลอดโซเดียมความดันสูงนี้จะออกไปทางโทนเหลือง การมองเห็นสีจะดีกว่าหลอดโซเดียมความดันต่ำ เพราะยังมีแสงสีอื่นปนอยู่ด้วย หลอดชนิดนี้ใช้กันมากในถนนสายประธานทางด่วนและสี่แยกต่างๆ

2.1.3 คุณสมบัติของหลอดโซเดียมความดันสูง

หลอดโซเดียมความดันสูงแตกต่างจากหลอดไฟฟ้าชนิดอื่นๆ ในแง่ที่ว่า ค่าวัตต์และค่าโวลต์ของหลอดจะไม่คงที่จะเปลี่ยนแปลงไปตามอายุการใช้งานของหลอด ผู้ผลิตหลอดได้กำหนดขีดจำกัดของค่าแรงดันไฟฟ้าและค่าวัตต์ของหลอด ที่จะต้องควบคุมให้อยู่ในช่วงขีดจำกัดดังกล่าวนี้ เพื่อให้หลอดสามารถทำงานและมีสมรรถนะได้ตามที่ทางผู้ผลิตได้กำหนดเอาไว้

ตารางที่ 2.1 ค่าทางแสงของหลอดโซเดียมความดันสูงขนาดต่างๆ

หลอด	ฐานหลอด	แรงดันไฟฟ้าที่ค่าสุดที่ใช้จุดหลอด (V)	แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยที่หลอด (V)	กระแสเฉลี่ย (I)	แรงดันไฟฟ้าต่ำสุดสำหรับการทำงานมีสถานะ (V)	กระแสสตาร์ทสูงสุด (A)	ค่าฟลักซ์เฉลี่ย (lm)	ค่าความสว่างเฉลี่ย (cd/cm ²)	ช่วงเวลาคงหลอด (min)
SON 50 W-I ⁽⁴⁾	E27	198	85	0.76	200	1.08	3300	4.5	5
SON 50 W-I ⁽⁴⁾	E27	198	85	0.76	200	1.08	3300	4.5	5
SON 70 W-I ⁽⁴⁾	E27	198	90	1.00	200	1.35	5800	7.0	5
SON 70 E-I ⁽⁴⁾	E27	198	90	1.00	200	1.35	5800	7.0	5
SON 150 W	E40/45	198	100	1.80	200	2.40	13500	10.0	5
SON 250 W	E40/45	198	100	3.00	200	4.50	25000	19.0	5
SON 400 W	E40/45	198	105	4.45	200	6.50	47000	24.0	5
SON 1000 W	E40/45	198	110	10.30	200	14.00	120000	36.0	6

2.1.4 บัลลาสต์ของหลอดโซเดียมความดันสูง

หลอดโซเดียมความดันสูงจำเป็นต้องใช้บัลลาสต์เพื่อปรับการไหลของกระแสอาร์ค และปล่อยค่าแรงดันที่เหมาะสมขณะอาร์ค หลอดโซเดียมความดันไอสูงจะไม่บรรจุขั้วไฟฟ้าสำหรับสตาร์ท จึงแทนวงจรสตาร์ทที่เล็กทรอนิกส์ที่อยู่ภายในบัลลาสต์เพื่อสร้างพัลส์แรงดันสูงในขณะที่ทำงานของขั้วไฟฟ้า มาตรฐาน ANSI (American National Standards Institute) ของระบบหลอดและบัลลาสต์ได้กำหนดตัวแปรสำหรับองค์ประกอบทั้งหมดไว้ เว้นแต่ผลิตภัณฑ์ที่ผลิตขึ้นมาใหม่ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.1.5 คุณสมบัติการทำงาน

ประสิทธิผล (Efficacy)	40 – 140 lpw.
อุณหภูมิสี (Color Temperature)	1900 – 2800 K.
ดัชนีการตอบสนองสี (Color rendering index : CRI)	20 – 80
ค่าเสื่อมราคา (Depreciation)	10 – 15%
อายุการใช้งาน (Life)(10 hrs/start)	10000 – 24000 hrs.

2.1.6 การจุดหลอด (Striking), การอุ่นหลอด (Warm-Up), และการจุดหลอดอีกครั้ง (Re-strike)

เป็นไปได้ที่จะจุดหลอดโซเดียมความดันสูงที่ยังเย็นอยู่ได้อย่างทันทีทันใด เพื่อให้เกิดความสว่างอย่างเต็มที่ เมื่อกำลังงานถูกนำมาใช้ อุณหภูมิและความดันถูกสร้างขึ้นทีละน้อยๆ จะก่อให้เกิดการระเหยของแร่โลหะซึ่งเป็นส่วนประกอบของการอาร์ค และการปล่อยพลังงานแสง การอาร์คขณะเริ่มต้นบางครั้งใช้เวลา 2 – 3 วินาที และในช่วงของการอุ่นหลอดโดยปกติประมาณ 4 นาที โดยช่วงระหว่างนี้หลอดจะให้สีที่แตกต่างกันซึ่งขึ้นกับปริมาณของไอโซเดียม แล้วเข้าสู่ค่าแสงอาร์ค

ถ้ากำลังงานถูกขัดจังหวะ (Interrupted) แม้เพียงช่วงเวลาสั้นๆ การอาร์คของหลอดโซเดียมความดันสูงจะดับ หลอดต้องเย็นลงก่อนที่จะสามารถจุดหลอดอีกครั้ง โดยมีช่วงการจุดหลอดประมาณ 1 – 2 นาทีขึ้นอยู่กับชนิดของหลอด สิ่งนี้เป็นข้อพิจารณาหลักในการประยุกต์ให้ยืดเวลาการขัดจังหวะ ซึ่งสามารถทำให้เกิดสถานะเสี่ยงอันตรายหรือการปิดการผลิต (Shutdown)

สำหรับสถานการณ์ที่ต้องการแสงต่อเนื่อง หลอดโซเดียมความดันสูงสามารถใช้ 2 ท่ออาร์คเพื่อเป็นหลอดฉุกเฉิน (Standby) ที่มีรอบการจุดหลอดอีกครั้งอย่างรวดเร็วจะช่วยเพิ่มอายุการใช้งานของหลอด แต่ในช่วงอุ่นหลอดจะยังคงมีผลกระทบถ้าเกิดการขัดจังหวะของกำลังงาน อย่างไรก็ตาม หลอดจะไม่ต้องรอเย็นลงก่อนที่จะจุดหลอดครั้งที่ 2 หลอดชนิดนี้สามารถนำไปประยุกต์ใช้สำหรับไฟถนนและที่จอดรถ ในช่วงการทำงานปกติหลอดฉุกเฉินจะสลับการทำงานกันระหว่างท่ออาร์คซึ่งจะส่งผลต่ออายุการใช้งานของหลอดทั้งสอง แม้ว่าอายุของหลอดจะไม่ถูกทดสอบอย่างเต็มที่ก็ตาม

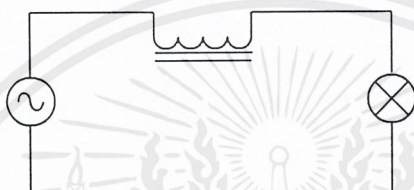
เนื่องจากวงจรจุดหลอดขณะเริ่มต้นของบัลลาสต์หลอดโซเดียมความดันสูง ทำให้ช่วงเวลาของการอุ่นหลอดและช่วงเวลาคงจุดหลอดอีกครั้งของหลอดโซเดียมความดันสูง มีค่าเวลาสั้นกว่าหลอดเมทัลฮาไลด์ (Metal Halide Lamps)

2.2 บัลลาสต์

2.2.1 ทฤษฎีบัลลาสต์ HID ชนิดแกนเหล็ก

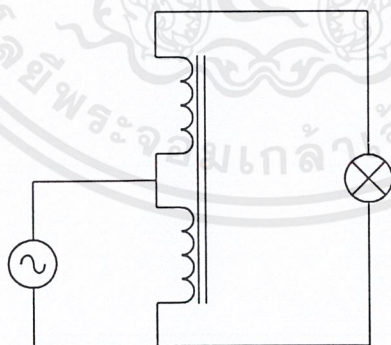
บัลลาสต์แกนเหล็กสำหรับหลอด HID มีทั้งหมด 4 ชนิดดังนี้

1. **บัลลาสต์ชนิดเหนี่ยวนำ** ทำมาจากขดลวดพันรอบแกนเหล็ก เวลาใช้งานต่ออนุกรมกับหลอด เพื่อจำกัดกระแสที่จะผ่านหลอด บัลลาสต์ชนิดนี้โดยปกติจะต่อตัวเก็บประจุขนานกับวงจรเพื่อปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังให้สูงขึ้น บัลลาสต์ชนิดเหนี่ยวนำนี้มีคุณสมบัติการเรกูละชันที่ดีคือถ้าแรงดันที่สายเปลี่ยนแปลง 18% หรือแรงดันที่หลอดเปลี่ยนแปลง 5% จะทำให้กำลังที่หลอดเปลี่ยนแปลงเพียง 5%



รูปที่ 2.4 บัลลาสต์ชนิดเหนี่ยวนำ

2. **บัลลาสต์ชนิด LAG** ประกอบไปด้วยหม้อแปลงชนิดออโตกับตัวเหนี่ยวนำซึ่งคุณสมบัติบัลลาสต์ชนิดนี้เหมือนบัลลาสต์ชนิดเหนี่ยวนำ แต่สิ่งที่แตกต่างกันคือ แรงดันที่ใช้ในการจุดหลอดจะถูกจำกัด อย่างไรก็ตาม บัลลาสต์ชนิดนี้มีขนาดใหญ่กว่า แพงกว่า และมีพลังงานสูญเสียที่สูงกว่า

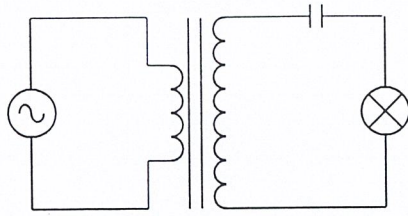


รูปที่ 2.5 บัลลาสต์ชนิด LAG

3. **บัลลาสต์ชนิดแยกขดปฐมภูมิกับทุติยภูมิ** โดยทางด้านทุติยภูมิจะทำการต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ จะทำให้สามารถจำกัดกระแสได้ คุณสมบัติที่ดีของบัลลาสต์ชนิดนี้คือมีการเรกูละชันที่ดีโดยถ้าแรงดันที่สายเปลี่ยนแปลง 13 % กำลังที่หลอดจะเปลี่ยนแปลงเพียง 3 % เท่านั้น และตัว

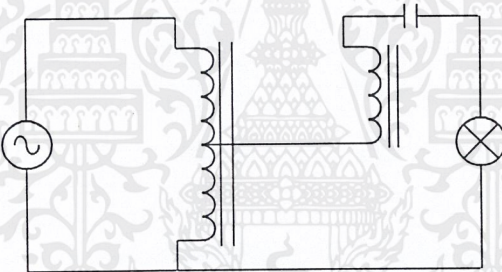
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประกอบกำลังจะมีค่า 0.95 แต่มีข้อเสียคือ ราคาแพงมาก และมีค่าตัวประกอบของค่าสูงสุดของกระแสที่โหลด (current crest factor) ที่สูงกว่า คือ 1.65 – 2.0



รูปที่ 2.6 บัลลาสต์ชนิดแยกขดปฐมภูมิกับทุติยภูมิ

4. บัลลาสต์ชนิดเหนี่ยวนำอัตโนมัติ ซึ่งเป็นการผสมระหว่างบัลลาสต์ชนิด LAG กับ บัลลาสต์ชนิดเหนี่ยวนำ บัลลาสต์ชนิดนี้จะมีขนาดเล็กและราคาถูก แต่มีการเรกกูเรชันที่ไม่ดี คือ ถ้าแรงดันที่สายเปลี่ยนแปลง 10 % จะทำให้กำลังที่โหลดเปลี่ยนแปลงถึง 5 %



รูปที่ 2.7 บัลลาสต์ชนิดเหนี่ยวนำอัตโนมัติ

โหลดโซเดียมความดันสูงนั้นต้องการคุณสมบัติที่มีค่าตัวประกอบของค่าสูงสุดของกระแสที่โหลด (current crest factor) ไม่เกิน 1.8 สำหรับใช้งานจะต้องการแรงดันตอนจุดโหลดที่สูงกว่าโหลดชนิดอื่น ทำให้โหลดชนิดนี้ต้องการ วงจรช่วยจุดโหลด ที่จะสร้างแรงดันสูงชั่วขณะ เพื่อให้ก๊าซขึ้นอนในหลอดเริ่มแตกตัว

โหลดโซเดียมความดันสูงมีเส้นกราฟการทำงานเพราะกำลังงานที่โหลดกับแรงดันที่โหลด จะมีการเปลี่ยนแปลงตามอายุของหลอด เพราะเมื่อหลอดมีการใช้งานก๊าซโซเดียมที่หลอดจะมีการสูญเสีย ทำให้แรงดันที่คร่อมหลอดมีการเพิ่มขึ้นซึ่งจะเพิ่มทุกๆ 1 โวลต์ เมื่อหลอดใช้งานทุกๆ 1000 ชั่วโมง

กราฟของบัลลาสต์จะมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันจากต่ำสุดถึงสูงสุด 84–140 โวลต์และกำลังที่หลอดต่ำสุดถึงสูงสุด 200–310 วัตต์ตามอายุการใช้งานของหลอด การออกแบบบัลลาสต์จะต้องให้ได้กำลังการส่องสว่างสูงสุด ในช่วงกลางอายุของหลอด

ตารางที่ 2.2 กำลังการสูญเสียในบัลลาสต์ของหลอดโซเดียมความดันสูง

กำลังของหลอด	กำลังของบัลลาสต์	กำลังรวม
100	35	135
150	50	200
250	60	310
400	75	475
1000	100	1100

2.2.2 หน้าที่ของบัลลาสต์

1. กำหนดค่ากระแสที่เหมาะสมให้ไหลผ่านหลอดทำให้หลอดทำงานอย่างมีประสิทธิภาพ
2. ต้องสามารถให้แรงดันที่สูงพอขณะจุดหลอด
3. ต้องจ่ายกระแสที่คงที่ให้กับหลอด ไม่ว่าจะแรงดันที่แหล่งจ่ายไฟตกหรือเพิ่มขึ้นในช่วงที่กำหนด
4. กระแสที่ไหลผ่านหลอดต้องสมมาตรมีการไหลกลับไปมาระหว่างทั้ง 2 ขั้วหลอด

2.2.3 การเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของบัลลาสต์แบบแมกเนติกและแบบอิเล็กทรอนิกส์

ตารางที่ 2.3 การเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของบัลลาสต์แบบแมกเนติกและแบบอิเล็กทรอนิกส์

ที่	คุณสมบัติ	Magnetic	Electronic
1	ค่าตัวประกอบกำลัง	ต่ำ	สูง
2	ประสิทธิภาพการส่องสว่าง(Lumen/Watt)	ต่ำ	สูง
3	กำลังงานสูญเสียในบัลลาสต์(Watt Loss)	มาก	น้อย
4	ความร้อนที่เกิด	มาก	น้อย
5	กระแส	สูง	ต่ำ
6	ผลของ stroboscopic*	มาก	ไม่เกิด
7	เกิดเสียงรบกวน	มาก	ไม่เกิด
8	อุปกรณ์ร่วม	ใช้ ignitor	ไม่ใช้
9	อายุใช้งานของหลอด	ยาว	ยาวมาก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.3(ต่อ) การเปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของบัลลาสต์แบบแมกเนติกและแบบอิเล็กทรอนิกส์

ที่	คุณสมบัติ	Magnetic	Electronic
10	การรับรู้ของสายต่อการกระพริบของหลอด	สังเกตได้	สังเกตไม่ได้
11	ความสามารถในการทนแรงดันตก และ แรงดันเกิน	ทนได้น้อย	ทนได้มาก
12	ผลที่เกิดขึ้นเมื่อตัดวงจรที่ขั้วออก	เกิดความร้อนสูง	ไม่เกิดความร้อน
13	ผลรบกวนที่เกิดจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	ไม่เกิดการรบกวน	เกิดการรบกวนมาก
14	ราคา	ถูก	แพง
15	ความทนทาน	สูง	ปานกลาง

* stroboscopic เป็นปรากฏการณ์ความผิดพลาดในการมองเห็นวัตถุหมุนในความเร็วเดียวกับการกระพริบของแสงไฟ

บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐาน

ในการที่จะทำการวิเคราะห์การทำงานของบัสลาสต์อิเล็คทรอนิกส์นั้นจำเป็นต้องทราบหลักการโดยพื้นฐานของบัสลาสต์อิเล็คทรอนิกส์ก่อน ซึ่งหลักการที่สำคัญจะถูกกล่าวไว้ดังนี้ ได้แก่ ส่วนประกอบหลักของบัสลาสต์อิเล็คทรอนิกส์, การเลือกใช้ตัวสวิตซ์, เวลาในการสลับการทำงาน ของตัวสวิตซ์รวมถึงหน้าที่ของตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (Blocking Capacitor), การคำนวณค่า THD (Total Harmonic Distortion) และ PF (Power Factor), EMI Filter และ คุณสมบัติและประสิทธิภาพการทำงาน เป็นต้น โดยจะเน้นการทำงานของบัสลาสต์อิเล็คทรอนิกส์ที่ใช้งานคอนเวอร์เตอร์แบบ Half-Bridge

3.1 ส่วนประกอบที่สำคัญของบัสลาสต์อิเล็คทรอนิกส์

3.1.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์ (Converter)

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาประยุกต์ใช้กับบัสลาสต์อิเล็คทรอนิกส์นั้นมี 2 แบบคือ AC-DC Converter และ DC-AC Converter มีรายละเอียดดังนี้

AC-DC Converter (Rectifier)

เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ในการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 50Hz ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อจ่ายให้กับส่วนของ Inverter อีกที ซึ่งในที่นี้เราใช้วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier) และใช้ตัวเก็บประจุทำหน้าที่กรองกระแสเพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง สาเหตุที่ใช้ วงจรนี้เพราะขนาดเล็กและราคาถูก

การเลือกใช้ไดโอดในวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

ไดโอดที่เลือกใช้ต้องมีคุณสมบัติที่สำคัญ 5 ประการ

1. ต้องสามารถทนกระแสกระชากได้ (Inrush Current : I_{FSM}) จะเกิดขึ้นเมื่อเริ่มเปิดสวิตซ์จ่ายไฟให้วงจร ซึ่งในขณะนั้นตัวเก็บประจุจะไม่มีประจุอยู่เลย ค่าความต้านทานของวงจรจะต่ำมาก คือมีความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุ(ESR) กับ R_S เท่านั้น

$$\text{กระแสกระชาก} \quad I_{FSM} = \frac{V_{out(DC)}}{R_S + ESR} \quad (3.1)$$

อัตราการทนกระแสกระชาก I_{FSM} ของไดโอดจะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า I_{FSM} ที่คำนวณได้

2. ต้องสามารถทนกระแสสูงสุดได้ชั่วขณะ (I_{FRM}) เป็นกระแสสูงสุดที่เกิดขณะชาร์จเก็บประจุฟิลเตอร์ก็จะทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวไดโอดจะเกิดในระยะเวลาสั้นๆ โดยทั่วไปจะกำหนดจากวงจรการทำงานของไฟกระแสสลับ (1/50 วินาที หรือ 20 มิลลิวินาที) กระแสจำนวนนี้มีค่าสูงมากและไม่ใช้กระแสตอนปฏิบัติงาน

3. อัตราทนกระแสไบแอสตรง (Forward Bias : I_{FM}) เป็นค่ากระแสสูงสุดที่ไดโอดทนได้โดยไม่พังเสียก่อน โดยทั่วไปควรมีค่ามากกว่า 1.5-2 เท่าของกระแสปกติ

4. อัตราการทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด (Peak Reverse Bias : PRB) หรืออัตราการทนแรงดันย้อนกลับสูงสุด (Peak Inverse Voltage : PIV) เมื่อเราต่อไดโอดแบบบริดจ์จะมีแรงดันตกคร่อมไดโอดเมื่อไบแอสกลับเท่ากับแรงดันที่เอาต์พุต (output) ของวงจร แต่เมื่อต่อแบบเรกติไฟร์จะพบว่าแรงดันไบแอสกลับจะเป็น 2 เท่าของแรงดันค่ายอดตามปกติและเป็น 2.83 เท่าของแรงดัน RMS

5. กระแสรั่วไหล (Leakage Current) เป็นค่ากระแสที่ไหลเมื่อไดโอดในวงจรเรียงกระแสได้รับไบแอสกลับ ซึ่งค่านี้โดยทั่วไปแล้วมีค่าน้อยมากเท่าใดก็จะดีมากขึ้น

การเลือกใช้ตัวเก็บประจุในวงจรกรองกระแส

ในส่วนของตัวเก็บประจุที่ใช้เป็นวงจรกรองกระแส นั้น เราเลือกใช้ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลติก (Electrolytic Capacitor) ซึ่งหลักในการเลือกใช้นั้นขึ้นกับ

1. อัตราทนกระแสกระเพื่อม (Ripple Current) กระแสกระเพื่อมขึ้นอยู่กับค่าของตัวประจุ โหลดและแรงดันอินพุต

2. แรงดันกระเพื่อม ข้อกำหนดนี้ใช้กำหนดค่าของตัวเก็บประจุอย่างต่ำในวงจร โดยทั่วไปในการออกแบบวงจรเรกติไฟร์และวงจรกรองกระแสจะกำหนดให้แรงดันกระเพื่อมได้ไม่เกิน 10% ของแรงดันไฟตรงที่ด้านออก แรงดันกระเพื่อมนี้จะมีค่าสูงขึ้นเมื่อโหลดชั้กระแสมาก

3. อัตราทนแรงดัน ตัวเก็บประจุที่ใช้ควรทนแรงดันได้ไม่ต่ำกว่า 1.5 เท่าของแรงดันไฟตรงเอาต์พุต เช่นที่แรงดันไฟตรง 300 โวลท์ ตัวเก็บประจุของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์จะต้องทนได้ 450 โวลท์เป็นอย่างต่ำ

4. ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ (Hold up time) เป็นระยะเวลาอย่างต่ำที่แหล่งจ่ายจะยังคงสามารถรักษาระดับแรงดันด้านออกให้อยู่ในขีดจำกัดของการรักษาระดับคงที่ด้านออก (Output Regulation) ได้ โดยที่เมื่อแหล่งจ่ายทางด้านเข้า (Input) หยุ่จ่ายหรือลดลงต่ำกว่าค่าการรักษาระดับแรงดันด้านเข้า (Input regulation) ที่กำหนด ช่วงเวลาโฮลด์อัฟนี้จะขึ้นอยู่กับค่าของตัวเก็บประจุ, โหลด, แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุในขณะที่แรงดันด้านเข้าตกหรือหยุดจ่ายไฟ

3.1.2 DC-AC Converter (Inverter)

คอนเวอร์เตอร์ มีหลายรูปแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจับวงจรภายใน โดยแต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียแตกต่างกันออกไป โดยเราพอจะแยกคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ทำงานที่พบบ่อยๆได้แก่

1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)
2. ฟอว์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)
3. พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)
4. ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter)
5. ฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter)

1. Flyback Converter

เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้กำลังงานได้ไม่สูงมากนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและราคาถูก

2. Forward Converter

เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูง ตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือมักเกิดการไม่สมมาตรของฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลง ซึ่งมีผลต่อการเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตามในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมกระแสจะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้

3. Push-Pull Converter

เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่มีข้อดีคือ ปริมาตรของแกนเหล็กลดลง กระแสคอลเลกเตอร์สูงสุดที่ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวต่ำ ทรานซิสเตอร์ทั้งสองถูกขับกราวด์เดียวกัน ทำให้วงจรขับเบสไม่ยุ่งยาก มีข้อเสียคือ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้ต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า 2 เท่าของแรงดันอินพุตรวมกับแรงดันสไปค์ซึ่งเกิดจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง เป็นปัญหาในการนำไปใช้งานกับโหลดที่ต้องการกำลังสูง ๆ เพราะทรานซิสเตอร์ที่ทนกระแสและแรงดันสูง ๆ หายากและราคาแพง

4. Half-Bridge Converter

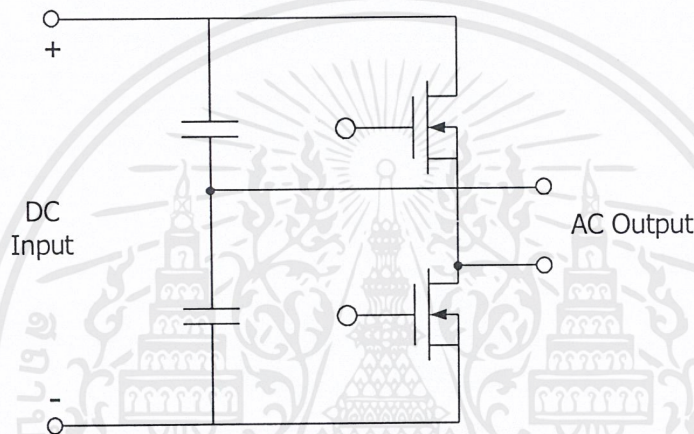
จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับ พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสน้อยกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้งสามแบบที่กล่าวมา และลดการเกิดความร้อนไม่สมมาตร ฟลักซ์แม่เหล็กของแกนเหล็กได้ กำลังงานสูงสุดที่สามารถทำได้ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

5. Full-Bridge Converter

เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงสุด ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1000 วัตต์ คอนเวอร์เตอร์ที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้งานกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีหลายวงจรด้วยกัน เช่น Push-Pull Converter, Half-Bridge Converter, Full-Bridge Converter

3.1.3 วงจรฮาล์ฟบริดจ์ (Half Bridge Circuit)

วงจรฮาล์ฟบริดจ์ จะเป็นการสลับกันทำงานที่ละครึ่งไฉเกิดของอุปกรณ์สวิตช์ โดยที่หม้อแปลงไม่มีการแทป สักคาที่ตกร้อมอุปกรณ์เหล่านั้นจะมีค่าประมาณ ครึ่งหนึ่งของสัปดาห์อินพุต การที่สวิตช์ตัวที่ 1 ทำงาน จะทำให้กระแสไหลผ่านหม้อแปลงในทิศทางหนึ่ง เมื่ออุปกรณ์อีกตัวหนึ่งทำงาน กระแสก็จะไหลผ่านหม้อแปลงในทิศทางตรงข้ามกับตอนแรก ทำให้เกิดไฟสลับไปมาเป็นไฉเกิด ดังรูป



รูปที่ 3.1 วงจรพื้นฐานฮาล์ฟบริดจ์

ข้อได้เปรียบของวงจรฮาล์ฟบริดจ์

- ค่าแรงดันที่ตกร้อมตัวสวิตซ์ซึ่งขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ ค่าแรงดันที่ด้านอินพุตซึ่งน้อยกว่าการใช้งานแบบอื่นๆ เช่น Push-Pull , Forward Converter
- ลดการเกิดฟลักซ์แม่เหล็ก (Magnetic Flux) ไม่สมมาตรในขด Primary ได้ (กรณีที่ใช้หม้อแปลงเป็นตัวเหนี่ยวนำ)
- กระแสที่ได้ทางด้านเอาต์พุตค่อนข้างเรียบ
- วงจรแบบฮาล์ฟบริดจ์ เป็นวงจรที่ใช้สวิตซ์ทรานซิสเตอร์เพียง 2 ตัวจึงประหยัดกว่าวงจรแบบฟูลบริดจ์ที่ต้องใช้ทรานซิสเตอร์ถึง 4 ตัว และสามารถให้กระแสไหลผ่านหลอดมีรูปคลื่นเป็น Sine ได้
- กำลังออกของวงจรไม่สูงนัก เมื่อเทียบกับ Full-Bridge Converter (สำหรับการใช้งานเป็นบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์) ดังนั้นการใช้สวิตซ์เพียงสองตัว จะทำให้การขับนำสวิตซ์ไม่ยุ่งยาก

ข้อเสียเปรียบของวงจรถ่ายรูปรีดักต์

เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมขดลวด Primary (กรณีที่ใช้หม้อแปลงเป็นตัวเหนี่ยวนำ) มีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่ด้านอินพุท ทำให้มีค่ากระแสไหลผ่านก่อนข้างสูง (มีค่าประมาณ 2 เท่าของ Push-Pull) แต่เราสามารถแก้ไขปัญหานี้ได้ โดยการคา C-Coupling เข้าไป โดยต่ออนุกรมเข้ากับหม้อแปลงด้าน Primary ซึ่งจะยกระดับ DC ขึ้นมา หรืออีกวิธีหนึ่งคือ การลดเวลา Turn-on ของทรานซิสเตอร์ โดยการใส่ Baker Clamp Diode ในวงจรถ่ายรูป

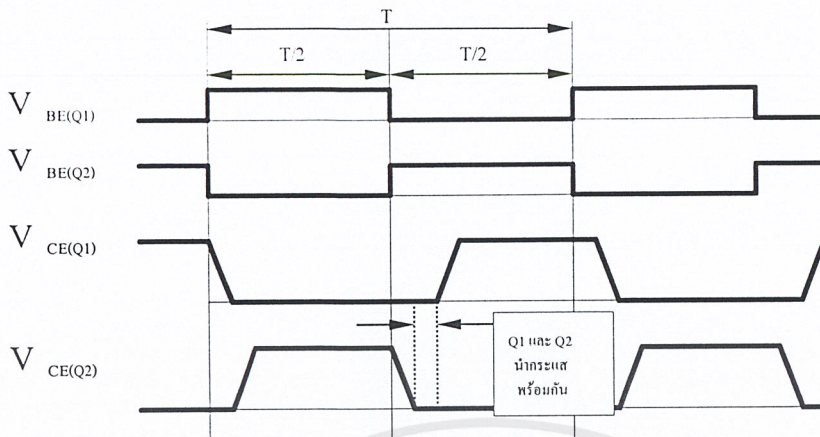
3.1.4 Ignitor

เป็นวงจรถ่ายรูปที่ใช้ในการจุดหลอด โดยอาศัยหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้าเพิ่มแรงดันให้สูงขึ้นประมาณ 3000 โวลต์ เมื่อหลอดติดแล้วก็จะทำหน้าที่เสมือนเป็นตัวเหนี่ยวนำ เพื่อรักษาระดับของกระแสที่ไหลในผ่านหลอดให้คงที่ตลอดเวลาที่ทำงาน

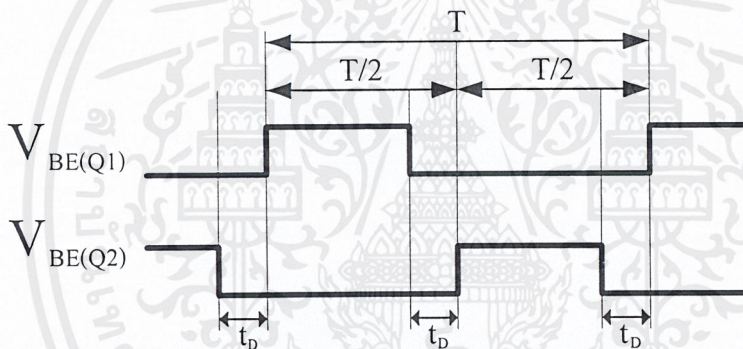
3.2 ค่าเวลาเพื่อ t_D (Dead Time) สำหรับการสวิตชิงในคอนเวอร์เตอร์

การกำหนดเวลาเพื่อไม่ให้หม้อแปลงมีช่วงนำกระแสมากเกินไปมีเหตุผลหลักประการ คือ

1. ถ้าไม่มีการจำกัดช่วงเวลานำกระแสเอาไว้เมื่อเกิดกรณีโวลต์จิ้งกระแสมากขึ้นวงจรควบคุมจะสั่งงานให้เพาเวอร์มอสเฟต มีค่าช่วงนำกระแสเพิ่มขึ้นทำให้ช่วงเวลานำกระแสเพิ่มขึ้น ทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตตัวที่เหลือมีค่าลดลง และเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลง แกนเฟอร์ไรต์จะเข้าสู่จุดอิ่มตัวอย่างรวดเร็วทำให้เพาเวอร์มอสเฟตได้รับความเสียหายได้
2. ถึงแม้ว่าจะกำหนดให้วงจรควบคุมสั่งงานเพาเวอร์มอสเฟต ที่ครึ่งหนึ่งของคาบเวลาเท่ากันแล้วก็ตาม เพาเวอร์มอสเฟตก็ยังไม่ปลอดภัยเพียงพอเพราะการตอบสนองของเพาเวอร์มอสเฟตอาจเป็นไปได้ช้า เนื่องจากเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะนำกระแส เมื่อหยุดจ่ายกระแสไบแอสให้กับเพาเวอร์มอสเฟตที่เวลา $t = T/2$ ประจุสะสมจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแสต่อไปอีกชั่วขณะหนึ่งก่อนที่กระแสจะมีค่าลดลงเป็นศูนย์ ในขณะที่เดียวกันกับเพาเวอร์มอสเฟตตัวที่เหลือเริ่มได้รับกระแสไบแอสที่เวลา $t = T/2$ เช่นเดียวกันทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทั้งสองตัวเกิดการนำกระแสพร้อมกัน ในกรณีที่แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตทั้งสองตัวขณะนำกระแสจะเท่ากับค่าของแรงดันอินพุท และทำให้เกิดการเสียหายอย่างรวดเร็ว



รูปที่ 3.2 การหน่วงของเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เนื่องจากการประจุสะสมเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสพร้อมกัน



รูปที่ 3.3 การกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_d ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

3.3 หลักการในการเลือกตัวสวิตซ์ในตัวอินเวอร์เตอร์

ตัวสวิตซ์ที่นิยมใช้กันในปัจจุบันมีอยู่ 2 ตัวคือ ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์(Bipolar Junction Power Transistor)และเพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) ซึ่งก็มีลักษณะการทำงานแตกต่างกันออกไป

3.3.1 ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์(Bipolar Junction Power Transistor)

ในการเลือกใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์สำหรับออกแบบในตัวอินเวอร์เตอร์นั้นต้องคำนึง

1. ความสามารถในการทนกระแสขณะเปิดวงจร
2. ความสามารถในการทนแรงดันขณะเปิดวงจร
3. ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะ
4. อัตราทนกำลังสูญเสีย

ความสามารถในการทนกระแสขณะปิดวงจร และความสามารถในการทนแรงดันขณะเปิดวงจรมันเราจะพิจารณาว่าเราใช้ตัวทรานซิสเตอร์ร่วมกับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบใด ส่วนความเร็วในการเปลี่ยนสถานะนั้นขึ้นอยู่กับความถี่ที่ใช้งาน

ส่วนอัตราทนกำลังสูญเสียที่ขึ้นอยู่กับเงื่อนไข 2 ประการ

1. อุณหภูมิเฉลี่ยที่รอยต่อ (Average Junction Temperature)
2. เซกันด์ารีเบรคดาวน์ (Secondary Breakdown)

โดยทั่วไปผู้ผลิตมักใช้กราฟแสดงพิถีปิดปลอดภัย SOA (Safe Operating Area) มาพร้อมกับข้อมูล (Data Sheet) ที่ให้มาเกี่ยวกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละเบอร์กราฟ SOA จะแสดงพิถีค่าต่าง ๆ ของกระแส และแรงดันขณะทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่จะไม่ทำให้อุณหภูมิเฉลี่ยที่รอยต่อสูงเกินอุณหภูมิที่มันทนได้และไม่ทำให้เกิดเซกันด์ารีเบรคดาวน์ (Secondary Breakdown) ขึ้น

นอกจากคุณสมบัติเฉพาะตัวที่กล่าวมาแล้ว เรายังพบว่าในการทำงานเป็นสวิชต์ของทรานซิสเตอร์จะเกิดกำลังสูญเสียในรูปของความร้อนในตัวไปโพลาร์เวอร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่สำคัญอีกข้อหนึ่งในการใช้งานทรานซิสเตอร์ให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด

กำลังสูญเสียในรูปความร้อนของไบโพลาร์เพอร์เวอร์ทรานซิสเตอร์ แบ่งออกได้ 2 ลักษณะคือ

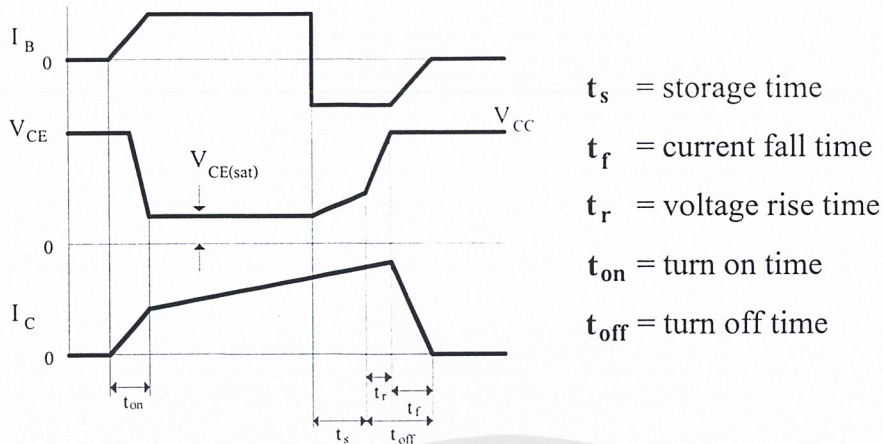
1. กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะที่สถานะการทำงาน (Switching Loss)
2. กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะนำกระแสที่จุดอิ่มตัว (Saturation)

จากการเกิดกำลังสูญเสียทั้ง 2 ลักษณะ จะส่งผลต่อกำลังงานโดยรวมของวงจรคอนเวอร์เตอร์ แต่กำลังงานสูญเสียที่สำคัญที่เราต้องนำมาพิจารณา คือ กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน (Switching Loss) โดยกำลังสูญเสียจะเกิดขึ้นได้ทั้งในขณะเริ่มนำกระแสและ ขณะเริ่มหยุดนำกระแส

กำลังงานที่สูญเสียที่เกิดขึ้นขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน (Switching Loss)

1. กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแส

เมื่อเราให้กระแสไบแอสที่ขาเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเลกเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเลกเตอร์และอิมิตเตอร์ (V_{CE}) จะยังคงมีค่าเท่ากับ V_{CC} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่งคือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{CE(sat)}$ ดังรูปข้างล่าง กำลังสูญเสียที่จะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้ เนื่องจากทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตามช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ



รูปที่ 3.4 ลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เมื่อเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแส

2. กำลังงานสูญเสียขณะกระแสเริ่มหยุดนำกระแส

เมื่อหยุดกระแสไบแอสและป้อนกระแสไบแอสลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดนำกระแสเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา t_s นี้เรียกว่า ช่วงสะสม (Storage time) และขณะช่วงเวลา t_s นี้แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังสูญเสียมากกว่าเมื่อนำกระแสขณะมีกระแสไบแอสอยู่

จากนั้นแรงดันที่คอลเล็กเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (Voltage rise time) เมื่อประจุสะสมในตัวเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเล็กเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ t_f (Current fall time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นว่ากำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูง และเป็นช่วงที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา $t_r + t_f$ จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time)

จากข้างต้นเราจะให้ว่าการทำให้กำลังสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าน้อยที่สุด จะทำให้การใช้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่จะเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงานด้วย

วงจรขับกระแสไบแอส

ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เป็นอุปกรณ์ที่ต้องการกระตุ้นการทำงาน โดยการให้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแสจะขึ้นอยู่กับ ลักษณะของกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์-

ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจัดวงจรขับเคลื่อนไบนารีที่ถูกต้องจะช่วยลดกำลังสูญเสียให้กับเพาเวอร์-ทรานซิสเตอร์ได้

วงจรขับเคลื่อนไบนารีโดยทั่วไปจะทำได้ใน 2 ลักษณะใหญ่ๆคือ

1. วงจรขับเคลื่อนไบนารีด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive)

สำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปที่กำลังไม่สูงมากนัก จะนิยมใช้วงจรขับเคลื่อนไบนารีด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) ด้วยค่ากระแสที่มากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำกระแสที่จุดอิ่มตัวอยู่ตลอดเวลา แต่วิธีนี้จะทำให้ค่าประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส

2. วงจรขับเคลื่อนไบนารีด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเลกเตอร์ (Proportion Base Drive)

วงจรขับเคลื่อนไบนารีด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเลกเตอร์ (Proportion Base Drive) นี้ค่ากระแสเบสที่ขาเบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเลกเตอร์ประจุสะสมจะเกิดเล็กน้อย การหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างยุ่งยากและเสียค่าใช้จ่ายมากกว่า จึงนิยมใช้กับคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงๆเท่านั้น

อุปกรณ์ที่สามารถใช้เป็นสวิตช์ในวงจร Half bridge inverter มีหลายชนิดดังนี้

1. FORCE-COMMUTATED THYRISTOR
2. GTO
3. POWER BJT
4. POWER MOSFET
5. IGBT

ตารางที่ 3.1 การเปรียบเทียบคุณสมบัติการใช้งานของอุปกรณ์ต่างๆ

Electronic Device	Thyristor	GTO	BJT	MOSFET	IGBT
Normal ON/OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
Breakdown Voltage (V)	~4000	~4500	~1000	~1000	~1200
Current Density (A cm)	100	100	40	10	60
Surge Current Capability	Good	Good	Bad	Bad	Bad
Carrier Frequency (kHz)	5	3	20	2000	20
Gate Drive Power	Low	Medium	High	Low	Low
Self Turn off Ability	No	Yes	Yes	Yes	Yes
Operating Junction Temperature Limit (c)	125	125	150	200	150

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงการนี้เลือกใช้ออสเฟตทำหน้าที่เป็น สวิตช์เนื่องจากมีข้อดีหลายอย่างดังนี้

- ทำงานในความถี่สูงได้ดี
- มีกำลังสูญเสียขณะสวิตช์ต่ำ
- ไม่มีแรงดันพังทลายที่สองขณะเทิร์นออฟ (Secondary Breakdown)
- มีอัตราการขยายสูงจึงง่ายต่อการสร้างวงจรขับ
- มีความต้านทานและ ีรภาพทางอุณหภูมิดี
- มีราคาถูก หาซื้อได้ง่าย สามารถใช้กับงานกำลังต่ำได้เป็นอย่างดี

3.3.2 เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 kHz ไปจนถึงประมาณ 200 – 400 kHz เนื่องจากตัวมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และในการพัฒนาปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานที่ความถี่สูงขึ้นไปอีกซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของอินเวอร์เตอร์

ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่เกิดเซคันดารีเบรคดาวน์ (Secondary breakdown) เหมือนกับไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรน (Drain) และซอร์ส (Source) ขณะนำกระแสจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง ต่างจากในกรณีของไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ ขณะเกิดเซคันดารีเบรคดาวน์เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นกระแสจะไหลมากขึ้น ซึ่งจะเกิดการพังทลายอย่างรวดเร็ว เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่า เมื่อเทียบกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟต ไม่เกิดเซคันดารีเบรคดาวน์ อัตราทนกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นภายในรอยต่อที่ตัวมันเท่านั้น เช่นเดียวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในการทำงานเป็นสวิตช์ของเพาเวอร์มอสเฟต จะเกิดกำลังสูญเสียเกิดขึ้นซึ่งเราสามารถพิจารณาได้ดังนี้

กำลังสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะ เช่นเดียวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ คือ

1. กำลังสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ
2. กำลังสูญเสียขณะนำกระแส

แต่สำหรับมอสเฟตแล้วจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้น จึงไม่มีอย่างใดก็ตามเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสค่อนข้างสูง การสูญเสียของขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

พิกัดปลอดภัย

งได้เป็น 4 ลัก ณะ

ดังนี้คือ

1. ขีดจำกัดแรงดันตกคร่อมเดรนและซอร์ส V_{DS} สูงสุดที่สามารถทนได้ (Maximum Drain Source Voltage)
2. ค่ากระแสเดรน I_D สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ และไม่ทำให้โครงสร้างภายในเสียหาย (Thermal Limit)
3. ขีดจำกัดเนื่องจากค่าความต้านทานขณะนำกระแส ($R_{DS(ON)}$ Limit)
4. ขีดจำกัดการระบายความร้อนของตัวถัง (Package Limit)

พิกัดปลอดภัย SOA

SSOA (Switching Safe Operation Area) เป็นกราฟแสดงพิกัดกระแสและแรงดันใช้งานที่ปลอดภัยของเพาเวอร์มอสเฟตขณะเปลี่ยนสถานะ การใช้ SOA สามารถใช้ได้ทั้งในการพิจารณาพิกัดปลอดภัยทั้งในช่วงเวลาเริ่มจะนำกระแส และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

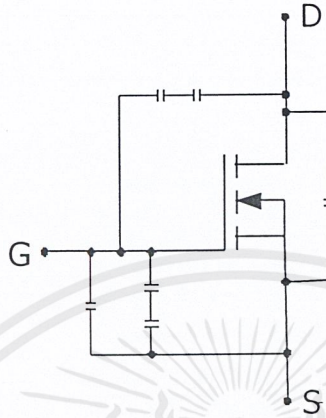
เงื่อนไขของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสที่เพาเวอร์มอสเฟตจะมีกระแสไหลผ่านเดรนและซอร์สได้ก็ต่อเมื่อแรงดันตกคร่อมที่ขาเกตและซอร์สมีค่าอย่างต่ำเท่ากับค่าแรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) ของมัน แต่ใช้กระแสต่ำ การขับเพาเวอร์มอสเฟตให้นำกระแสจึงทำได้ง่าย และยุ่งยากน้อยกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มาก

อย่างไรก็ตาม เพื่อให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด จึงจำเป็นต้องศึกษาเงื่อนไขต่าง ๆ สำหรับการบังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตนำกระแส เป็นอันดับแรกเสียก่อน

ค่าความจุไฟฟ้าด้านอินพุต (Input Capacitance)

เนื่องจากลักษณะ โครงสร้างภายใน ตัวเพาเวอร์มอสเฟตจึงเหมือนกับมีตัวเก็บประจุต่ออยู่รอบ ๆ ขาต่าง ๆ ของมันดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 ตัวเก็บประจุแฝงที่ต่ออยู่ที่ขาต่าง ๆ ภายในตัวเพาเวอร์มอสเฟต

ตัวเก็บประจุเหล่านี้ บังคับให้เพาเวอร์มอสเฟตต้องชาร์จประจุเข้าไปที่ตัวเก็บประจุเสียก่อน เพื่อให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงจะเริ่มนำกระแสในทางกลับกันการหยุดการนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต จะต้องทำให้ตัวเก็บประจุคายประจุออกไปจนให้แรงดันตกคร่อมที่ขาเกต V_{GS} มีค่าลดลงต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่ม เพาเวอร์มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะของกระแสและแรงดันที่ขาเกตมีลักษณะดังในรูปที่ 3.6

การกำหนดเวลาในการเปลี่ยนสถานะ

ปกติแล้วผู้ผลิตมักจะให้กราฟของค่าแรงดัน V_{GS} ที่เพิ่มขึ้นในขณะที่ค่าประจุสะสมที่ขาเกตเพิ่มขึ้น หรือที่เรียกว่า Gate Charge Chart มาในดาต้าชีท (Datasheet) ด้วย กราฟนี้มีประโยชน์มากในการคำนวณค่ากระแสไบแอสเกตและเวลาในการเปลี่ยนสถานะของเพาเวอร์มอสเฟต

ลักษณะของกราฟจะแบ่งออกได้เป็น 3 ช่วง ตามผลของประจุที่เพิ่มขึ้นคือ

1. ช่วงเวลาหน่วงก่อนเริ่มนำกระแส (turn on delay)
2. ช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (rise time)
3. ช่วงเวลาสะสมประจุส่วนเกิน (excess charge time)

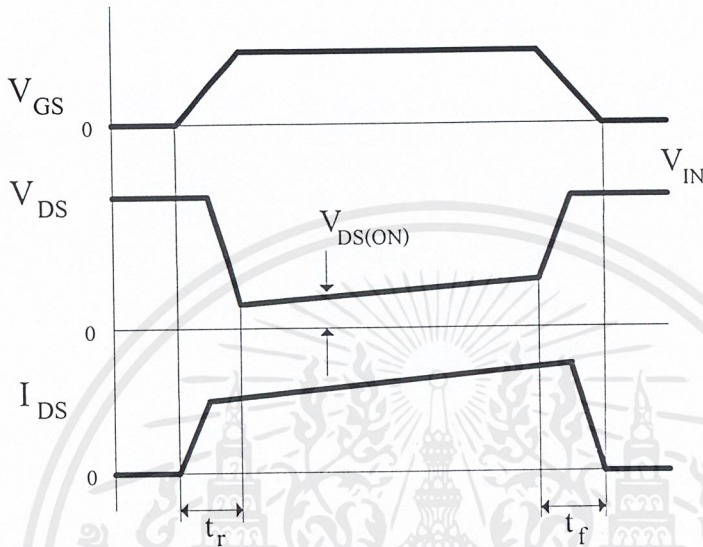
เพาเวอร์มอสเฟตแต่ละเบอร์ จะนำมาหาค่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแส t_r และช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส t_f ได้จาก

$$t = \frac{Q_G}{I_G} \quad (3.2)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ Q_G คือ ค่าประจุที่ได้จากกราฟ เป็นคูลอมบ์

I_G คือ ค่ากระแสที่ใช้ซาร์จประจุที่ค่ากระแสคงที่ เป็นแอมป์



รูปที่ 3.6 ลักษณะกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟตเมื่อเริ่มนำกระแส และเริ่มหยุดนำกระแส

ปัญหาในลักษณะเดียวกับไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตามเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานในขณะนำกระแสค่อนข้างสูง การสูญเสียของขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไปโพลาร์ทรานซิสเตอร์ซึ่งในโครงการนี้ได้ใช้ตัวสวิตซ์คือ เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor)

3.4 การคำนวณค่า THD (Total Harmonic Distortion) และ PF (Power Factor)

ในการคำนวณหาค่าความผิดเพี้ยนนั้น จะพบว่าทั้งแรงดันและกระแสจะเกิดการผิดเพี้ยนขึ้น แต่แรงดันจะมีน้อยจึงคิดถึงแต่เฉพาะกระแส โดยค่าที่ใช้วัดความผิดเพี้ยนคือค่า THD โดยพิจารณาดังสมการ

$$i_{dis}(t) = i_s(t) - i_{s1}(t) = \sum_{h=1} i_{sh}(t) \quad (3.3)$$

เมื่อ

$i_{dis}(t)$ คือ องค์ประกอบของกระแสที่ผิดเพี้ยนที่เวลาใดๆ

- $i_s(t)$ คือ กระแสรวมจากแหล่งจ่ายที่เวลาใดๆ
 $i_{s1}(t)$ คือ องค์ประกอบของกระแสที่มีความถี่มูลฐานที่เวลาใดๆ
 $i_{sh}(t)$ คือ กระแสในแต่ละฮาร์โมนิกส์จากแหล่งจ่ายที่เวลาใดๆ
 h คือ ลำดับของฮาร์โมนิกส์

เมื่อพิจารณากระแสเป็นค่า rms. (root mean square) จะได้ดังสมการ

$$I_{dis} = [I_s^2 - I_{s1}^2]^{1/2} = \left[\sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right]^{1/2} \quad (3.4)$$

เมื่อ

I_{dis} คือ ค่า rms ของ $i_{dis}(t)$

I_s คือ ค่า rms ของ $i_s(t)$

I_{s1} คือ ค่า rms ของ $i_{s1}(t)$

I_{sh} คือ ค่า rms ของ $i_{sh}(t)$

โดยค่า THD หาได้จาก

$$\%THD = 100 \times \frac{I_{dis}}{I_{s1}} \quad (3.5)$$

$$\%THD = 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \quad (3.6)$$

$$\%THD = 100 \times \frac{\sqrt{\sum_{h \neq 1} I_{sh}^2}}{I_{s1}} \quad (3.7)$$

และค่า PF หาได้จาก

$$PF = \frac{P}{S} \quad (3.8)$$

$$= \frac{V_s I_{s1} \cos \phi}{V_s I_s} \quad (3.9)$$

$$= \frac{I_{s1} \cos \phi}{I_s} \quad (3.10)$$

เมื่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- P คือ กำลังงานจริง
- S คือ กำลังงานปรากฏ
- V_s คือ แรงดันที่แหล่งจ่าย
- ϕ คือ มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันกับกระแสที่ความถี่มูลฐาน

และเมื่อ DPF (Displacement Power Factor) มีค่าเท่ากับ $\cos\phi$

ดังนั้น

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} DPF \tag{3.11}$$

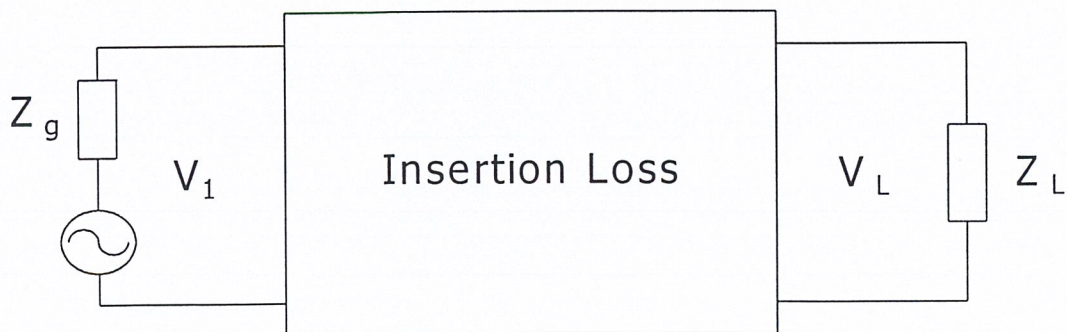
$$= \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} DPF \tag{3.12}$$

โดยตามข้อกำหนดตามมาตรฐานอุตสาหกรรมนั้น PF ต้องไม่ต่ำกว่า 0.85 และค่า %THD_i จะต้องไม่เกิน 30 %

3.5 EMI Filter

ElectroMagnetic Interference (EMI) Filters เป็นวงจรกรองความถี่รบกวนที่เกิดจากสนามแม่เหล็กไฟฟ้า อุปกรณ์ที่ใช้ทำ Filter จะไม่ต่อ Resistor เพราะจะทำให้เกิดความร้อน (Loss) ได้

ในการออกแบบ EMI Filter จะต้องคำนึงถึง การเกิดของ Insertion Loss และ Attenuation ของระบบที่จะเกิดขึ้นด้วย โดยจะพิจารณาได้จากกราฟและสมการดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.7 วงจรจำลองการคำนวณการเกิด Insertion Loss

$$P_{\max} = |V_g|^2 / 4R_g \quad (3.13)$$

$$P_{\text{out}} = V_L^2 / R_0 \quad (3.14)$$

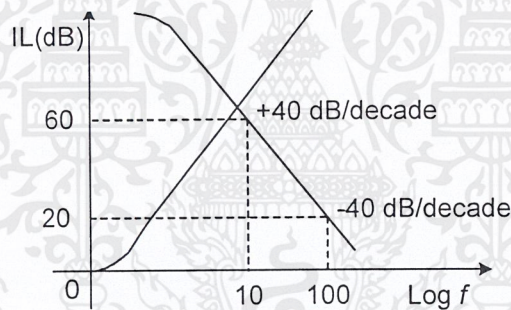
$$IL(\text{dB}) = 20 \log_{10} \left(\frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_0}{R_g}} \frac{|V_g|}{|V_L|} \right) \quad (3.15)$$

$$IL(\text{dB}) = 20 \log_{10} \left(\frac{V_1}{V_L} \right) \quad (3.16)$$

โดยที่ V_1 = แรงดันเอาต์พุตของสัญญาณจากแหล่งจ่าย โดยไม่ได้ต่อวงจร filter

V_L = แรงดันเอาต์พุตของสัญญาณจากแหล่งจ่ายที่ด้านเอาต์พุตของวงจร filter โดยต่อวงจร filter เข้าไปกับระบบ

IL = Insertion Loss (dB)



รูปที่ 3.8 กราฟแสดงการเกิด Insertion Loss และ Attenuation

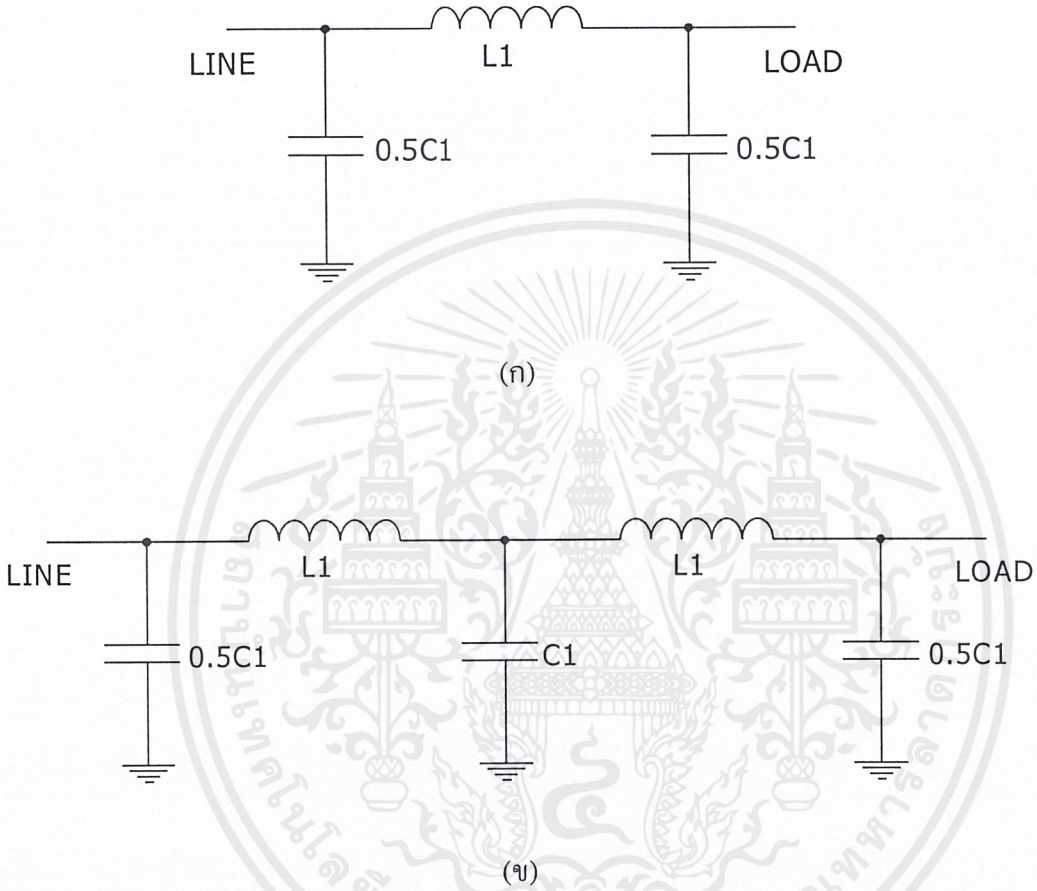
ชนิดของ EMI Filter

ปัจจุบันได้มีการแบ่งชนิดของ ElectroMagnetic Interference (EMI) Filters โดยเบื้องต้นหลายชนิดคือ π Filter, T Filter, L Filter, Dissipative Filter, Cauer Filter, The R-C Shunt เป็นต้น EMI Filters แต่ละชนิดอาจประกอบด้วย Filter จำนวน 2 เท่า, 3 เท่าหรือบางครั้งก็ใช้ถึง 4 เท่า โดยแต่ละชนิดของ EMI Filter จะมีทั้งคุณสมบัติที่เป็นบวก (Positive) และที่เป็นลบ (Negative) ซึ่งแต่ละคุณสมบัติจะมีทั้งจุดที่เป็นข้อดีที่สุดในการใช้ประโยชน์และจุดบกพร่องขึ้นในระดับหนึ่ง

EMI Filters ที่สำคัญได้แก่

1. π Filter

จะมีลักษณะดังรูป



รูปที่ 3.9 (ก) วงจร π Filter

(ข) วงจร Multiple π Filter

สมการการออกแบบวงจร π Filter

$$IL(dB) = 10 \log_{10} \left(1 + F^2 \frac{(1-d)^2}{d^{2/3}} - 2F^4 \frac{1-d}{d^{1/3}} + F^6 \right) \quad (3.17)$$

โดยที่

$$d = \frac{L}{2CR_0^2} \quad \text{เป็น damping factor} \quad (3.18)$$

$$F = \frac{f}{f_0} \quad (3.19)$$

$$f_0 = \frac{1}{\pi\sqrt{2LC}} = \frac{R_0}{\pi L} = \frac{1}{2\pi R_0 C} \quad ; \text{เมื่อ } d=1 \quad (3.20)$$

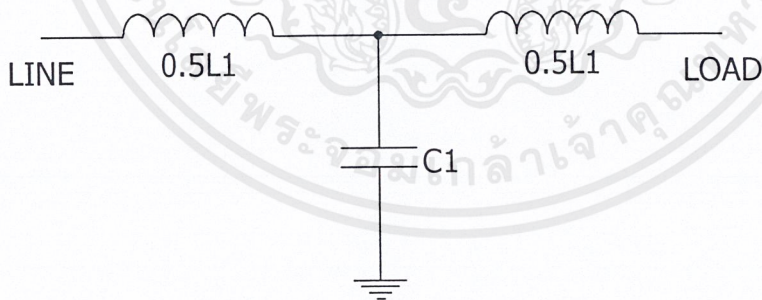
$$f_0 = \frac{1}{\pi(4R_0LC^2)^{1/3}} \quad ; \text{เมื่อ } d \neq 1 \quad (3.21)$$

ข้อสังเกตคือ ตัวเก็บประจุศูนย์กลาง (Center Capacitor) จะมีขนาดเป็น 2 เท่าของตัวเก็บประจุด้านปลาย (End Capacitor) กล่าวคือ ตัวเก็บประจุทั้งหมดที่อยู่ภายในจะมีค่าเป็น 2 เท่าของแต่ละตัวเก็บประจุด้านปลายทั้ง 2 ด้านสำหรับวงจร Multiple π Filter

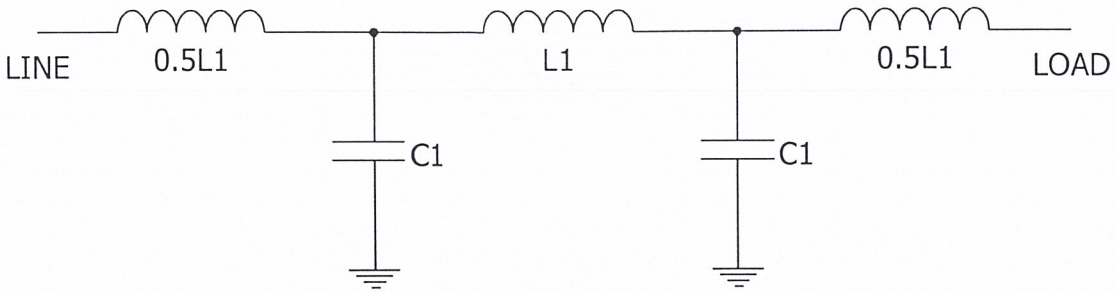
กระแสยอด (Peak Current) ถูกจัดทำให้ Filter เพื่อทะลุผ่าน Buffer หรือ ขยาย Buffer ออก. Filter เหล่านี้จะมีค่าตัวเหนี่ยวนำ (Inductance) ขนาดใหญ่เพื่อรักษาสัญญาณออกในการทดสอบ EMI ของแหล่งจ่ายไฟ DC สิ่งเหล่านี้ถูกทำขึ้นเพื่อให้แน่ใจว่าขดลวดเหนี่ยวนำ Filter จะไม่เหนี่ยวนำอิมพัลส์ที่กระแสยอด

2. T Filter

จะมีลักษณะดังรูป



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.10 (ก) วงจร T Filter

(ข) วงจร Multiple T Filter

สมการการออกแบบวงจร T Filter

$$IL(dB) = 10 \log_{10} \left(1 + F^2 \frac{(1-d)^2}{d^{2/3}} - F^4 \frac{1-d}{d^{1/3}} + F^6 \right) \quad (3.22)$$

โดยที่ $d = \frac{CR_0^2}{2L}$ เป็น damping factor (3.23)

$$F = \frac{f}{f_0} \quad (3.24)$$

$$f_0 = \frac{1}{\pi\sqrt{2LC}} = \frac{R_0}{2\pi L} = \frac{1}{\pi R_0 C} \quad ; \text{เมื่อ } d=1$$

$$f_0 = \frac{1}{\pi \left(\frac{R_0}{4LC^2} \right)^{1/3}} \quad ; \text{เมื่อ } d \neq 1 \quad (3.25)$$

T Filter ทำงานดีที่สุดในสายที่มีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ (Low-impedance Line) ทำให้มีกระแสสูง อิมพีแดนซ์ของสายจะต่ำมากจนถึง 100 kHz แต่จะสูญเสียความเฉพาะเจาะจงมาตรฐาน 461 (461 Specification) เริ่มที่ 10 kHz ไม่ก็ 14 kHz. อิมพีแดนซ์เหนี่ยวนำอินพุท (Inductive input impedance) ของ T ได้รวมอิมพีแดนซ์สายต่ำด้วย (Low line impedance) ทำให้ C และ L ทำงานร่วมกัน สิ่งเหล่านี้เป็นสิ่งที่ดีที่สุดที่กระแสไหลตุงกว่า ถ้าวิธีการออกแบบไม่ต้องการค่าของอินดักเตอร์ T ที่มีค่าสูงมาก ซึ่งจะส่งผลให้แรงดันพุ่งสูงขึ้นหรือตกลงในการจ่ายให้โหลด เช่นในกรณีที่แรงดันเพิ่มสูงขึ้นในการจ่ายโหลด เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของเรโซแนนซ์ ที่ความถี่ต่ำมากๆ เป็นเพราะผลของค่าความนำที่สูงขึ้น

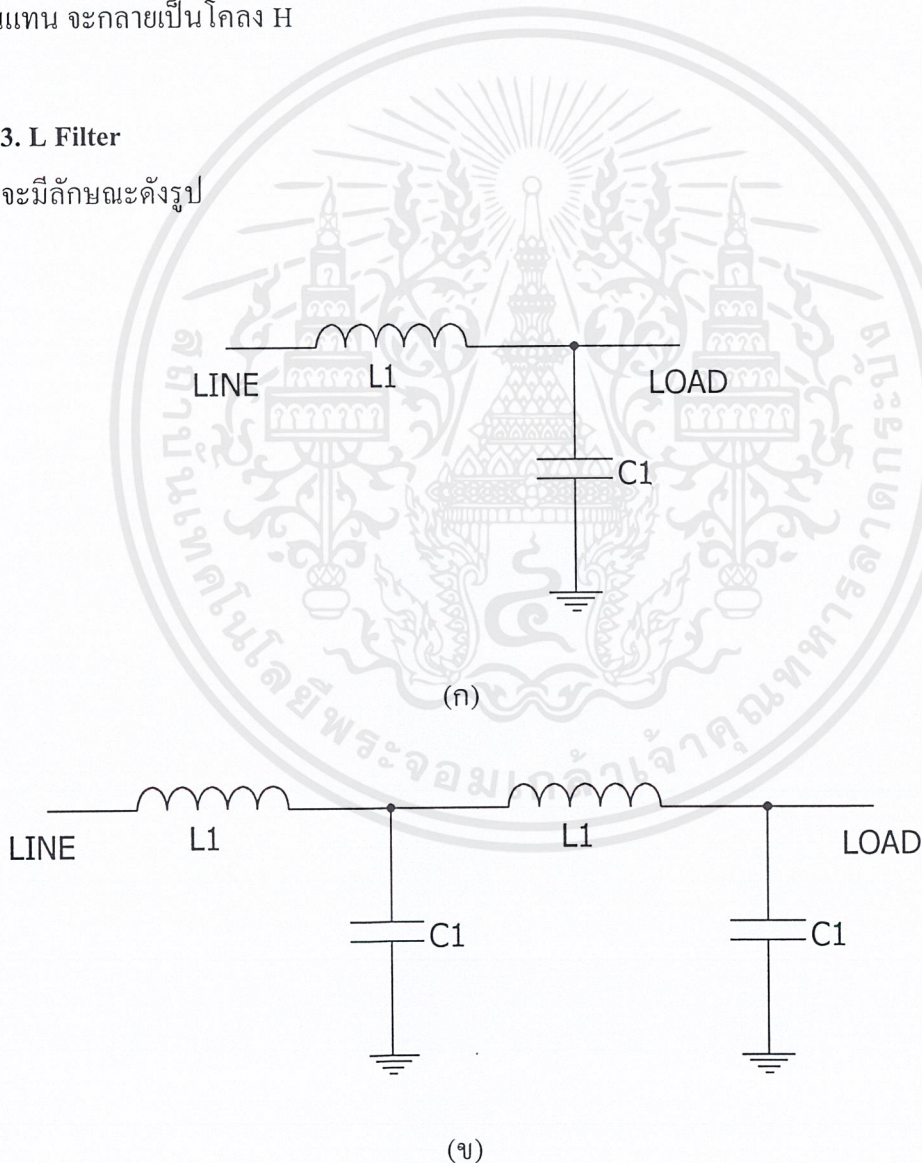
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

T Filter ไม่ควรใช้ในระบบไฟตรง ถ้าโหลดที่ใช้ประโยชน์ส่วนใหญ่เป็นตัวสวิตช์ เพราะว่าค่าอิมพีแดนซ์สูงของตัวนำด้านเอาต์พุตที่อยู่ทางด้านโหลดจะขาดตัวสวิตช์ การออกแบบตัวสวิตช์ควรพิจารณาสิ่งนี้ โดยการทำให้ต่ำกว่าของค่าอิมพีแดนซ์ ด้วยตัวเก็บประจุ ที่อินพุตสวิตช์ ซึ่งจะทำให้ Filter กลายเป็น L สองตัวที่ปรับค่าไม่ได้ เนื่องจากตัวเก็บประจุ ต่อขนานกับตัวนำที่อยู่ทางด้านโหลด ค่าตัวนำศูนย์กลาง (Central Inductor) จะมีขนาดเป็น 2 เท่าของทั้งสองตัวนำที่อยู่ด้านปลาย กล่าวคือตัวนำภายในทั้งหมดจะมีขนาดเป็นสองเท่าของตัวนำด้านปลาย

T Filter สามารถทำให้สมดุล โดยการย้ายค่าครึ่งหนึ่งของตัวนำ และวางครึ่งนี้ในขานิวตรอนแทน จะกลายเป็นโคลง H

3. L Filter

จะมีลักษณะดังรูป



รูปที่ 3.11 (ก) วงจร L Filter

(ข) วงจร Multiple L Filter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมการการออกแบบวงจร L Filter

$$IL(dB) = 10 \log_{10} \left(1 + \frac{(1-d^2) F^2}{d} + F^4 \right) \quad (3.26)$$

โดยที่ $d = \frac{L}{CR_0^2}$ เป็น damping factor (3.27)

$$F = \frac{f}{f_0}$$

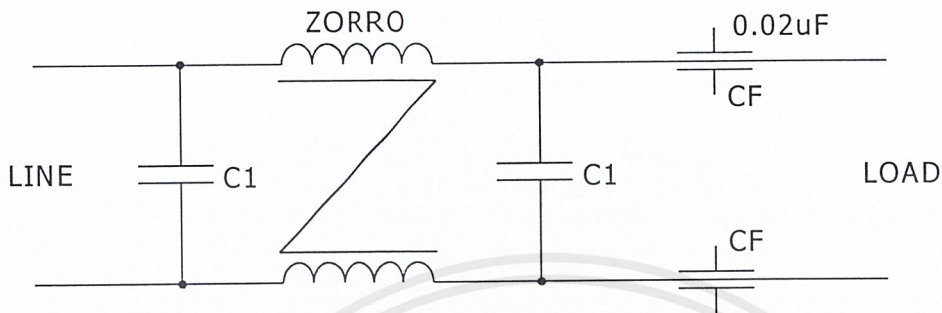
$$f_0 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi R_0 C} = \frac{\sqrt{2} R_0}{2\pi L} \quad ; \text{เมื่อ } d=1 \quad (3.28)$$

$$f_0 = \frac{\sqrt{2}}{2\pi \sqrt{LC}} \quad ; \text{เมื่อ } d \neq 1 \quad (3.29)$$

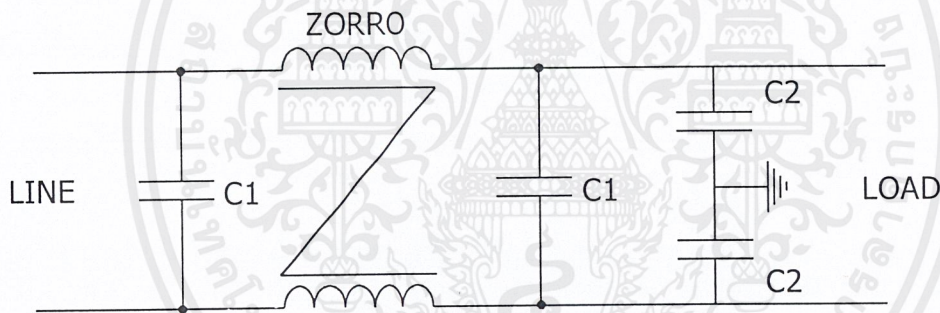
Filter ชนิดนี้เป็นที่นิยมนำมาใช้งาน เนื่องจากทั้ง The π Filter และ T Filter มีส่วนประกอบ 3 ส่วน แต่ L Filter มีส่วนประกอบเพียงสอง ลักษณะการสูญเสียทั้งหมดเกี่ยวข้องไปถึงการสูญเสียขณะสตาร์ทเหนือความถี่คัทออฟ L Filter เดี่ยว(Single) จะทำงานได้ดีที่สุด เมื่อทำงานในโหมดไฟตรงถ้าโหลดมีตัวสวิตช์ เพราะว่า L ตัวใหญ่จะต่ออยู่กับแหล่งจ่ายไฟตรง และตัวเก็บประจุตัวใหญ่(มีปริมาณสูง)จะให้ค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ สำหรับความถี่ของตัวสวิตช์ ส่วนตัวนำ 2 ตัวถูกนำมาใช้เมื่อจำนวนความสูญเสียทั้งหมดรวมมีค่าน้อยกว่าตัวนำเดี่ยว ตัวเก็บประจุเอาท์พุทขนาดเล็กมีขนาดเล็กกว่าครึ่งหนึ่งของที่มาจากเดิม จะไม่จัดให้มีการเก็บพลังงานที่จำเป็น จะสร้างค่าแรงดันตกยอดถึงยอด(Peak to peak Voltage drop) ขนาดใหญ่ที่จ่ายให้ตัวสวิตช์ แรงดันยอดถึงยอดนี้จะอยู่ที่ความถี่ตัวสวิตช์ หรือ 2 เท่าของความถี่ตัวสวิตช์ ถ้าแรงดันนี้จ่ายให้กับ Center Tap ของวงจรขยาย (Amplifier) ระดับ บี หรือ Royer (ความถี่ของตัวสวิตช์ที่สูงกว่าหรือต่ำกว่าการตก) L 2 ตัวสามารถนำมาใช้ตราบเท่าที่การตก(drop) ไม่มากเกินไป หรือความถี่ตัวสวิตช์มีค่าสูงพอ แม้กระนั้นการกระเพื่อมจะเหมือนเดิมหรือ ดีกว่าแหล่งจ่ายไฟตรง หรือแรงดันที่จัดส่ง ทั้ง L และ Multiple L ทำงานได้ดีในการประยุกต์ใช้ทางไฟฟ้ากำลังที่สูงขึ้น

4. Typical Commercial Filter

จะมีลักษณะดังรูป



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.12 (ก) วงจร Commercial filter with Z and feedthrough.

(ข) วงจร Commercial filter with capacitors to ground.

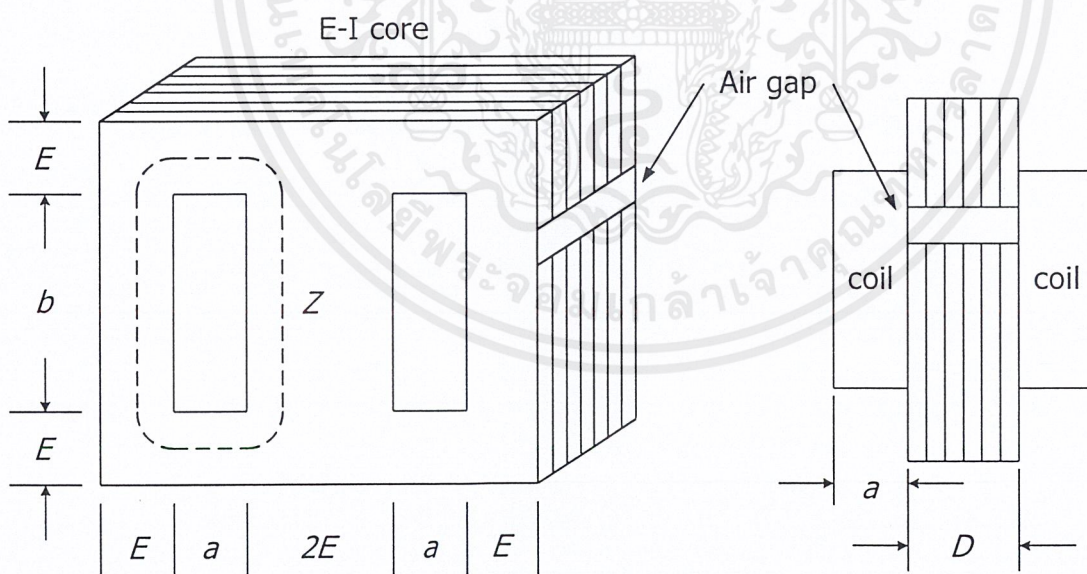
Filter ชนิดนี้ถูกนำมาใช้ ในอุปกรณ์ทดสอบ, คอมพิวเตอร์, และอุปกรณ์ อิเล็กทรอนิกส์ ที่ใช้ในการค้า ผู้ผลิตต้องผ่านการทดสอบตามมาตรฐาน VDE, CSA และ U.S. Federal Communications Commission (FCC) และการทดสอบถูกดำเนินการโดยบริษัททดสอบ EMI ซึ่งช่วยให้ผู้ผลิตทราบเกี่ยวกับข้อมูลทั้งหมด Filter เหล่านี้เป็นชนิด π Filter แบบสมมูล โดยบ่อยครั้งจะซื้อจากผู้จัดหาภายนอก และบ่อยครั้งจะสร้างในต่างประเทศ Filter เหล่านี้ส่วนใหญ่จะอยู่ในหมวดปกติ ด้วยการต่อตัวเก็บประจุตรงข้ามกันทางด้านอินพุตและเอาต์พุตจากสาย Hot ถึงสาย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นิวตรอน และตัวเก็บประจุอีกสองตัวที่ต่อลงกราวด์ ซึ่งจะเจอกับค่าเฉพาะของกระแสรั่วไหล ค่าความนำที่รั่วไหล (Leakage Inductance) บ่อยครั้งถูกทำให้สูงขึ้นโดยการเพิ่มวงแหวนรองข้อต่อ เพื่อให้ศูนย์กลางของแกนแยกเป็น 2 ขดลวด ซึ่งจะทำโดยการพัน 2 ขดลวดห่างกันเพียงพบบนแกน Toroid. ตัวเก็บประจุแบบ Feedthrough (CF) จะถูกหุ้มกราวด์ (Case Ground) บางเทคนิคจะรวม Filter หมวคอนุพันธ์ (Differential Mode) กับหมวคปกติซึ่งจะทำให้ π Filter แบบสมมูลอยู่ใน หมวคอนุพันธ์ และ Filter นี้จะทำงานทั้งหมดเนื่องจากข้อบ่งชี้การสูญเสียของ FCC เริ่มต้นที่ 450 kHz. ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุสามารถทำให้เล็กเพื่อให้สำเร็จในงานเหล่านี้ ข้อควรจำอื่นๆ คือ กระแสที่ไหลผ่านค่าเหนี่ยวนำรั่วไหลสามารถอิมตัวในตัวเหนี่ยวนำได้ บางชนิดของ Filter ไม่จำเป็นต้องใช้ตัวเก็บประจุชนิด Feedthrough โดยการต่อร่วมลงดินแทน ตัวเก็บประจุเหล่านี้แพงเล็กน้อย แต่ให้ความถี่เรโซแนนซ์ด้วยตัวเอง (Self Resonant Frequency) ที่ต่ำกว่า

3.6 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่เหมาะสมด้วยแกน EI

รูปร่างของตัวเหนี่ยวนำแกน EI แสดงดังรูปที่ 3.13 ซึ่ง a คือ ความกว้างของช่องว่าง, b คือ ความยาวของช่องว่าง, $2E$ คือความกว้างของ torque และ D คือ ความหนาของแกนเหล็ก



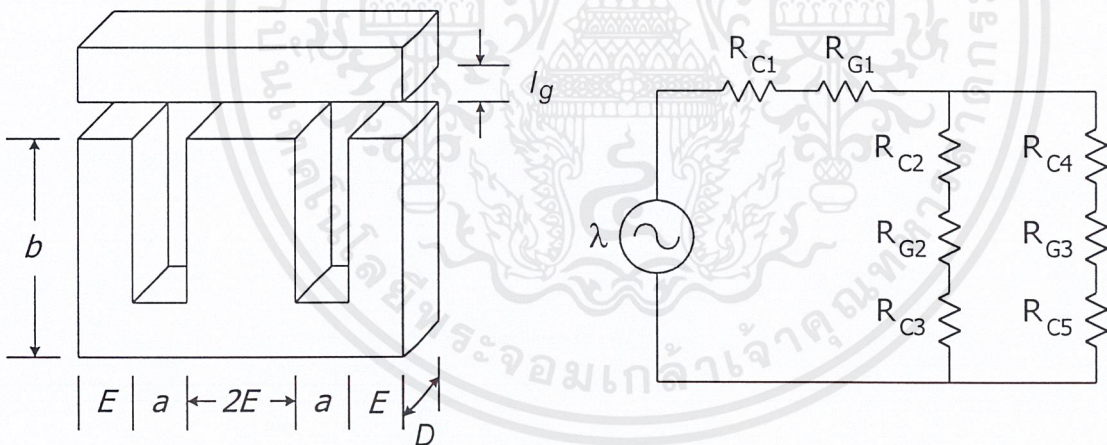
รูปที่ 3.13 E-I core configuration

ค่าเหนี่ยวนำไฟฟ้า (L) จะเป็นอัตราส่วนระหว่าง จำนวนเส้นแรงแม่เหล็กที่เกี่ยวคล้องทั้งหมดในขดลวด (Flux linkage) กับกระแสในขดลวด ซึ่งมีหน่วยทางไฟฟ้าเป็น เฮนรี (Henry, H) เขียนเป็นสมการได้ คือ

$$L = \frac{\lambda}{I} = \frac{N\phi}{I} = \frac{NB_{\max}A_cF_s}{I} \quad (3.30)$$

เมื่อ

- N คือ จำนวนรอบของขดลวด
- A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็ก
- λ คือ Flux เกี่ยวคล้อง
- B_{\max} คือ ความหนาแน่น Flux แม่เหล็ก
- I คือ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ
- F_s คือ stacking factor



รูปที่ 3.14 Magnetic circuit

$$L = \frac{N^2}{\mathcal{R}} \quad (3.31)$$

$$= \frac{N^2(\mu_1\mu_2ED)}{(2E + a + b)\mu_2 + \mu_1I_g} \quad (3.32)$$

$$= \frac{\mu_0 N^2 ED}{I_g} \quad (3.33)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ $b = 3E$, $a = E$, $\mu_1 \gg \mu_2$, $\mu_2 = \mu_0$

จะเห็นว่าความสัมพันธ์ระหว่างช่องอากาศ กับค่าความเหนี่ยวนำ (L) จะแปรผกผันกัน

3.6.1 ข้อพิจารณาในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำแกน EI

นักออกแบบจำเป็นต้องสังเกตในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ ในส่วนของการออกแบบมีสิ่งจำเป็นที่จะต้องพิจารณาอยู่ 2 อย่าง เพื่อให้ได้รูปร่างของตัวเหนี่ยวนำแกน EI ที่เหมาะสม คือ ค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก

$$B_{\max} = A_w F_s N = L_d I_p \quad (3.34)$$

ได้เลือก Magnesil (Si 3 %, Fe 97%) เป็นแกนแม่เหล็กซึ่งถูกใช้ในการออกแบบ ตามตารางที่ 3.2 จะสังเกตได้ว่าลักษณะเฉพาะของ Magnesil คือ มีค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูง และความหนาแน่นวัสดุต่ำ

ตารางที่ 3.2 ลักษณะเฉพาะของแกนแม่เหล็กไฟฟ้า

Material	Percentage	B_{\max} (tesla)	Density(g/cm ³)
Magnesil	3%Si, 97%Fe	1.6	7.63
Orthonol	50%Ni, 50%Fe	1.5	8.24
48 Alloy	48%Ni, 50%Fe	1.2	8.19

พื้นที่ช่องว่าง

$$\frac{A_w N}{F_w} = ab \quad (3.35)$$

เมื่อ A_w คือ พื้นที่หน้าตัดขดลวด

ซึ่ง F_w (Window Utilization) คือ พื้นที่ช่องว่างของขดลวดที่เกิดขึ้นบนแกนเหล็กที่นำมาพัน

ปัจจัยที่มีผลมีอยู่ 4 อย่างคือ ฉนวนของขดลวด, ขดลวดที่วางพาดกัน, พื้นที่กระสวย (Bobbin area) และฉนวนที่ป้องกันระหว่างขดลวดที่พันกันอยู่แต่ละชั้น

ตัวอย่างของค่านี้ประมาณ 0.4 ซึ่งค่านี้ทำให้แน่ใจได้ว่าค่าของประสิทธิภาพของช่องว่างแกนเหล็กเพียงพอในการพัน

3.6.2 สมการเงื่อนไข(Constrain Function)

จากสมการข้างต้น เราสามารถกำจัดตัวแปร N ได้คือ

$$N = \frac{LI}{B_{\max} A_c F_s} = \frac{abF_s}{A_w} \quad (3.36)$$

$$\frac{B_{\max} A_c F_s abF_w}{A_w} - LI = 0 \quad (3.37)$$

$$\frac{B_{\max} (2ED) 3E^2 F_s F_w}{A_w} - LI = 0 \quad (3.38)$$

เพราะฉะนั้นจะได้ inequality constraint คือ

$$\frac{B_{\max} D 6E^3 F_s F_w}{A_w} - LI = 0 \quad (3.39)$$

$$0.002 < E < 0.3$$

$$0.0005 < D < 0.3$$

โดยที่ค่า D และค่า E จะกำหนดให้อยู่ในช่วง Feasible เพื่อให้สามารถหาซื้อแกนเหล็กได้ตามท้องตลาด

3.6.3 หลักการออกแบบตัวเหนี่ยวนำโดยทั่วไป

ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ (Inductor Design) สิ่งที่ต้องคำนึงถึงในการออกแบบก็คือการเลือกอุปกรณ์

ชนิด ลักษณะ โครงสร้าง และขนาดของแกนเหล็ก

ชนิด รูปร่าง ขนาด และจำนวนรอบที่ใช้ในการพันของลวดตัวนำ

ชนิดและลักษณะของฉนวน

ลักษณะโครงสร้างของ case

คุณสมบัติทางไฟฟ้า และเชิงกลอื่นๆ

ข้อกำหนด

1. ค่าความเหนี่ยวนำ
2. ขนาดและรูปร่างรวมทั้งความถี่ของกระแสและแรงดัน
3. กำลังสูญเสีย ประสิทธิภาพ หรืออุณหภูมิเพิ่ม (T_{rise})
4. คุณสมบัติทางไฟฟ้า และเชิงกลอื่นๆ

ขีดจำกัด

1. ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัวของแกนเหล็ก
2. กำลังสูญเสียในลวดทองแดงหรือแกนเหล็ก
3. คุณสมบัติอื่นๆ เช่น Permeability (μ) , Breakdown Voltage (V_b)

สมการของการออกแบบ

จากขีดจำกัดของแกนแม่เหล็ก(Saturation or Coreloss)

$$B_{max} = \frac{\phi_{max}}{S} = \frac{\lambda_{max}}{S \cdot N} = \frac{LI_{peak}}{S \cdot N} \quad (3.40)$$

สนามแม่เหล็กแปรตามกระแส

$$\phi_{max} = \frac{LI_{peak}}{N} \quad (3.41)$$

$k \cdot W = N \cdot A_w$ ขีดจำกัดของหน้าตัด ; $k = 0.3 - 0.9$

จากขีดจำกัดของลวดทองแดง โดยคำนึงถึงการสูญเสีย ($Cu \text{ loss} : P_{cu}$)

$$P_{cu} = I_{rms}^2 \cdot R \quad (3.42)$$

$$R = \frac{\rho \cdot l}{A_w} \quad (3.43)$$

$$J = \frac{I_{rms}}{A_w} \quad (3.44)$$

โดยที่ $J = 100 - 1000 \text{ (A/cm}^2\text{)}$

$P = 1.724 \times 10^{-8} \text{ (}\Omega \cdot \text{m)}$

จากคุณสมบัติของวงจรแม่เหล็กและตัวเหนี่ยวนำ

$$L = N^2 P_c = \frac{N^2}{R_c} \quad (3.45)$$

$$R_c = R_m + R_g; R_c = \frac{l_g}{\mu_0 S} \quad (3.46)$$

$$l_g = \frac{N^2 \mu_0 S}{L} \quad (3.47)$$

3.6.4 การออกแบบ Inductor โดยทั่วไป

ในการออกแบบ Inductor เราจะต้องกำหนดค่าหรือทราบค่าดังต่อไปนี้

1. ค่ากระแสที่ต้องการใช้งาน (A)
2. ค่า Inductor ที่ต้องการในการออกแบบ (L)

ขั้นตอนการออกแบบ

1. หาค่าของโวลต์เตจ จากสูตร

$$V = 2\pi f L I \quad (3.48)$$

2. หาพื้นที่หน้าตัด (A_i) และขนาดของแกนเหล็ก ($2l$) โดยนำค่า V จากข้อ 1. และค่ากระแส (A) ที่กำหนดมาแทนในสูตร

$$A_i = \frac{\sqrt{VA/2}}{5.58} \quad (3.49)$$

โดยที่ A_i คือพื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็กที่มีหน่วยเป็นตารางนิ้ว

3. หลังจากนั้นนำค่าโวลต์เตจที่ได้จากข้อ 1. และพื้นที่หน้าตัดที่ได้จากข้อ 2. ไปหาจำนวนรอบของลวด (N) ที่ใช้ในการพัน จากสูตร

$$V = 4.44f.N.B.A_i.(2.54)^2 \cdot 10^{-4} \quad (3.50)$$

4. หาขนาดของลวดที่ใช้ในการพัน (A_w) จากสูตร

$$A_w = \frac{I}{J} \quad (3.51)$$

โดยที่ J คือ ค่า current density มีหน่วยเป็น (A / mm^2)

A_w คือ พื้นที่หน้าตัดลวดตัวนำ มีหน่วยเป็น (mm^2)

I คือ กระแส มีหน่วยเป็น (A)

5. จากนั้นหาค่าพื้นที่หน้าตัดรวมของลวด ($A_{W(total)}$) จากสูตร

$$A_{W(total)} = N \times A_w \quad (3.52)$$

โดยที่ $A_{W(total)}$ มีหน่วยเป็น mm^2

6. หาค่าพื้นที่ใช้งานจริง หรือเรียกว่าพื้นที่หน้าตัดต่าง (A_R) จากสูตร

$$A_R = 3a^2 * 25.4^2 \quad (3.53)$$

โดยที่ A_R มีหน่วยเป็น mm^2

7. ตรวจสอบพื้นที่หน้าตัดรวมของลวดที่ได้จากข้อ 5. และพื้นที่ใช้งานจริงที่ได้จากข้อ 6. ว่าสามารถพันลวดลงได้หรือไม่ หรือจากเงื่อนไข

$$A_{W(total)} < 0.5A_R \quad (3.54)$$

หมายเหตุ ถ้าหากตรวจสอบแล้วไม่เป็นไปตามเงื่อนไขจะต้องปรับพื้นที่หน้าตัดแกนเหล็ก (A_c) โดยที่เราคงค่าขนาดของแกนเหล็ก ($2I$) และเปลี่ยนความหนาของแกนเหล็กเพิ่มขึ้น แทนแล้วกลับไปคำนวณหาจำนวนรอบ (N) ตามข้อ 3. ใหม่ โดยที่ ค่า A_c ใหม่ในสูตรแล้วแทนค่า และทำตามขั้นตอนต่อไป

8. หาค่าของช่องว่างอากาศ (gap) จากสูตร

$$g = \frac{N^2 \mu_0 A_i}{2L} \quad (3.55)$$

3.7 คุณสมบัติและประสิทธิภาพการทำงาน (Performance Parameter)

การออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ต้องคำนึงถึงรายละเอียดต่างๆ ดังนี้

1. ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจร (System Efficiency)

การวัดประสิทธิภาพการทำงานของวงจร สามารถวัดได้จากการแปรเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้า ด้านเข้าเป็นแสงสว่างที่สามารถมองเห็นได้ ซึ่งมีหน่วยเป็นความสว่างต่อหน่วยพลังงานไฟฟ้า (Lumens/Watt) โดยปกติค่าประสิทธิภาพของวงจรจะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิผนังหลอดขณะทำงาน (The Lamp Wall Temperature) ในทางปฏิบัติแล้วอุณหภูมิจะอยู่ในช่วง 35 ถึง 60 องศาเซลเซียส

2. ลักษณะรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านหลอด (Lamp Input Current Wave Sharpes)

ทั้งนี้การวัดค่ากระแสที่ไหลผ่านหลอด เพื่อต้องการหาค่า The Lamp Current Crest Factor ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างค่ายอดของกระแส (Peak Current) เทียบกับค่ากระแสอาร์เอ็มเอส (Rms Current) ที่ไหลผ่านหลอด จากมาตรฐานของ American Nation Standards Institute (ANSI) ค่า Current Crest Factor (CCF) ต้องไม่เกิน $1.7\sqrt{2}$ โดยที่ค่ากระแสไหลผ่านหลอดหากเป็นรูปคลื่น Sine แล้ว ค่า Current Crest Factor จะมีค่าเท่ากับ 1.414 ทั้งนี้หากค่า Current Crest Factor สูงเป็นผลให้อายุการใช้งานของหลอดสั้นลง

3. ลักษณะรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านหลอด (Lamp Input Voltage Wave Shapes)

หน่วยวัดคุณสมบัติที่ดีของบัลลาสต์อีกอย่างคือ Voltage Crest Factor (VCF) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างค่ายอดของแรงดัน ทหารด้วยค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดัน ตามสูตรนี้

$$VCF = \frac{V_{pk}}{V_{rms}} \quad (3.56)$$

ทั้งนี้โดยปกติสำหรับรูปคลื่นแรงดันที่เป็น Sine โดยสมบูรณ์จะได้ค่า VCF เป็น $\sqrt{2}$ สำหรับบัลลาสต์โดยทั่วไปจะมีค่าเท่ากับ 2.0 ซึ่งจะประกอบไปด้วยฮาร์มอนิกที่ 3 ซึ่งเป็นผลมาจากการที่แกนเหล็กเข้าสู่ช่วงการอิ่มตัว (Saturation Region) เนื่องจากการจ่ายค่าแรงดันด้านเข้า (Input) ขณะหลอดทำงาน

4. ฮาร์มอนิก (Harmonic Current)

การที่รูปคลื่นไม่เป็น Sine โดยแท้จริงนั้น จะต้องประกอบไปด้วยฮาร์มอนิกที่สูงกว่าฮาร์มอนิกพื้นฐาน 50 Hz ในกรณีที่รูปคลื่นกระแสเป็น Sine โดยแท้จริง ค่ากระแสในนิวตรอน (Neutral Line) ในวงจรสามเฟสจะเป็นศูนย์ และทั้งนี้ถ้าค่าฮาร์มอนิกที่ 3 ไม่ได้ถูกหักลบกันพอดี ในทั้งสามเฟสก็จะมีค่ากระแสไหลผ่านในนิวตรอน นอกจากนี้ยังจะทำให้เกิดสัญญาณไปรบกวน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานของอุปกรณ์อื่นๆ ได้ด้วย เพราะฉะนั้นในการออกแบบบัลลาสต์ควรจะทำให้เกิดผลของฮาร์มอนิกส์น้อยที่สุด

5. การกระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า (Conducted Radiated Tromagnetic Energy v g

การที่วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ใช้การแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 50 Hz เป็นกระแสไฟฟ้าตรงแล้วใช้การสวิตช์ ความถี่สูงไปจุดหลอดนั้น ค่าพลังงานความถี่สูงและความถี่ฮาร์มอนิกส์อาจย้อนกลับเข้าแหล่งจ่ายกระแสได้ และไปรบกวนอุปกรณ์ไฟฟ้าอื่นๆ ที่ต่ออยู่กับสายไฟเส้นนี้รวมไปถึงจะเกิดสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่ไปในอากาศ ซึ่งอาจนำไปสู่การรบกวนอุปกรณ์สื่อสารแบบไร้สายได้

6. ค่าความสว่าง (Light Output)

การที่จะวัดประสิทธิภาพของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ไม่สามารถวัดได้จากค่าพลังงานด้านเข้าเพียงอย่างเดียว ต้องมีการตรวจประสิทธิภาพของแสงสว่าง ที่ได้จากวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เทียบกับค่าความสว่างที่โรงงานผู้ผลิตหลอดกำหนดหรือที่เรียกว่าบัลลาสต์แฟกเตอร์ (Ballast Factor) โดยปกติบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ผ่านการรับรอง และได้ Certificate Ballast Manufacturers (CBM) นั้นต้องมีค่าบัลลาสต์แฟกเตอร์อย่างน้อย $95 \pm 2.5\%$ ที่วัดได้จากหลอดที่อยู่ในมาตรฐานของ ANSI

7. Regulation

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ติดตั้งนั้น ต้องสามารถที่จะทำงานได้ในกรณีที่ค่าแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าเพิ่มขึ้น หรือลดลงในช่วง 10 %

8. คุณสมบัติการจุดหลอด (Starting Characteristic)

ค่าแรงดันสูงสุดในการจุดหลอดของหลอดมักกำหนดโดย ANSI ทั้งนี้หากมากเกินไปเกินไปจะมีผลโดยตรงให้อายุการใช้งานหลอดสั้นลง บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ได้รับการออกแบบที่ดี จะมีการอุ่นไส้หลอดคาโทด(Cathode)และควบคุมแรงดันการจุดหลอดไม่ให้เกินข้อกำหนดของ ANSI

9. เพาเวอร์แฟกเตอร์ (Power Factor)

ลักษณะรูปร่างและเฟสของค่ากระแสสลับ และแรงดัน จะเป็นตัวกำหนด ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ (Power Factor) โดยที่มี The Inductance Chokes ที่ทำหน้าที่ในการจำกัดค่ากระแสไหลผ่านหลอด นอกจากนี้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ให้อุปกรณ์ไม่เป็น Sine จะเป็นผลให้ ค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ลดลง

10. ค่าพลังงานอุ่นไส้หลอด (Filament Power)

การอุ่นไส้หลอดที่ขั้วคาโทด(Filaments)ของหลอดฟลูออเรสเซนต์ โดยปกติตามข้อกำหนด

ของ ANSI นั้นระบุควรมีการอุ่นไส้ตลอดเวลา โดยการให้มีแรงดันตกคร่อมที่ไส้หลอดประมาณ 2.5 – 4.1 โวลต์ ทั้งนี้วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์บางชนิดที่มีการตัดการอุ่นไส้หลอดภายหลังที่หลอดได้ทำงานแล้ว ซึ่งก็สามารถประหยัดพลังงานได้ประมาณ 4 วัตต์ สำหรับวงจรที่มีการตัดหลอด 2 หลอดที่ใช้งานพร้อมกัน แต่จะเป็นผลให้อายุการใช้งานของหลอดสั้นลง เมื่อเปรียบเทียบกับหลอดที่ทำงานที่ความถี่ 50 Hz โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรที่สามารถปรับลดแสงสว่างได้ จำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องมีการอุ่นไส้ตลอดเวลา

11. การกระพริบ (Flicker)

จะกระพริบมากเมื่อทำงานที่ความถี่ 50 Hz แต่เนื่องจากวงจรอิเล็กทรอนิกส์ส่วนใหญ่ทำงานที่ความถี่สูงมาก ดังนั้นปัญหาของการกระพริบจะหมดไปโดยอัตโนมัติ

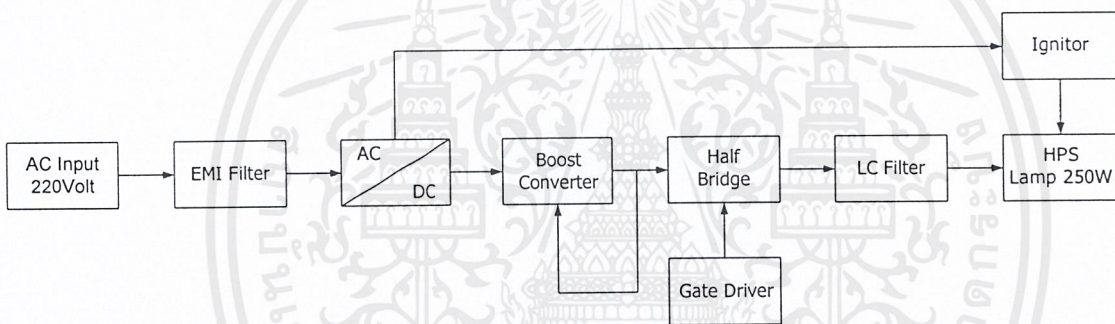


บทที่ 4

การออกแบบวงจรที่ใช้ในการทดลอง

การออกแบบวงจรที่ใช้ในการทดลอง โดยจะแสดง Block Diagram โดยรวม รายละเอียด และหลักการการทำงานของวงจรทุกส่วนของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในการทำโครงการ ไม่ว่าจะเป็น วงจรคอนเวอร์เตอร์ (AC-DC Converter), วงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor Corrector), วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ (Half Bridge Inverter), วงจรกรองสำหรับความถี่สูง (Passive Filter for High Frequency), วงจรสร้างสัญญาณขับเคลื่อน (Gate Driver Circuit), วงจรจุดหลอด (Ignitor), EMI Filter (Electromagnetic Interference Filter), วงจรรวมและลายวงจร

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูง 250 วัตต์ (250 Watt High Pressure Sodium Lamp) นั้นมีส่วนประกอบที่สามารถแสดงด้วย block diagram ดังนี้



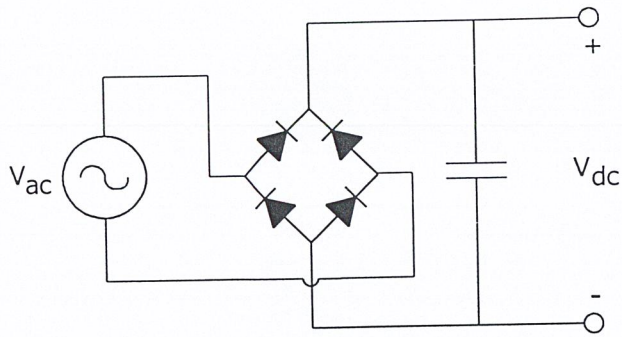
รูปที่ 4.1 Block Diagram แสดงส่วนประกอบของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

โดยคุณลักษณะเฉพาะของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรต่าง ๆ นั้นสามารถดูได้ในภาคผนวก

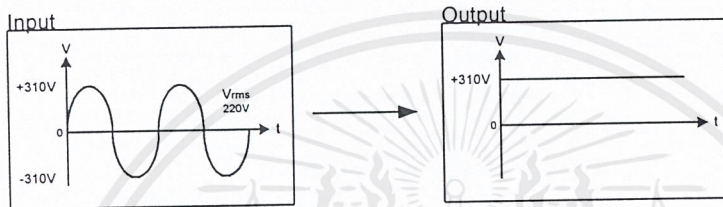
4.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์ (AC-DC Converter)

วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 310 โวลต์ โดยใช้อุปกรณ์ที่เรียกว่า Bridge Rectifier ทำหน้าที่ในการแปลงแรงดัน และจะนำตัวเก็บประจุมาต่อขนานทางด้านขาออกของวงจร เพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้า (ripple voltage) ทำให้แรงดันกระแสตรงที่ได้นั้นมีลักษณะที่เรียบขึ้นก่อนที่จะนำไปใช้งาน

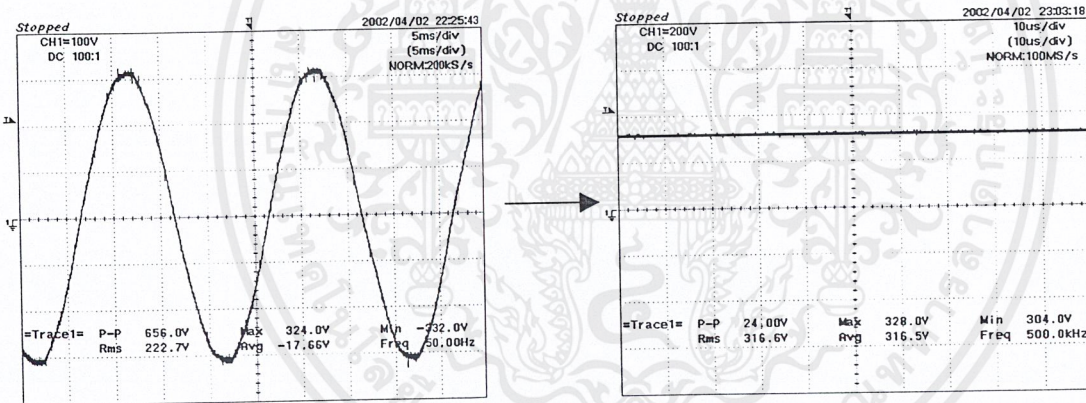
ในโครงการนี้ อุปกรณ์ Bridge Rectifier และ Capacitor ที่นำมาใช้งาน จะต้องสามารถทนแรงดันได้ไม่ต่ำกว่า 400 Volt และกระแสได้ไม่ต่ำกว่า 3 Amp



(ก)



(ข)



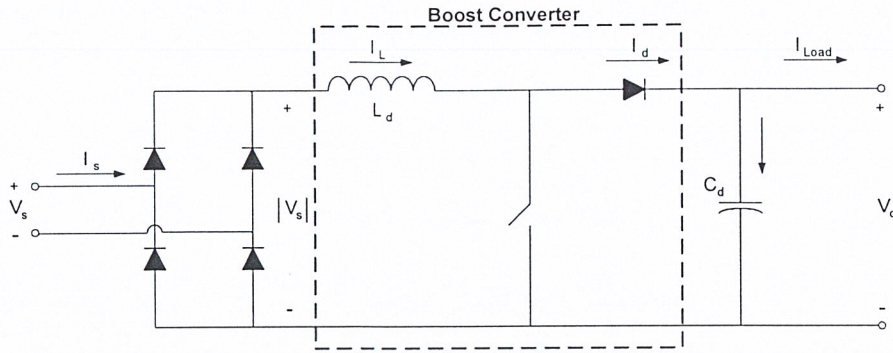
(ค)

รูปที่ 4.2 (ก) วงจร AC-DC Converter

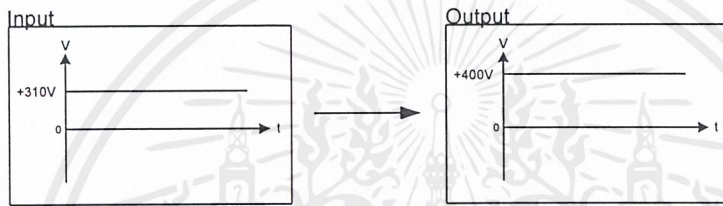
(ข) สัญญาณจากการ Simulation

(ค) สัญญาณวัดจริงที่บันทึกจาก Oscilloscope

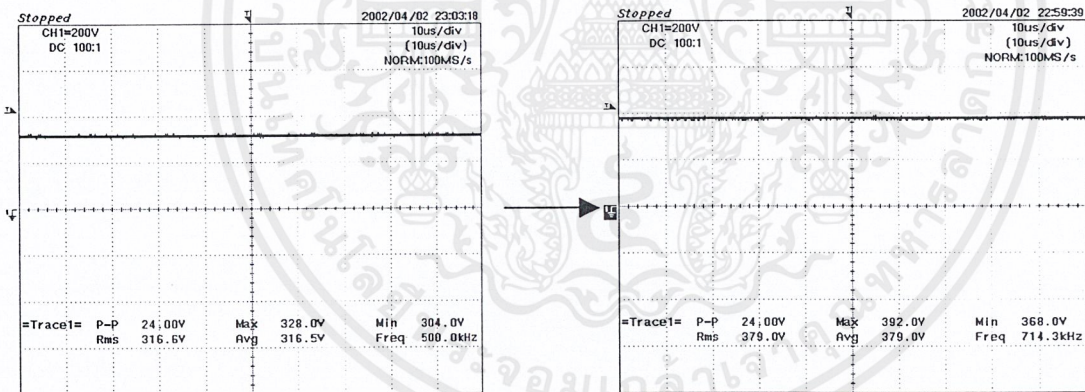
4.2 วงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor Corrector : PFC)



(ก)



(ข)



(ค)

รูปที่ 4.3 (ก) วงจรบัสท์คอนเวอร์เตอร์

(ข) สัญญาณจากการ Simulation

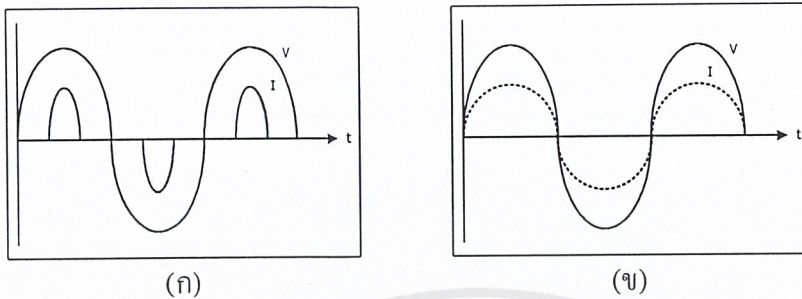
(ค) สัญญาณวัดจริงที่บันทึกจาก Oscilloscope

หลักการทํางาน

ในการใช้วงจร AC-DC Converter เพื่อแปลงไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นกระแสตรงที่มีการต่อตัวเก็บประจุเพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดันเอาต์พุตนั้น จะให้ค่าตัวประกอบกำลังได้เพียง 0.5-

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

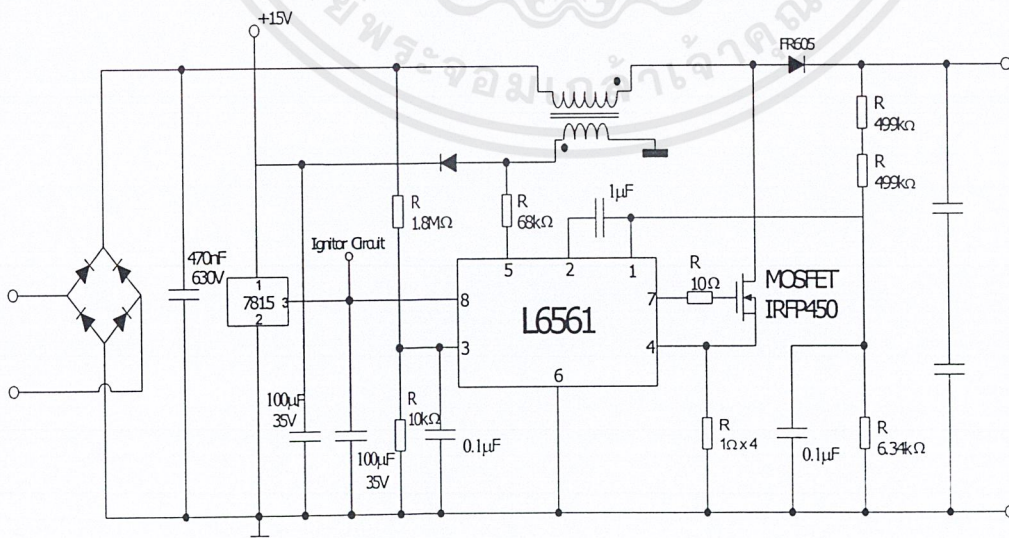
0.7 เท่านั้น และมีค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุท (THDi) สูง เนื่องจากกระแสจะมีการไหลก็ต่อเมื่อแรงดันที่แหล่งจ่ายมีค่ามากกว่าแรงดันที่สะสมไว้ในตัวเก็บประจุ ทำให้รูปคลื่นกระแสของระบบไม่เป็น Sine wave



รูปที่ 4.4 (ก) คลื่นแรงดันกับกระแสเมื่อไม่มีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง
(ข) คลื่นแรงดันกับกระแสเมื่อมีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง

ดังนั้นจึงได้นำวงจร Boost converter มาช่วยในการแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้า ซึ่งในที่นี้จะเรียกว่า วงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor Corrector) โดยวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังจะทำหน้าที่เพิ่มระดับแรงดันให้สูงกว่าระดับแรงดันที่เก็บสะสมไว้ในตัวเก็บประจุ ที่ 400 โวลต์ โดยใช้การทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ที่มีความถี่สูง ซึ่งจะทำให้เกิดการไหลของกระแสที่ต่อเนื่องในจังหวะที่เกิดการปิดของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง จะทำให้กระแสมีการไหลอย่างต่อเนื่องจากแหล่งจ่ายและมีลักษณะเป็น Sine wave มากขึ้น

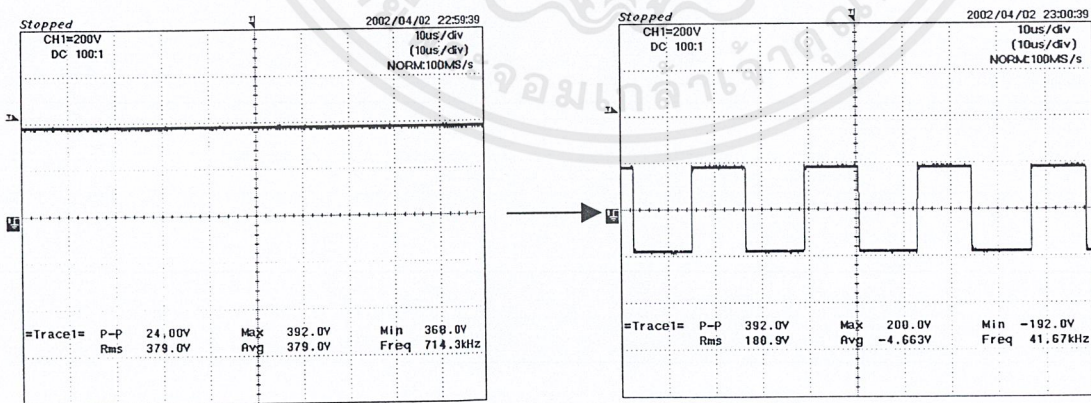
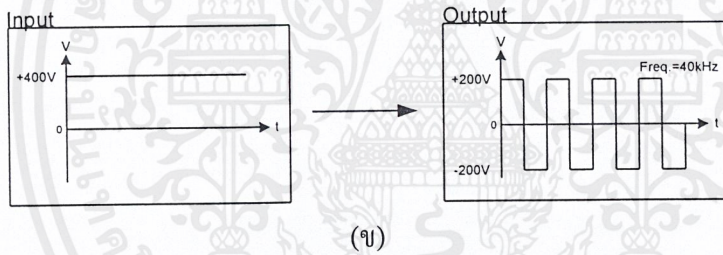
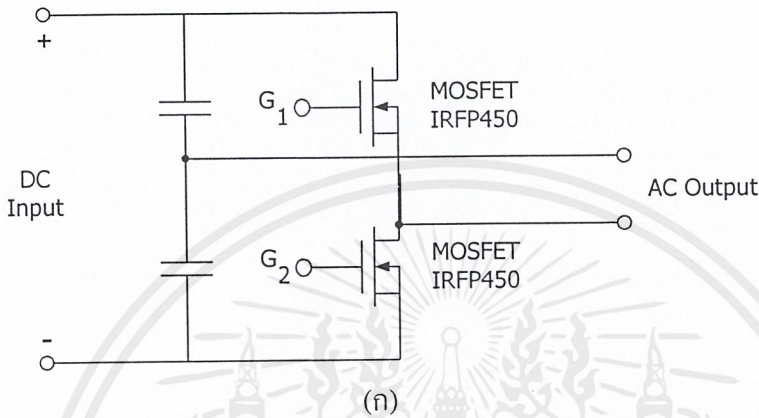
ในโครงการนี้ได้มีการใช้ IC L6561 มาช่วยในการควบคุมแรงดัน output ให้คงที่ตลอดเวลาที่ 400 โวลต์ โดยมีการรับสัญญาณป้อนกลับเข้ามาที่ขา 1 ของ IC ดังวงจร



รูปที่ 4.5 วงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor Corrector)

4.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ (Half Bridge Inverter)

วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็น แรงดันกระแสสลับโดยอาศัยการทำงานของอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่ง 2 ตัว จะสลับช่วงการนำกระแสไฟฟ้่า ซึ่งทำงานตัวละครึ่งคาบเวลา โดยขนาดของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ได้จากวงจรมินเวอร์เตอร์จะมีขนาดเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ป้อนเข้าสู่วงจร



รูปที่ 4.6 (ก) วงจร Half Bridge Inverter

(ข) สัญญาณจากการ Simulation

(ค) สัญญาณวัดจริงที่บันทึกจาก Oscilloscope

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

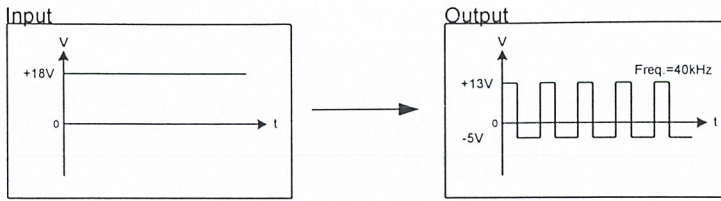
โครงการานนี้ใช้อุปกรณ์สวิทซ์ที่ใช้เป็นชนิด MOSFET เบอร์ IRFP 450 เป็นตัวสวิทซ์ เนื่องจากตอบสนองการทำงานในความถี่สูงได้ดี มีความสูญเสียขณะสวิทซ์ต่ำ

4.4 วงจรสร้างสัญญาณขับเคลื่อน (Gate Driver Circuit)

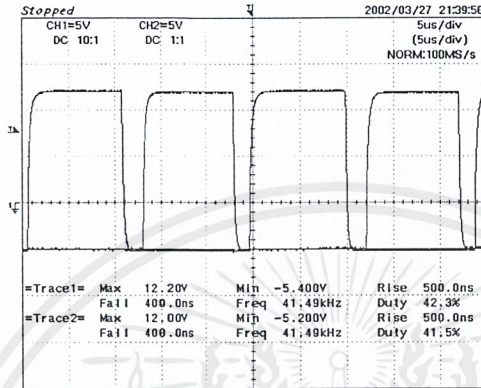
วงจรจะทำหน้าที่สร้างสัญญาณเพื่อทริกขาเกตของ MOSFET ทำให้วงจรอินเวอร์เตอร์สามารถทำงานได้ โครงการานนี้ใช้ความถี่สวิทซ์ที่ขนาดความถี่ 40kHz ที่สร้างมาจาก IC เบอร์ TL494 จากนั้นจะนำสัญญาณที่ได้นำมาผ่านอุปกรณ์ที่เรียกว่า Opto couple เบอร์ PC817 เพื่อทำการแยกกราวด์ของสัญญาณที่ออกจาก TL494 ออกเป็น 2 ชุดเพื่อจะนำไปทริกขาเกตของอุปกรณ์สวิทซ์ 2 ตัวซึ่งต้องการอิสระทางไฟฟ้าต่อกัน แต่สัญญาณที่ได้ออกมานั้นไม่สามารถนำไปทริกขาเกตของอุปกรณ์สวิทซ์ได้เนื่องจากความสามารถของ Opto couple ทำให้สัญญาณที่ได้มีช่วงเวลายาวขึ้นและช่วงเวลายาวลงมีความผิดเพี้ยนจากที่ได้ของ TL494 จึงจะต้งนำสัญญาณที่ได้มาปรับแต่งสัญญาณโดยใช้คุณลักษณะของอุปกรณ์ IC เบอร์ IR2110 พร้อมทั้งนำ zener diode ต่อกับวงจร เพื่อให้ค่าสัญญาณที่พร้อมจะนำไปขับขาเกตของอุปกรณ์สวิทซ์ในวงจรอินเวอร์เตอร์มีค่าเป็น +13Volt ในซีกบวกและ -5Volt ในซีกลบของสัญญาณดังรูป เหตุผลที่ต้องทำสัญญาณให้อยู่ในรูปแบบนี้ เพื่อให้ต้องการให้อุปกรณ์สวิทซ์มีช่วงเวลาดายประจุที่สะสมไว้ในขณะที่ทำการเปิดวงจร ให้หมดก่อนที่จะทำการเปิดวงจรครั้งต่อไป



(ก)



(ข)



(ค)

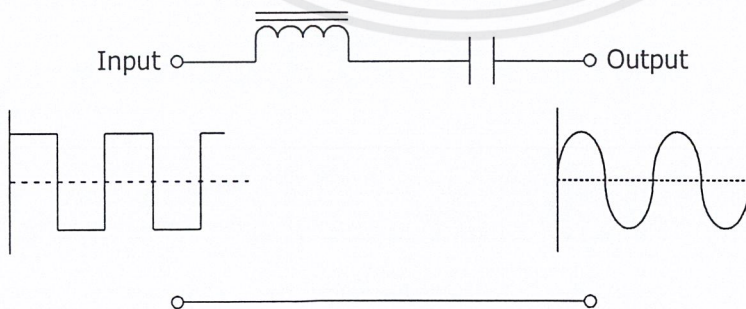
รูปที่ 4.7 (ก) วงจรสร้างสัญญาณขับเกท (Gate Driver Circuit)

(ข) สัญญาณจากการ Simulation

(ค) สัญญาณวัดจริงที่บันทึกจาก Oscilloscope

4.5 วงจรกรองสำหรับความถี่สูง (Passive Filter for High Frequency)

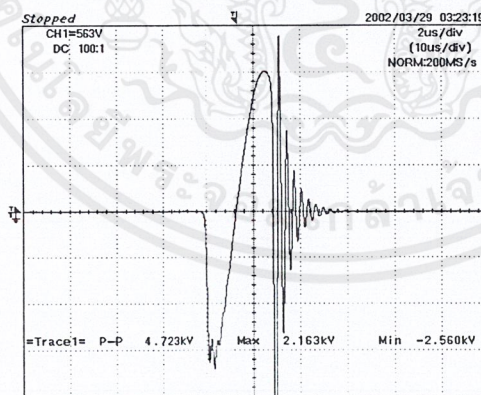
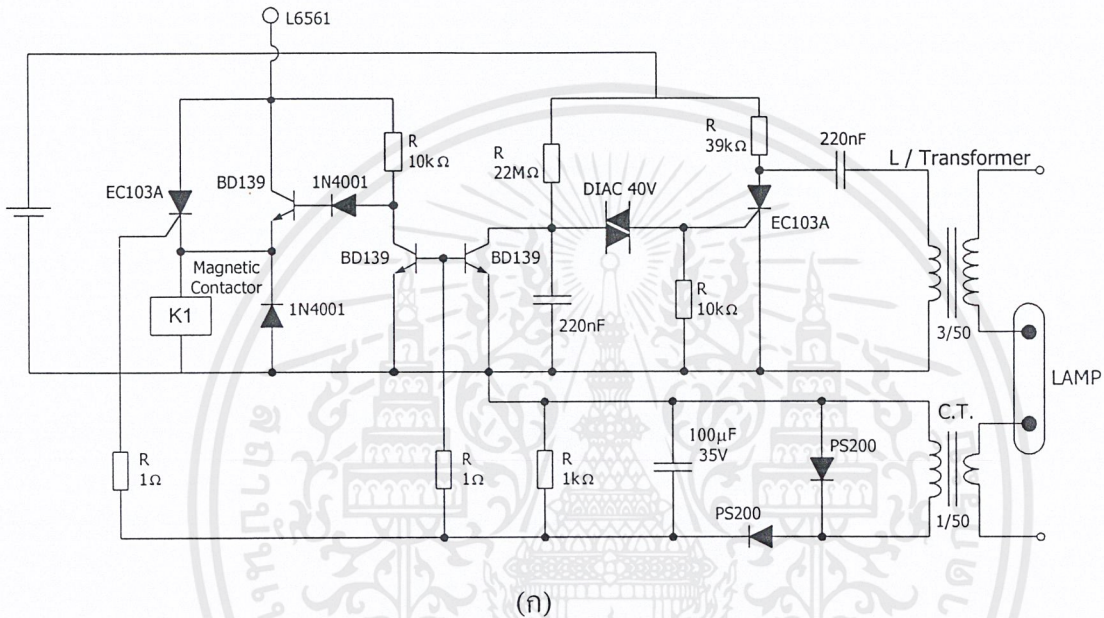
เป็นวงจรกรองสัญญาณเพื่อให้สัญญาณที่จะจ่ายให้กับโหลดมีลักษณะเป็น Sine wave มากขึ้น เนื่องจากแรงดันที่ออกจาก Inverter เป็น Square wave



รูปที่ 4.8 วงจร Passive Filter for High Frequency

4.6 วงจรจุดหลอด (Ignitor)

จะใช้การทำงานเป็นแบบ Single trig สามารถกำเนิดแรงดันมากกว่า 3000 โวลต์ เพื่อใช้ในการจุดหลอดและเมื่อหลอดติดจะกระแสไฟฟ้าไหลครบวงจร ขดลวดของ C.T. จะทำหน้าที่เหนี่ยวนำทำให้เกิดสัญญาณส่งไปหยุดการทำงานของวงจรจุดหลอด ซึ่งการทำงานของตัวจุดหลอดของบัลลาสต์แมกเนติก จะมีการสร้างสัญญาณจุดหลอดขึ้นมาตลอดการทำงาน ทำให้เกิดการสูญเสียมากในการใช้งาน



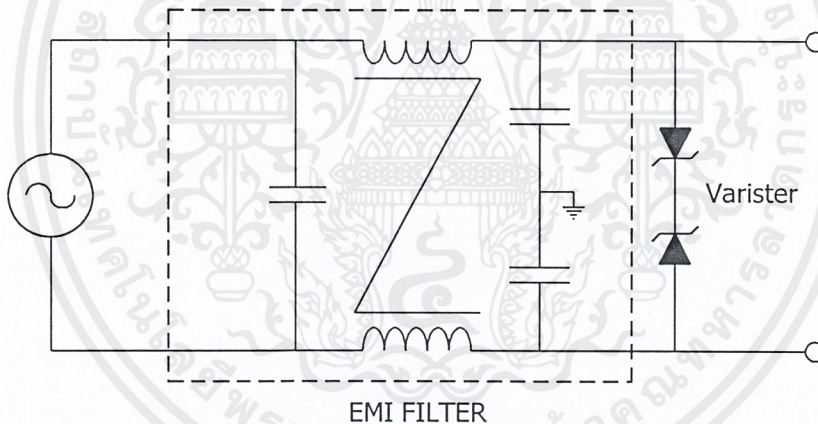
รูปที่ 4.9 (ก) วงจรจุดหลอด (Ignitor)

(ข) สัญญาณวัดจริงที่บันทึกจาก Oscilloscope

4.7 EMI Filter (Electromagnetic Interference Filter)

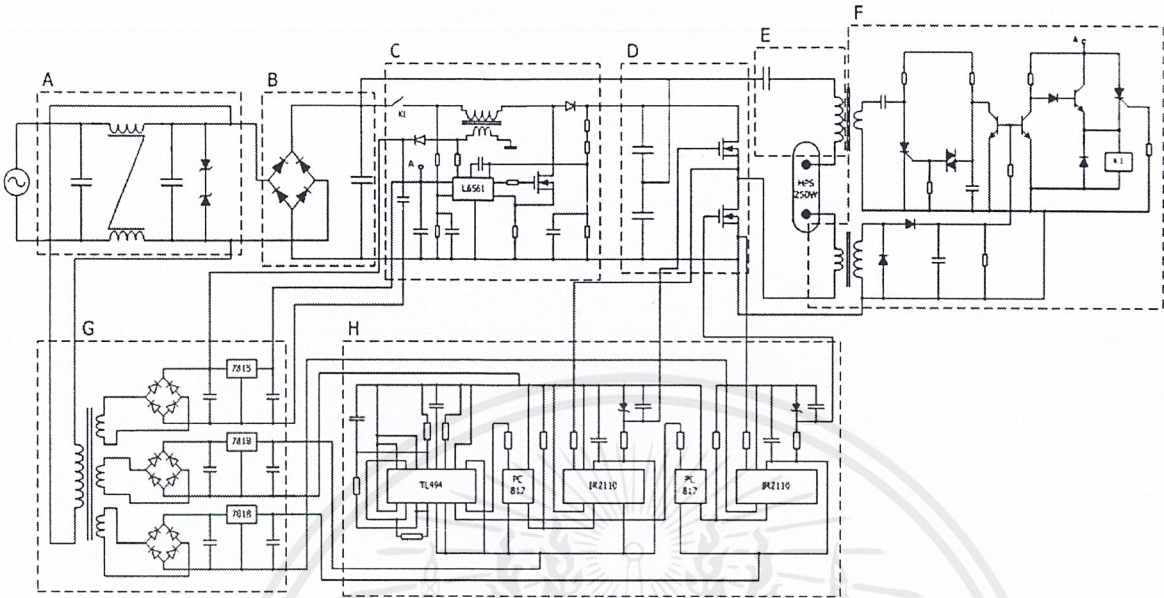
วงจร EMI Filter เป็นวงจรที่มีความสำคัญในงานทางด้าน Power Electronics มีบทบาทสำคัญในการกรองและลดทอนสัญญาณความถี่ฮาร์โมนิกส์ (Harmonic) ในลำดับต่างๆ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของ Switching ในระบบต่างๆ ทำให้ ค่า %THD ของระบบลดลง อีกทั้งยังสามารถช่วยลดผลการรบกวนคลื่นวิทยุ (RFI) ที่ความถี่ที่สามารถแพร่กระจายออกสู่อากาศหรือสายส่งไปยังระบบไฟฟ้ากำลัง

วงจร EMI Filter ในโครงงานนี้จะใช้ EMI Filter สำเร็จรูป โดยโครงสร้างภายในประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ ขนาด $2 \times 2.5 \text{ mH}$. ซึ่งใช้วัสดุเป็นแกน Ferrite ชนิด Toroid ที่มีขนาดเส้นผ่าศูนย์กลาง วงนอก 1.27 เซนติเมตร วงใน 0.79 เซนติเมตร ตัวเก็บประจุชนิดไมร่า (Mira Capacitor) ขนาด $0.1 \mu\text{F}$ 1 ตัวและขนาด 2200 pF 2 ตัว ตัวต้านทานขนาด $1.0 \text{ M}\Omega$ 1 ตัว ดังรูปที่ 4.10 และอุปกรณ์กันแรงดันไฟเกิน (Varistor) โดยเลือกใช้แบบที่นำวาริสเตอร์ต่อไว้หน้าวงจรบริดจ์ ซึ่งทฤษฎีต่างๆ ในการออกแบบและการคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุที่ใช้ในวงจรสามารถดูรายละเอียดได้ในบทที่ 3



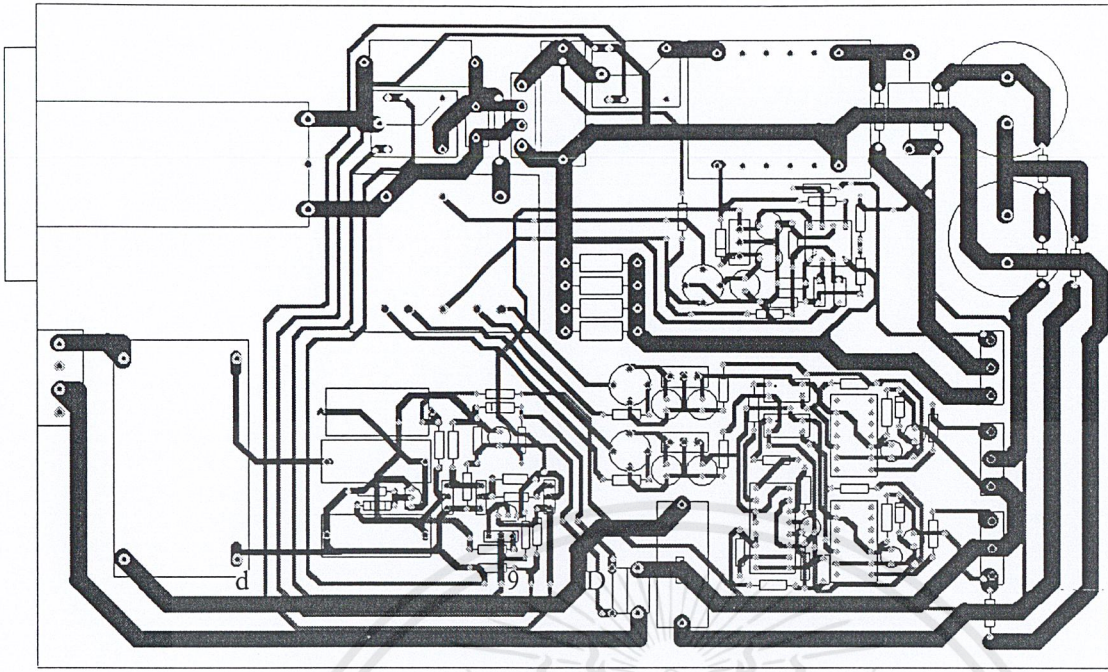
รูปที่ 4.10 วงจรกรอง L-C แบบต่อวาริสเตอร์ก่อนหน้าไดโอดบริดจ์

4.8 วงจรรวมและลายวงจร

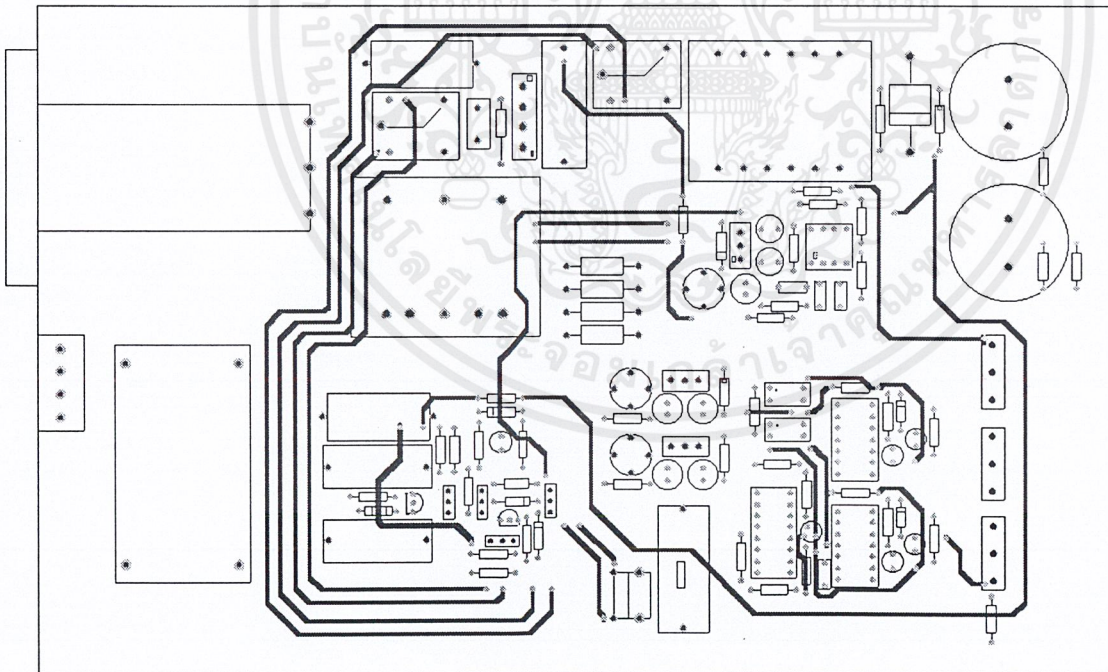


รูปที่ 4.11 วงจรรวม

- โดยที่
- วงจร A คือ EMI FILTER
 - วงจร B คือ วงจรคอนเวอร์เตอร์ (AC-DC Converter)
 - วงจร C คือ วงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor Corrector)
 - วงจร D คือ วงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดฮาล์ฟบริดจ์ (Half Bridge Inverter)
 - วงจร E คือ วงจรกรองสำหรับความถี่สูง (Passive Filter for High Frequency)
 - วงจร F คือ วงจรจุดหลอด (Ignitor)
 - วงจร G คือ วงจรคอนเวอร์เตอร์ (AC-DC Converter)
 - วงจร H คือ วงจรสร้างสัญญาณขับเคลื่อนขั้ว (Gate Driver Circuit)

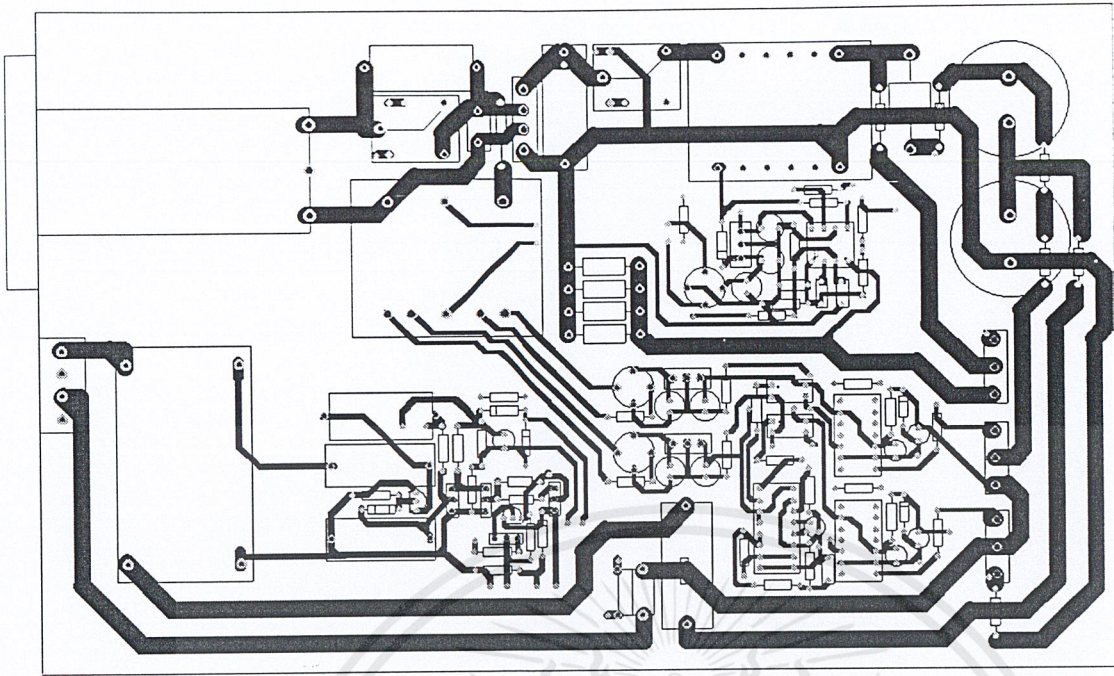


รูปที่ 4.12 ลายวงจรทั้งหมด อัตราส่วน 1:1.5

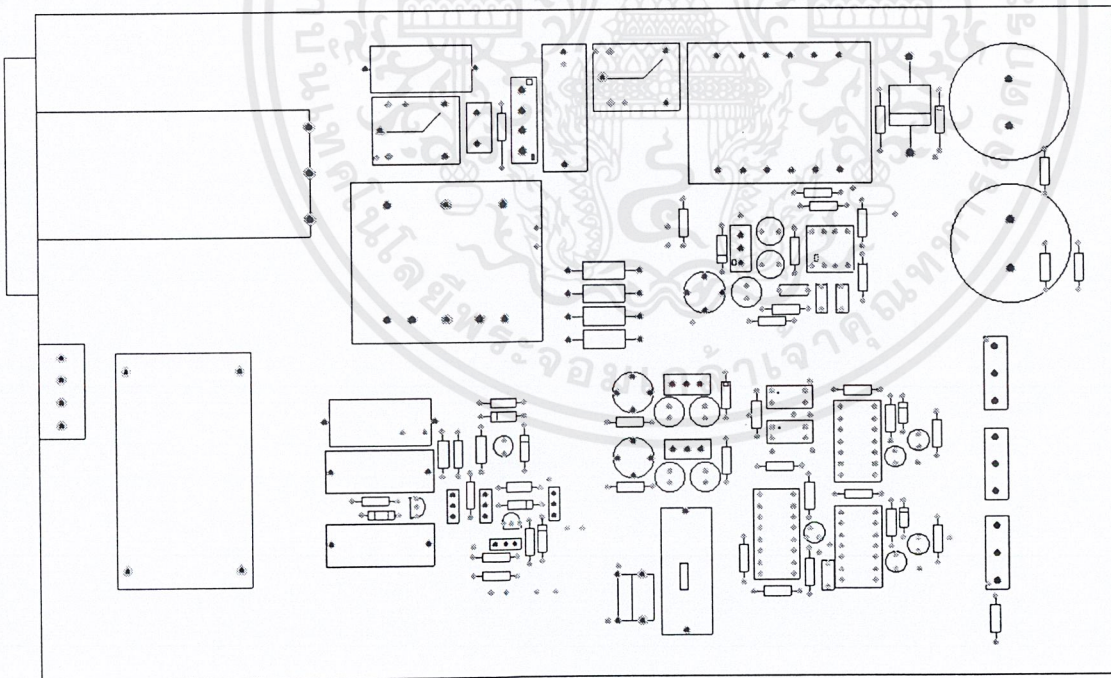


รูปที่ 4.13 ลายวงจรเฉพาะด้านบน อัตราส่วน 1:1.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 ลายวงจรเฉพาะด้านล่าง อัตราส่วน 1:1.5



รูปที่ 4.15 ตำแหน่งการลงอุปกรณ์ในแผ่นวงจร อัตราส่วน 1:1.5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

ผลการทดลอง

ในส่วนของการทดลองของโครงการนี้ ได้ทำการทดสอบและบันทึกค่าองค์ประกอบต่างๆทางไฟฟ้าและการส่องสว่าง ของบัลลาสต์แมกเนติก บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบที่ใช้วงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง และบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบที่ไม่ใช้วงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง

โดยในส่วนของการทดสอบหาค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้า ได้ทำการทดสอบและบันทึกผลจากเครื่อง Oscilloscope¹, Power Analyzer² และ Power meter ค่าองค์ประกอบต่างๆที่ทำการบันทึกในโครงการนี้จะประกอบด้วย แรงดันไฟฟ้า กระแสไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้า ที่บัลลาสต์ หลอด และระบบรวมไปถึงแรงดันที่ใช้ในการจุดหลอด ค่าตัวประกอบกำลังและค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุท (THDi) ซึ่งได้แสดงผลอยู่ในรูปแบบของกราฟและตารางสรุปผล

ในส่วนของการทดสอบค่าทางการส่องสว่างนั้น ได้ทำการทดสอบและบันทึกผลโดยเครื่อง Gonio Photometer ซึ่งใช้ทำการบันทึกขนาดของแรงดันไฟฟ้า กระแสไฟฟ้า กำลังไฟฟ้าและฟลักซ์การส่องสว่าง รวมถึงการนำค่าที่ได้ไปคำนวณหาค่าตัวประกอบกำลังและประสิทธิภาพการส่องสว่างของระบบ เมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกและบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ทั้ง 2 ชนิด

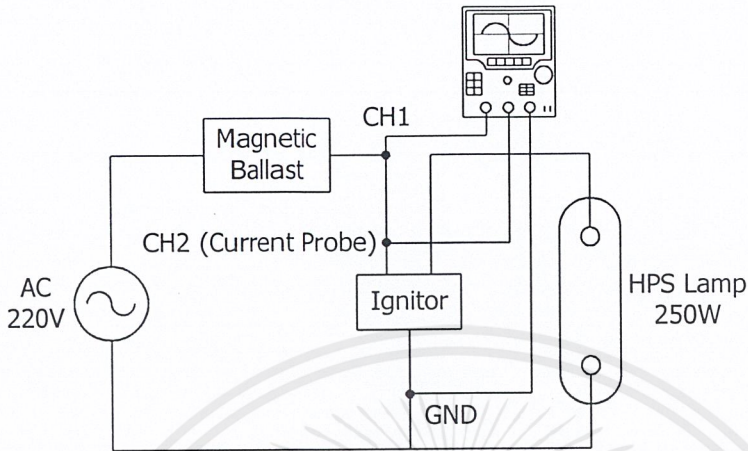
5.1 การวัดค่าแรงดัน, กระแสและกำลังไฟฟ้าของบัลลาสต์แมกเนติก

ในการทดสอบหาค่าองค์ประกอบต่างๆทางไฟฟ้าของบัลลาสต์แมกเนติก ได้ทำการทดสอบและบันทึกค่าในส่วนของบัลลาสต์แมกเนติก หลอด และระบบ ซึ่งค่าที่ทำการบันทึกจะประกอบด้วยแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อม กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน กำลังไฟฟ้าที่ใช้ แรงดันจุดหลอดและค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุท (THDi) โดยการทดสอบจะแบ่งเป็น 2 ส่วน คือ บัลลาสต์แมกเนติกที่ต่อตัวเก็บประจุเพื่อชดเชยค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า และบัลลาสต์แมกเนติกที่ไม่ได้ต่อตัวเก็บประจุเพื่อชดเชยค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า มีรายละเอียดผลการทดสอบดังนี้

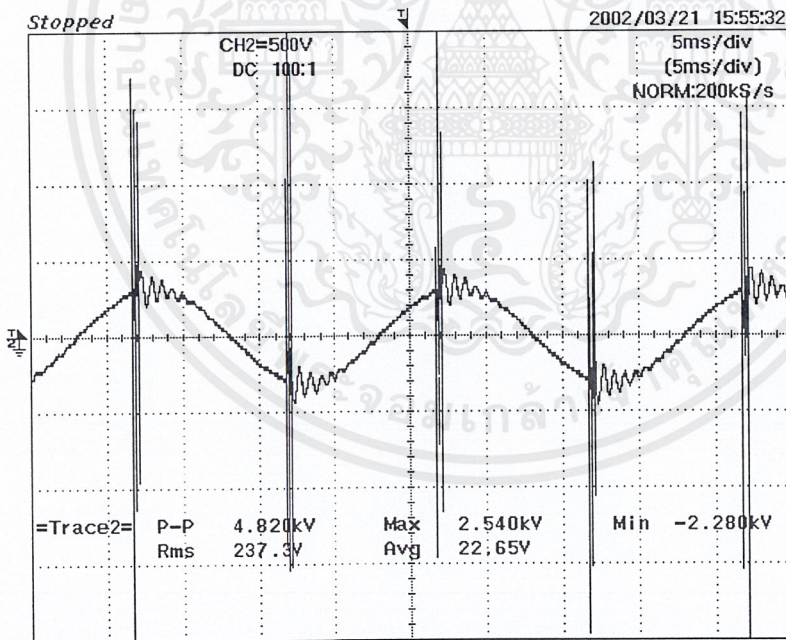
การจุดหลอดของบัลลาสต์แมกเนติกโดยทั่วไป จะมีลักษณะของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ในการจุดหลอดคล้ายคลึงกัน ดังรูป

¹ Digital Oscilloscope ยี่ห้อ YOKOGAWA รุ่น DL1520

² Power Analyzer ยี่ห้อ YOKOGAWA รุ่น PZ4000



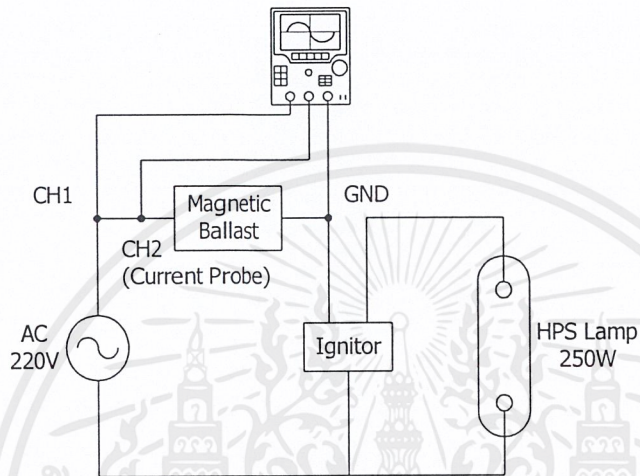
รูปที่ 5.1 การวัดค่าแรงดันที่ Ignitor เมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์



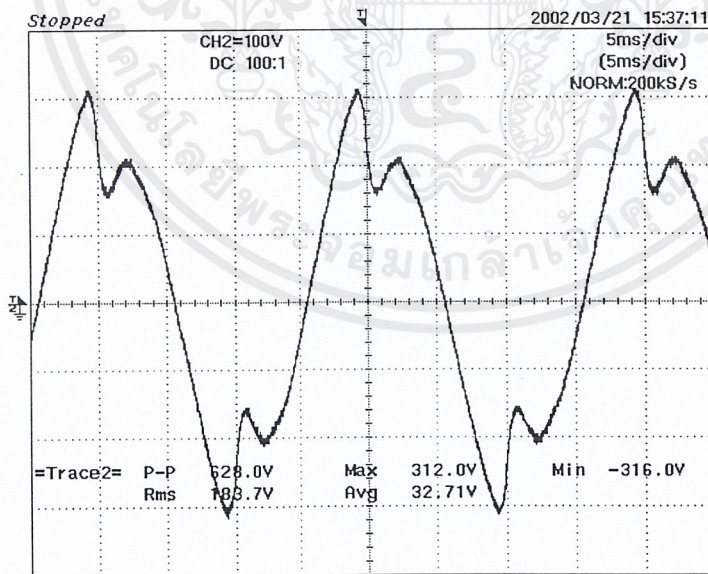
รูปที่ 5.2 แรงดันจุดหลุดจาก Ignitor เมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์

5.1.1 บัลลาสต์แมกเนติกที่ต่อตัวเก็บประจุเพื่อชดเชยค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

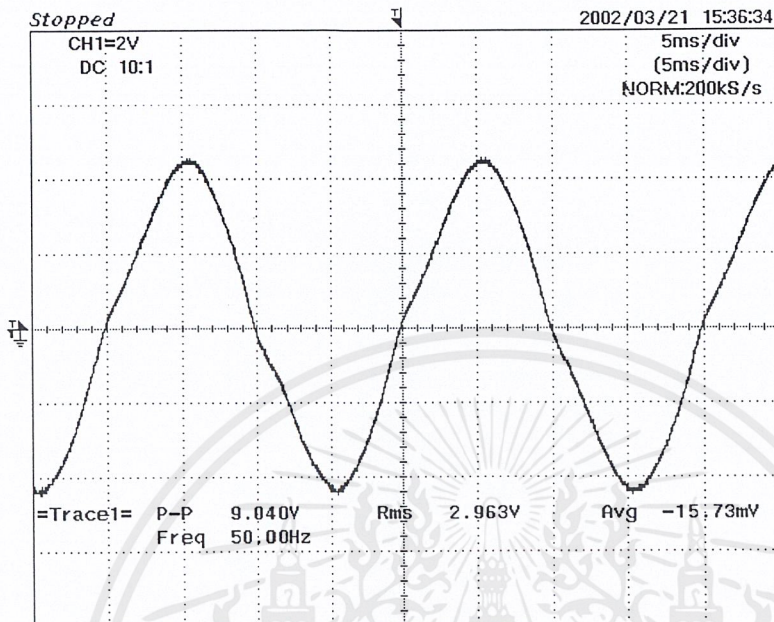
1. การบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่บัลลาสต์



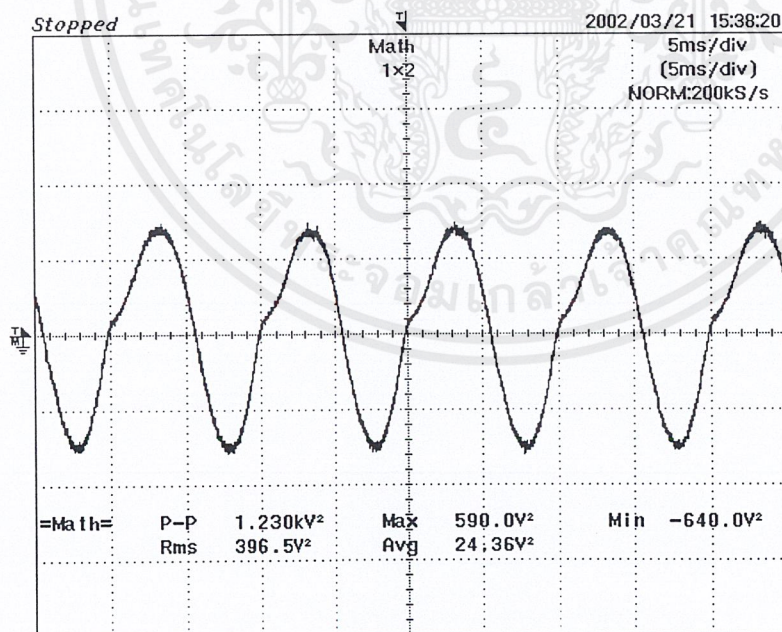
รูปที่ 5.3 การวัดค่าแรงดันและกระแสที่บัลลาสต์แมกเนติก



รูปที่ 5.4 แรงดันตกคร่อมบัลลาสต์แมกเนติก

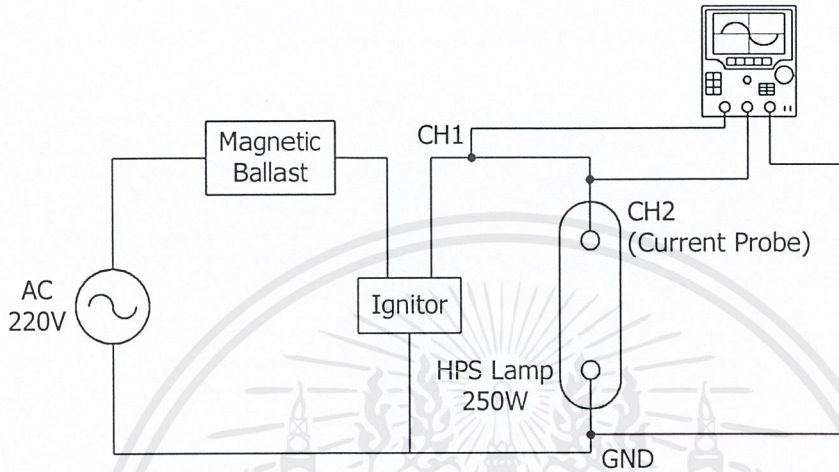


รูปที่ 5.5 กระแสที่ไหลผ่านบัลลาสต์แมกเนติก

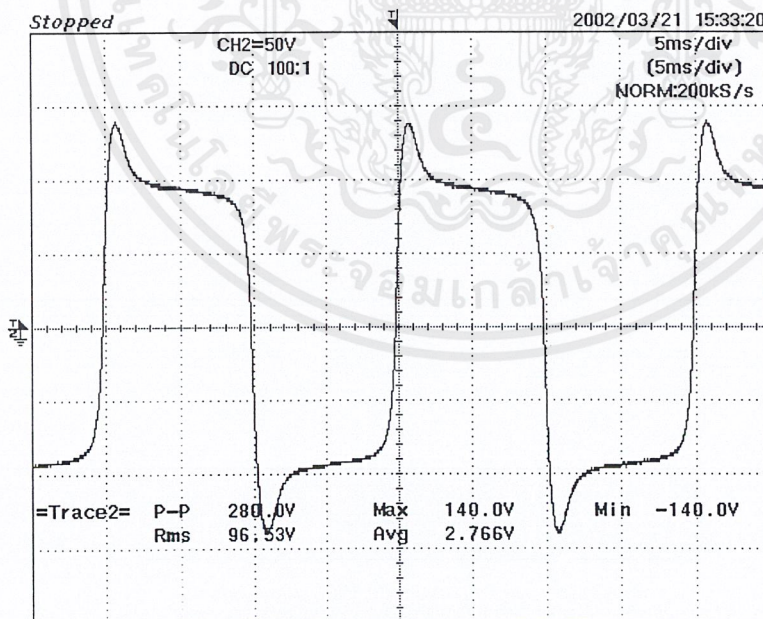


รูปที่ 5.6 กำลังไฟฟ้าที่บัลลาสต์แมกเนติก

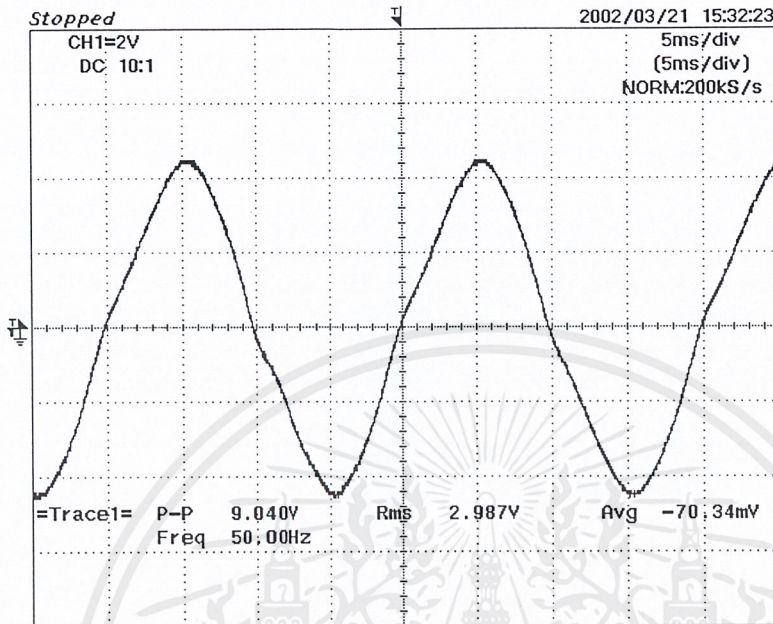
2. การบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่โหลด



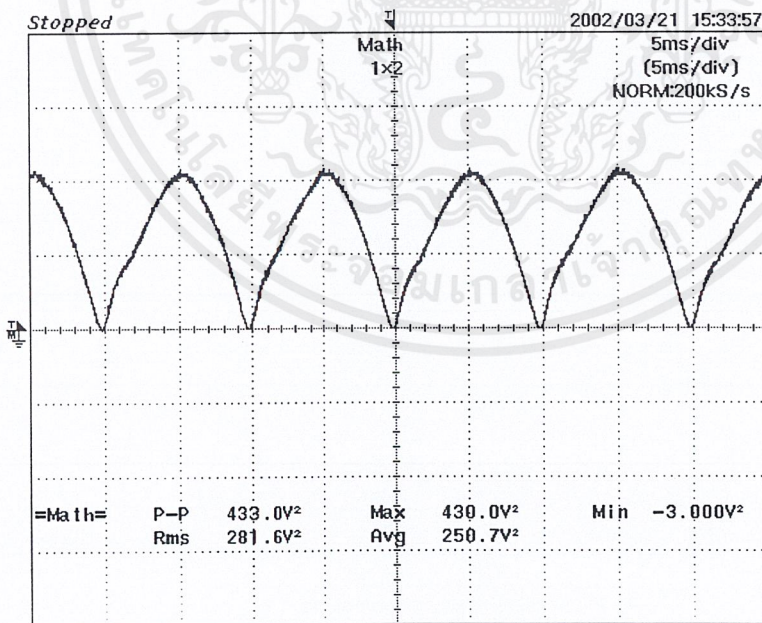
รูปที่ 5.7 การวัดค่าแรงดันและกระแสที่โหลดเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์



รูปที่ 5.8 แรงดันตกคร่อมโหลดเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์

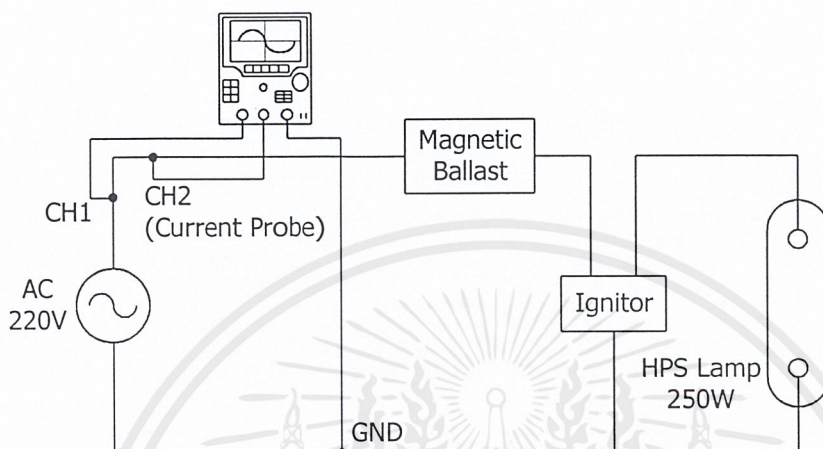


รูปที่ 5.9 กระแสที่ไหลผ่านหลอดเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์

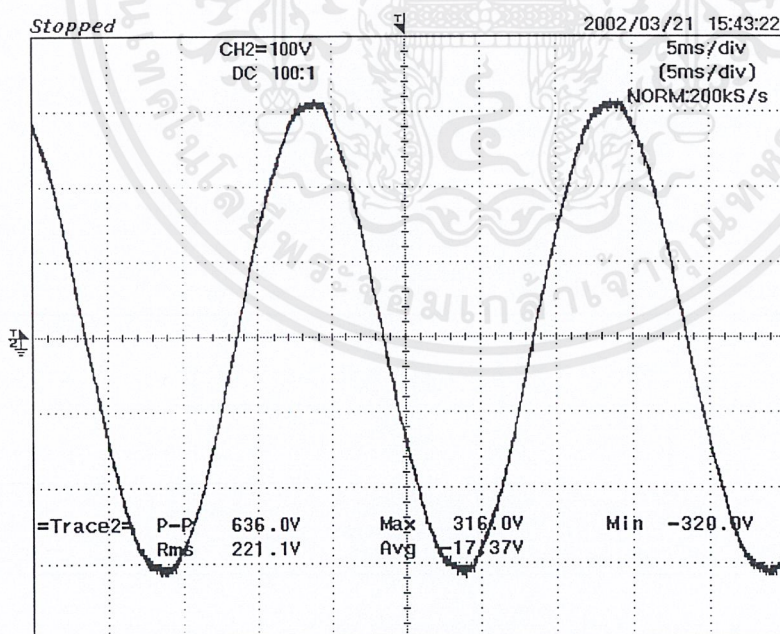


รูปที่ 5.10 กำลังไฟฟ้าที่หลอดเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์

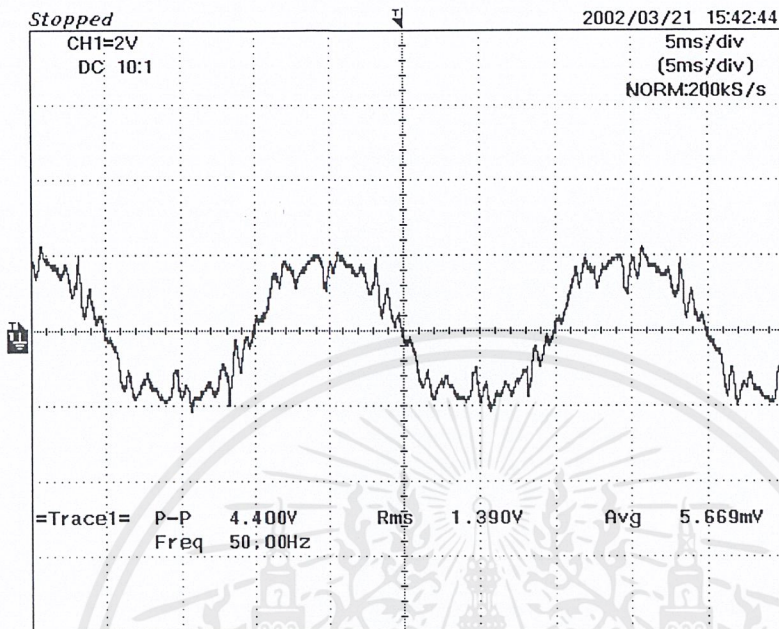
4. การบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่ระบบ



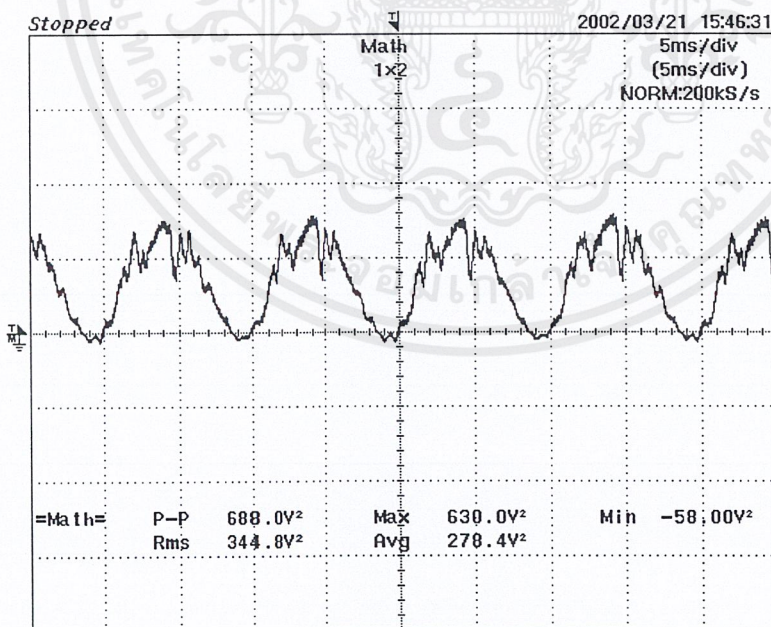
รูปที่ 5.11 การวัดค่าแรงดันและกระแสของระบบเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์



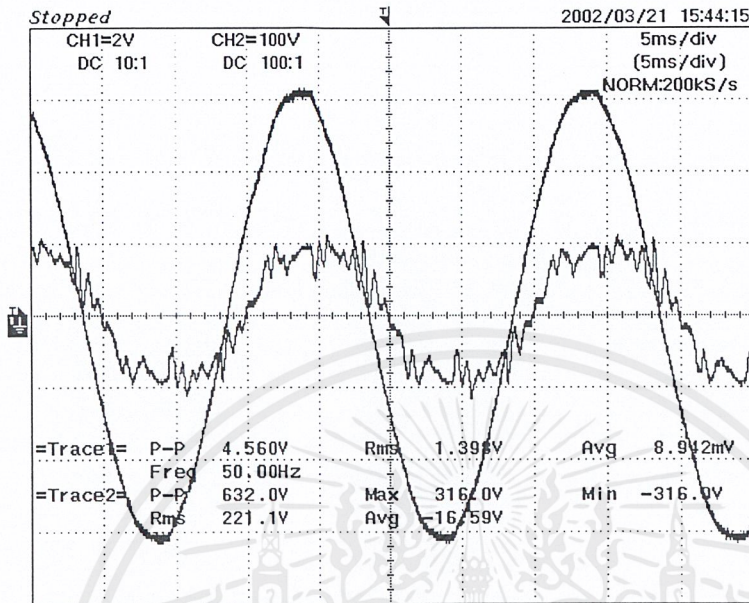
รูปที่ 5.12 แรงดันตกคร่อมระบบเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์



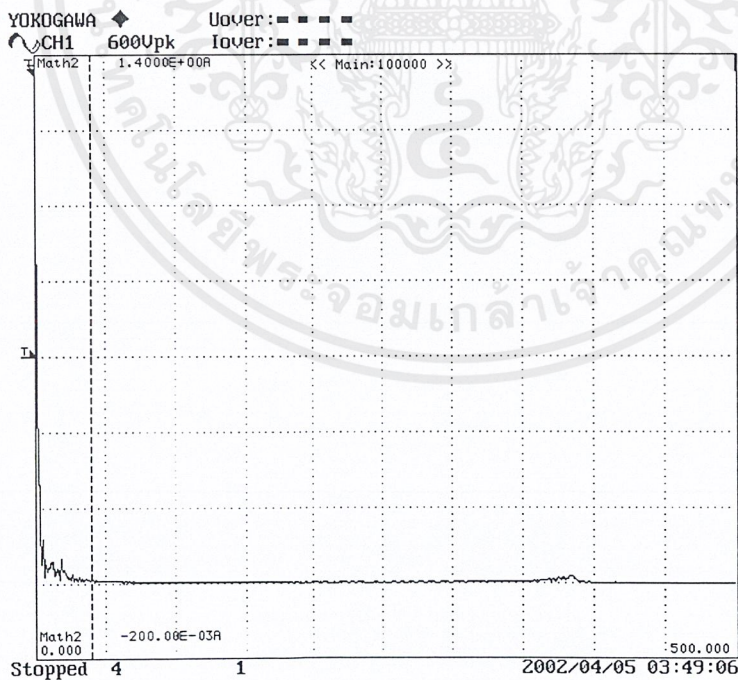
รูปที่ 5.13 กระแสที่ไหลผ่านระบบเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์



รูปที่ 5.14 กำลังไฟฟ้าของระบบเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์



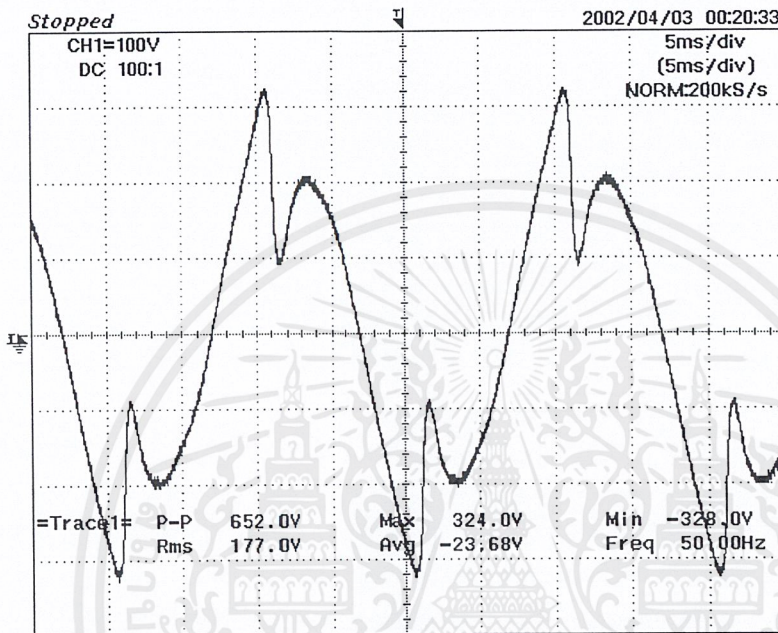
รูปที่ 5.15 แรงดันและกระแสของระบบเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์



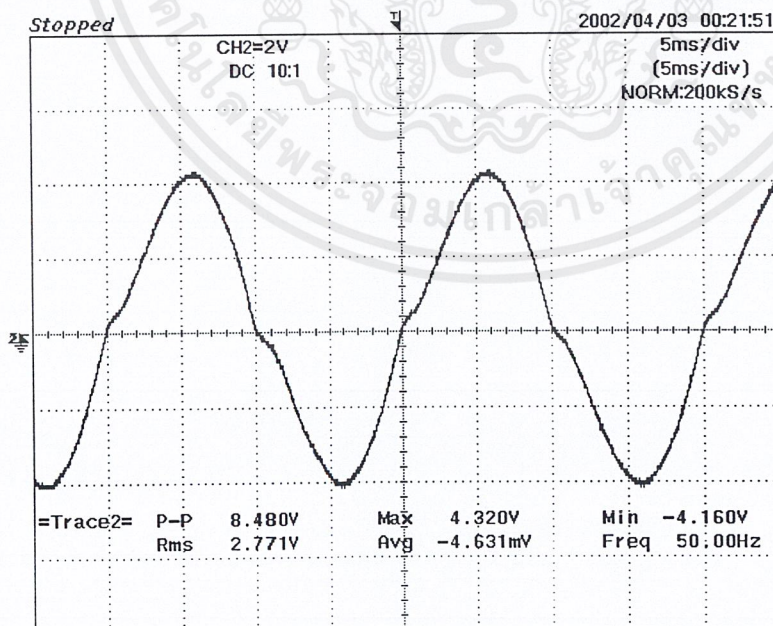
รูปที่ 5.16 การแปลง FFT ของกระแสเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์

5.1.2 บัลลาสต์แมกเนติกที่ไม่ได้ต่อตัวเก็บประจุเพื่อชดเชยค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

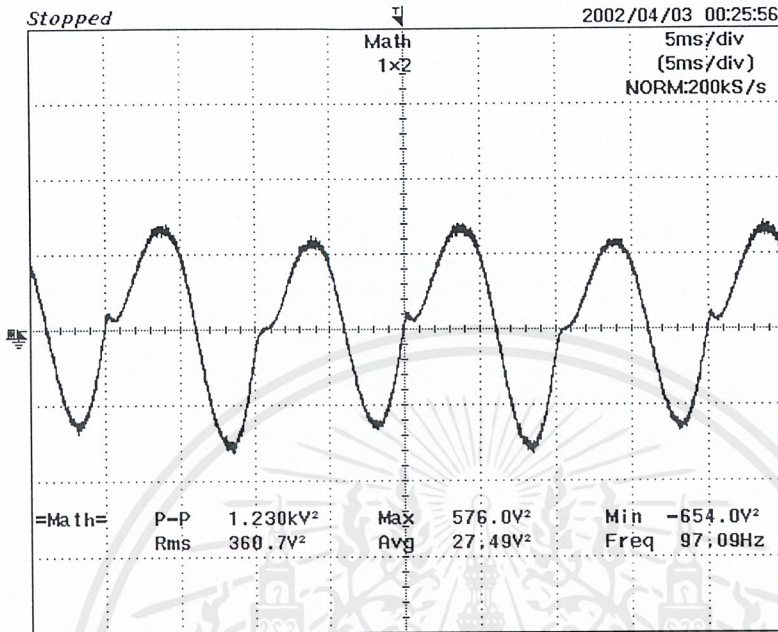
1. การบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่บัลลาสต์



รูปที่ 5.17 แรงดันตกคร่อมบัลลาสต์แมกเนติก (ไม่ใส่ตัวเก็บประจุ)

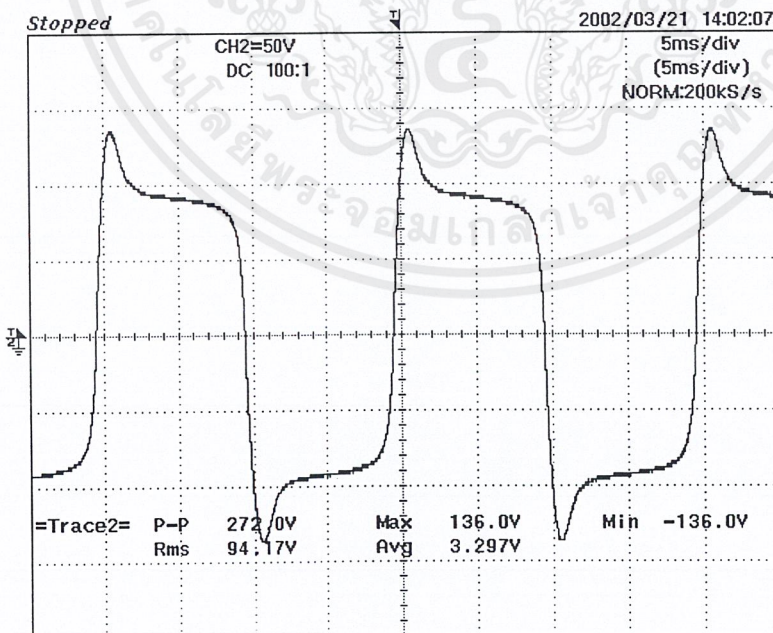


รูปที่ 5.18 กระแสที่ไหลผ่านบัลลาสต์แมกเนติก (ไม่ใส่ตัวเก็บประจุ)

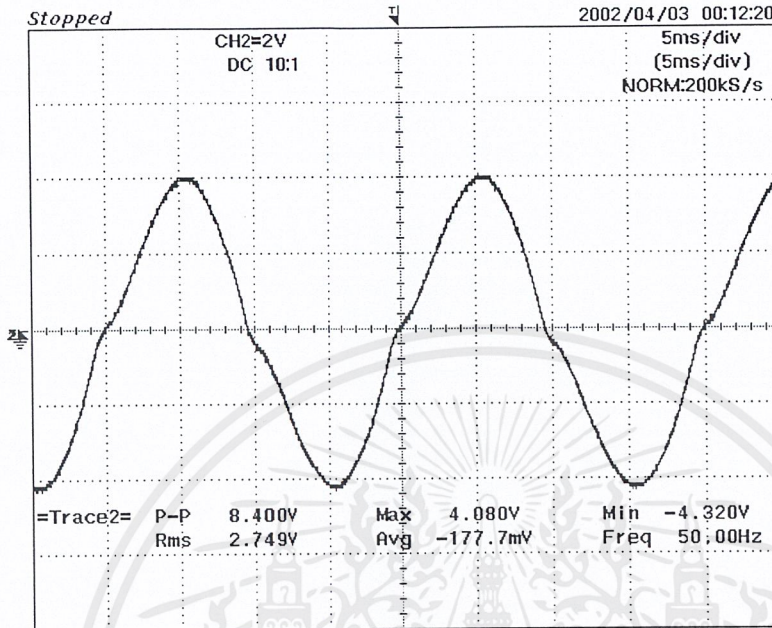


รูปที่ 5.19 กำลังไฟฟ้าที่บัลลาสต์แมกเนติก (ไม่ใส่ตัวเก็บประจุ)

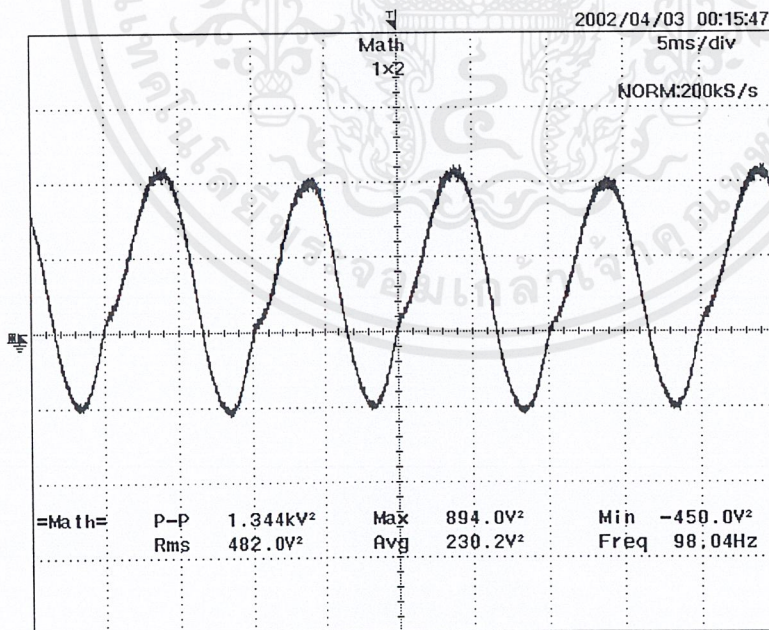
2. การบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่โหลด



รูปที่ 5.20 แรงดันตกคร่อมโหลดเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์ (ไม่ใส่ตัวเก็บประจุ)

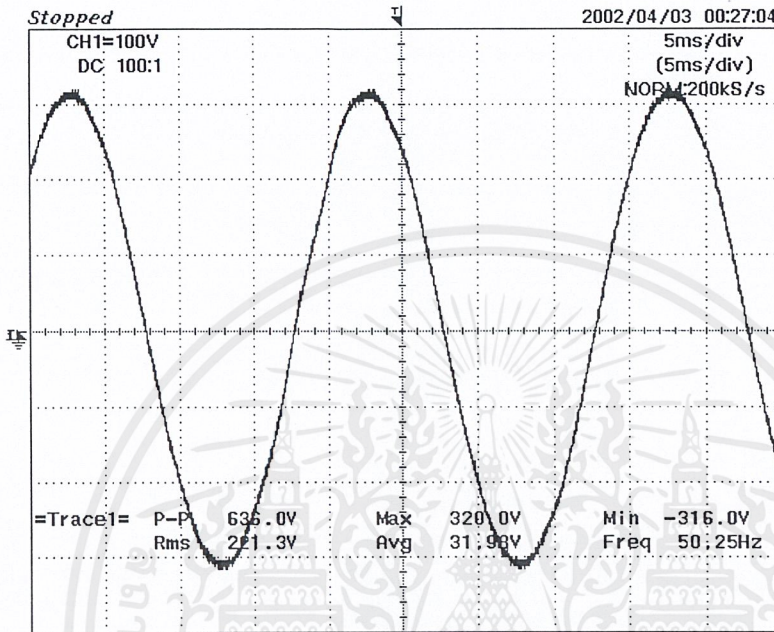


รูปที่ 5.21 กระแสที่ไหลผ่านโหลดเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์ (ไม่ใส่ตัวเก็บประจุ)

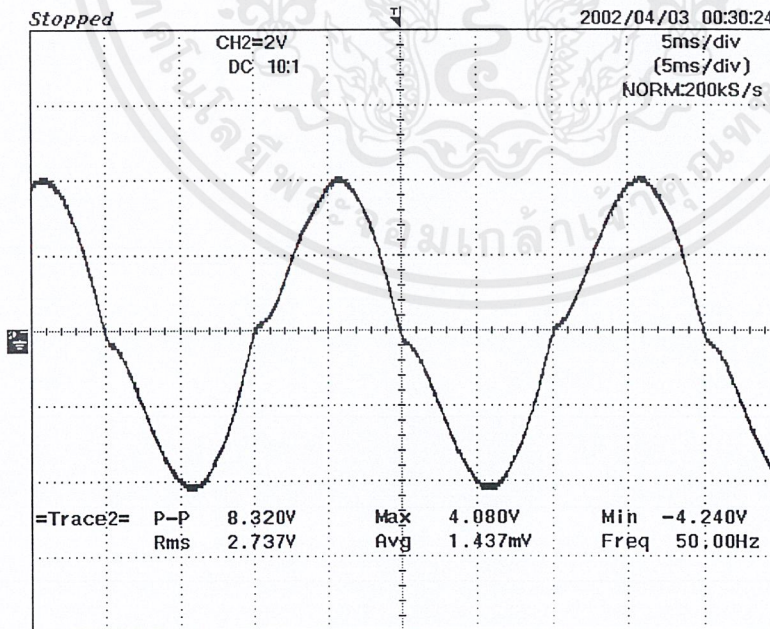


รูปที่ 5.22 กำลังไฟฟ้าที่โหลดเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์ (ไม่ใส่ตัวเก็บประจุ)

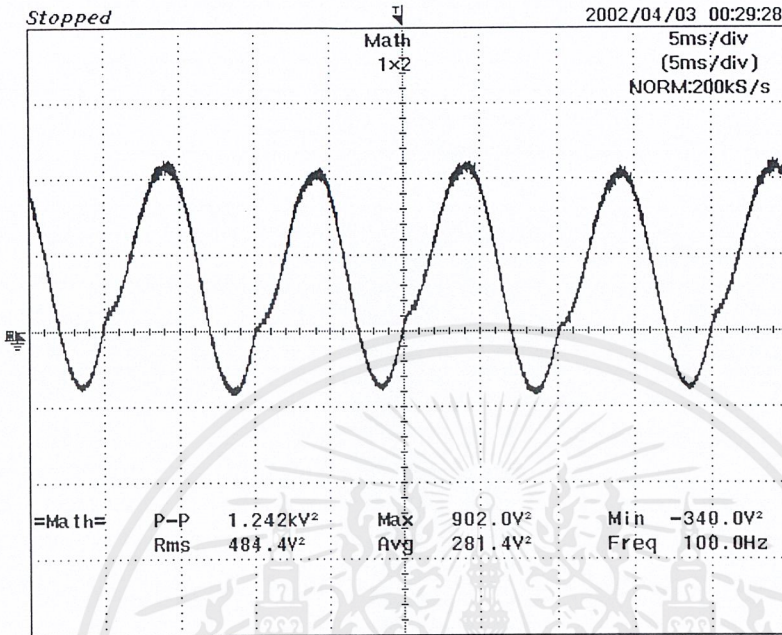
3. การบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่ระบบ



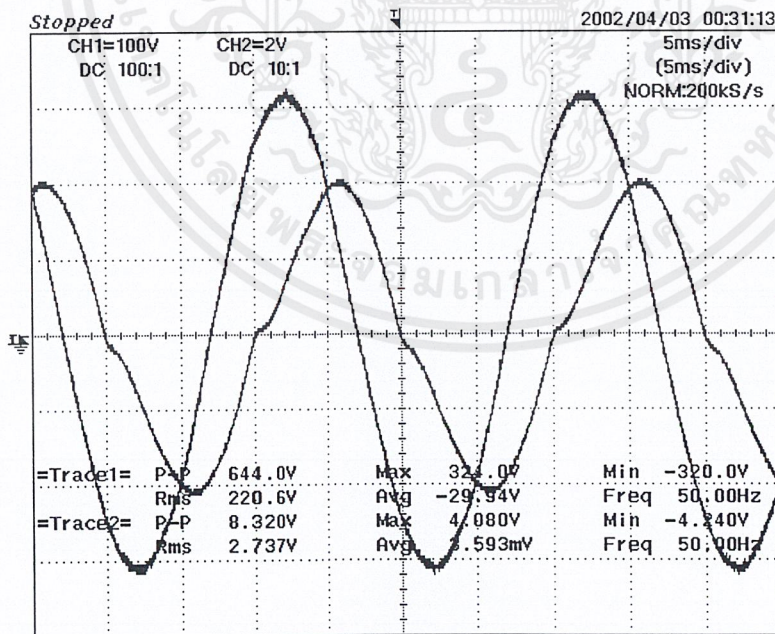
รูปที่ 5.23 แรงดันตกคร่อมระบบเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์ (ไม่ใช่ตัวเก็บประจุ)



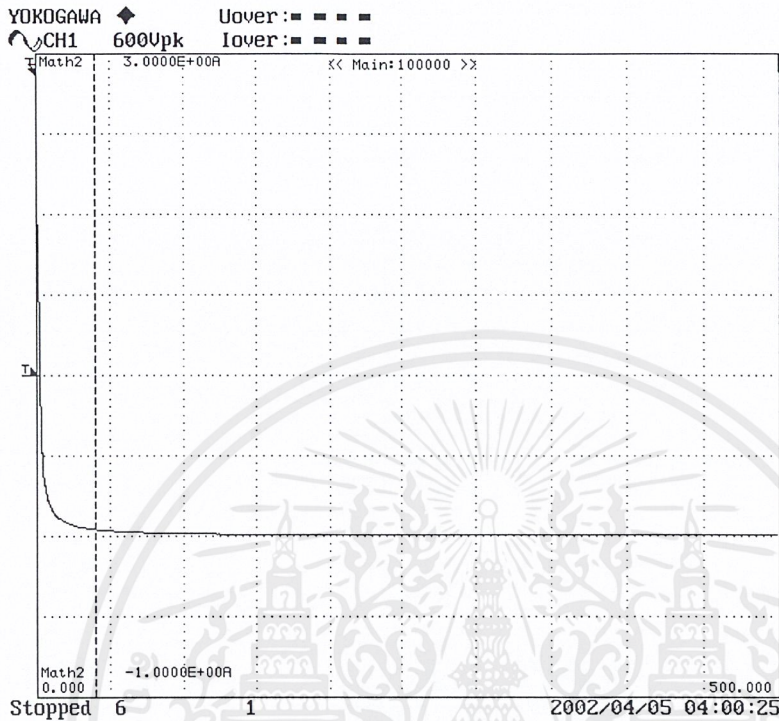
รูปที่ 5.24 กระแสที่ไหลผ่านระบบเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์ (ไม่ใช่ตัวเก็บประจุ)



รูปที่ 5.25 กำลังไฟฟ้าของระบบเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์ (ไม่ใส่ตัวเก็บประจุ)



รูปที่ 5.26 แรงดันและกระแสของระบบเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์ (ไม่ใส่ตัวเก็บประจุ)



รูปที่ 5.27 การแปลง FFT ของกระแสเมื่อใช้บัลลาสต์แมกเนติกส์ (ไม่ใช่ตัวเก็บประจุ)

5.2 การวัดค่าแรงดัน, กระแสและกำลังไฟฟ้าของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

ในการทดสอบและบันทึกค่าองค์ประกอบต่างๆทางไฟฟ้าของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ได้แบ่งการทดสอบออกเป็น 2 ลักษณะ คือ

1. บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบมีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง
2. บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบไม่มีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง

ในแต่ละลักษณะได้ทำการทดสอบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีชุด EMI Filter และบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ไม่มีชุด EMI Filter ในวงจร

โดยสรุปแล้วก็จะมีการวัดผลทั้งหมด 4 ชนิดด้วยกัน ซึ่งต่อไปนี้จะขอกกล่าวสั้นๆ ดังต่อไปนี้ คือ

- แบบที่ 1 หมายถึง บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบมีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังชนิดที่มีชุด

EMI Filter

- แบบที่ 2 หมายถึง บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบมีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังชนิดที่ไม่มี

ชุด EMI Filter

- แบบที่ 3 หมายถึง บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบไม่มีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังชนิดที่มี

ชุด EMI Filter

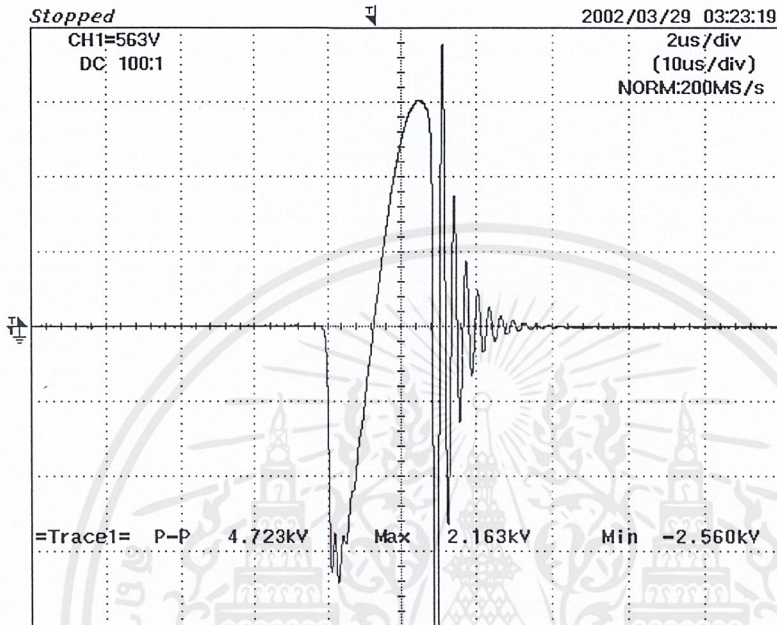
- แบบที่ 4 หมายถึง บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบไม่มีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังชนิดที่ไม่มี

มีชุด EMI Filter

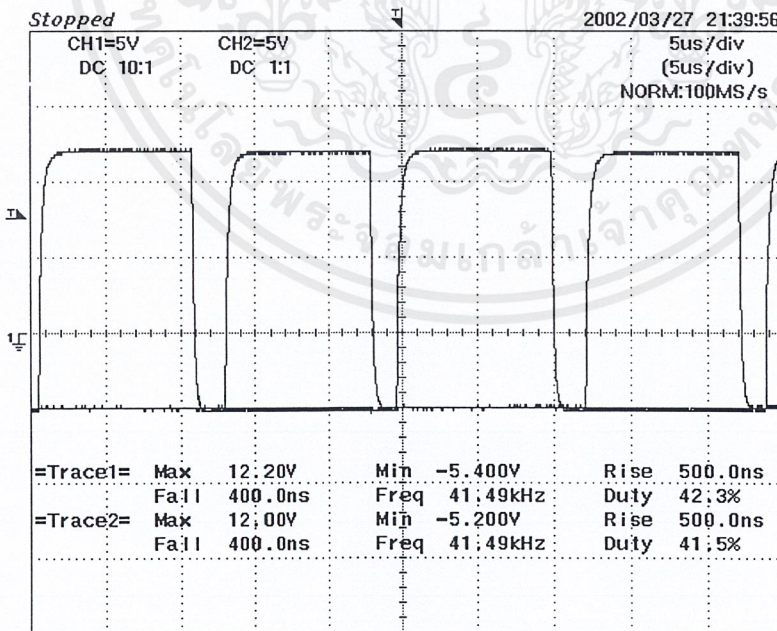
โดยการบันทึกค่าจากเครื่อง Power Analyzer จะมีสัญลักษณ์การแสดงผล ดังนี้

Urms	- RMS Voltage (V)	fU	- Voltage Frequency (Hz.)
Umn	- Mean Voltage (V)	fi	- Current Frequency (Hz.)
Udc	- DC Voltage (V)	U+pk	- N/A
Uac	- AC Voltage (V)	Uthd	- THD of Voltage (%)
Irms	- RMS Current (A)	Ithd	- THD of Current (%)
Imn	- Mean Current (A)	Pthd	- THD of Power (%)
Idc	- DC Current (A)	Uthf	- N/A
Iac	- AC Current (A)	Ithf	- N/A
P	- Real Power (Watt)	Utif	- N/A
S	- Apparent Power (VA)	Itif	- N/A
Q	- Reactive Power (VAR)	hvf	- N/A
λ	- Power Factor	hcf	- N/A
\emptyset	- Power Angle (Degree)		

ในโครงการนี้จะมียังมีประกอบของวงจรจุดหลุด และสัญญาณขับขาเกตเช่นเดียวกันทุก
ประการ ดังรูป



รูปที่ 5.28 แรงดันจุดหลุดของวงจรจุดหลุด

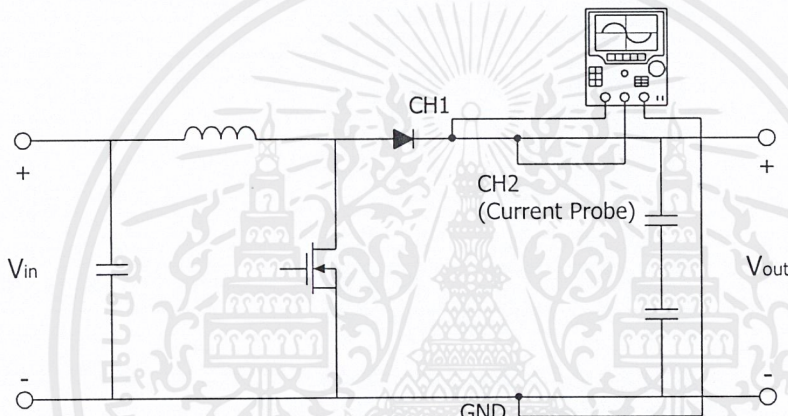


รูปที่ 5.29 แรงดันของสัญญาณขับขาเกตในวงจรอินเวอร์เตอร์

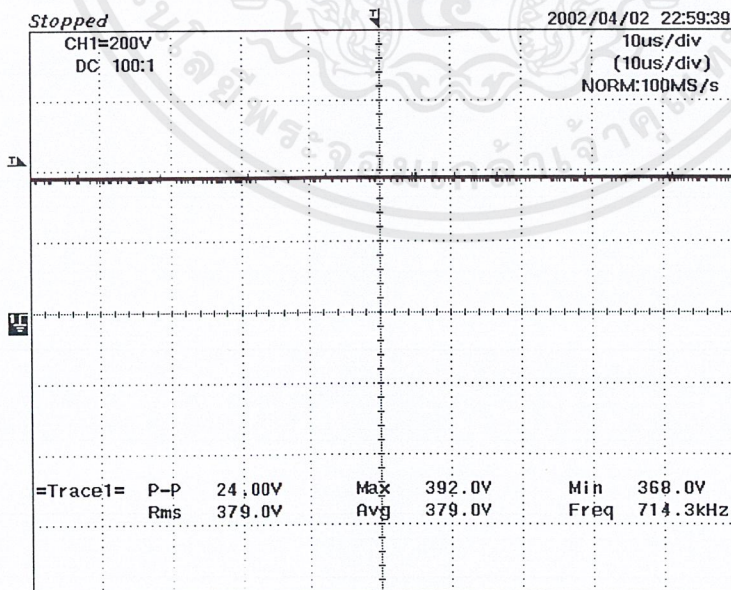
5.2.1 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบใช้วงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง

ในการทดสอบหาค่าองค์ประกอบต่างๆ ทางไฟฟ้าของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบมีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง ค่าที่ทำการบันทึกจะประกอบด้วยแรงดันไฟฟ้า กระแสไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้าที่ตกคร่อมโหลดและระบบ

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบมีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังนั้น จะมีค่าแรงดันไฟฟ้าที่ออกจากวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่คงที่ประมาณ 400 โวลต์ที่เหมือนกันดังรูป



รูปที่ 5.30 การวัดค่าแรงดันของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง

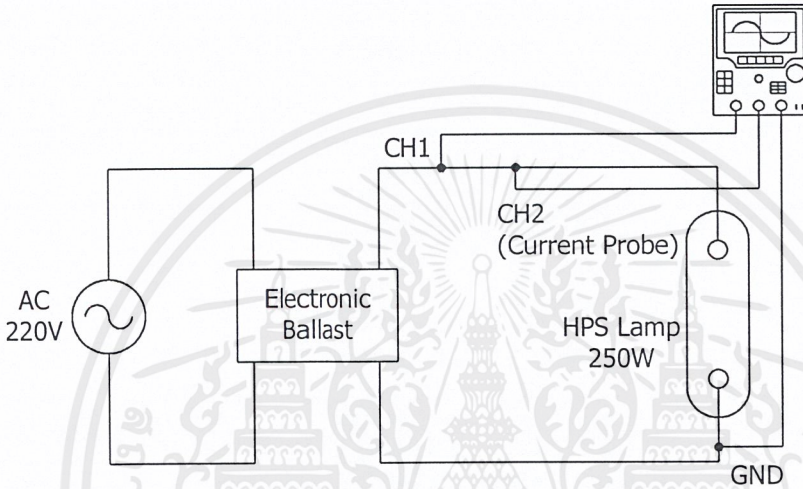


รูปที่ 5.31 แรงดันของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง

5.2.1.1 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบมีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังชนิดที่มีชุด

EMI Filter (แบบที่ 1)

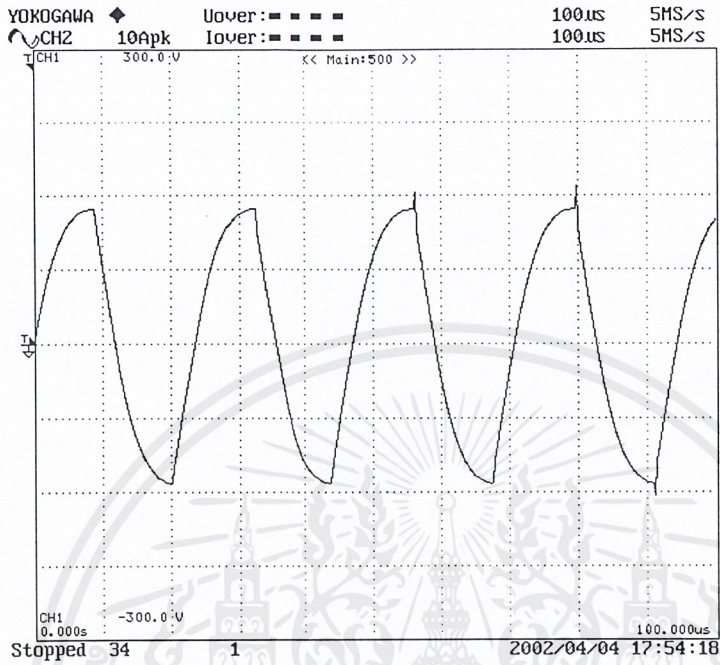
1. การบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่โหลด



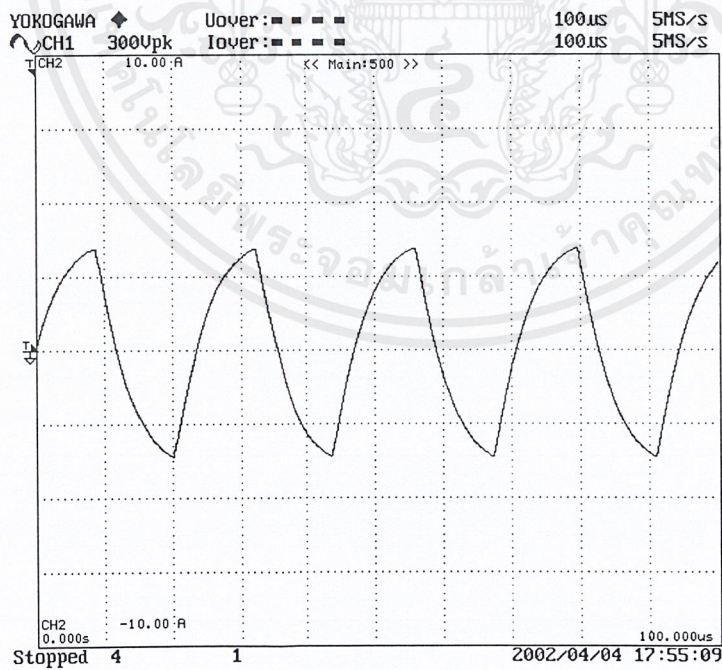
รูปที่ 5.32 การวัดค่าแรงดันและกระแสที่โหลด

YOKOGAWA		Uover: - - - -	100ms	5MS/s
CH2		Iover: - - - -	100ms	5MS/s
10Apk				
Urms1	100.937	V	P1	0.24109 kW
Umn1	101.426	V	S1	0.24179 kVA
Udc1	1.043	V	Q1	0.01840 kvar
Uac1	100.931	V	λ1	0.99710
Irms1	2.3916	A	φ1	4.36 °
Imn1	2.3839	A	fU1	42.373 kHz
Idc1	0.0013	A	fI1	42.254 kHz
Iac1	2.3916	A	U+pk1	159.39 V
Stopped	4	1	2002/04/04 17:53:10	

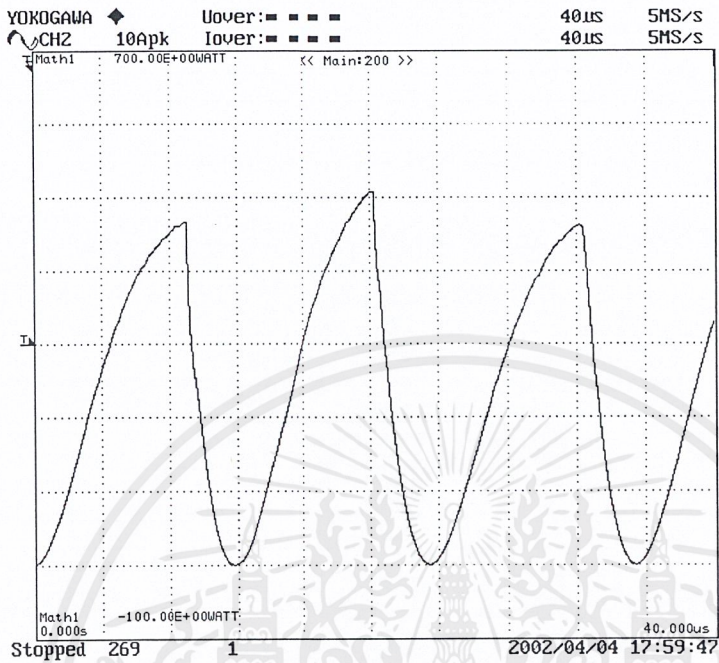
รูปที่ 5.33 ค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่โหลด (แบบที่ 1)



รูปที่ 5.34 แรงดันตกคร่อมหลอด (แบบที่ 1)

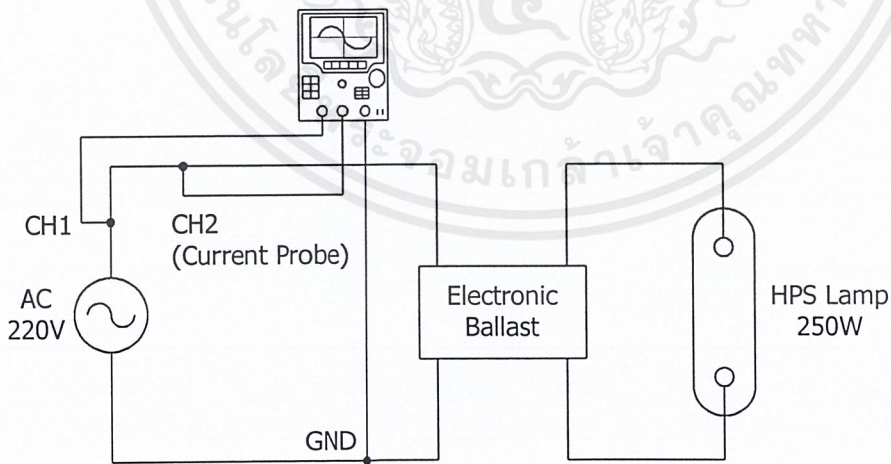


รูปที่ 5.35 กระแสที่ไหลผ่านหลอด (แบบที่ 1)

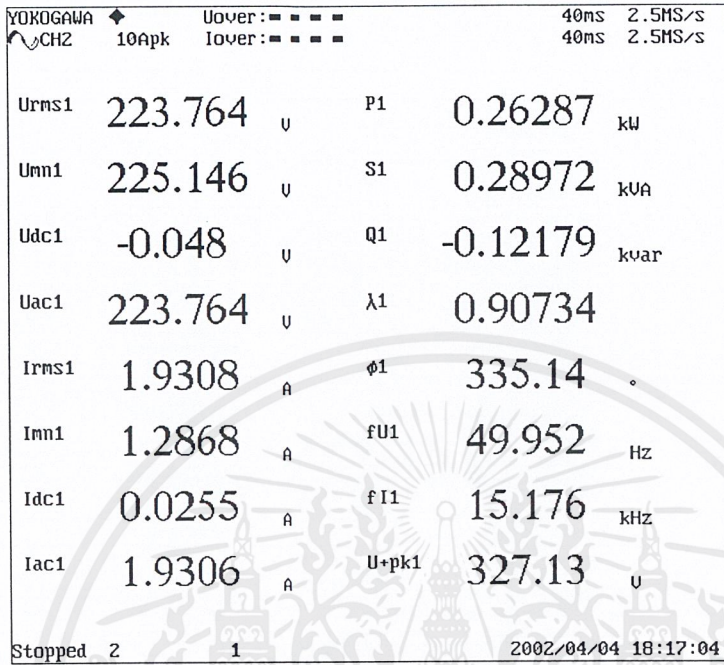


รูปที่ 5.36 กำลังไฟฟ้าที่โหลด (แบบที่ 1)

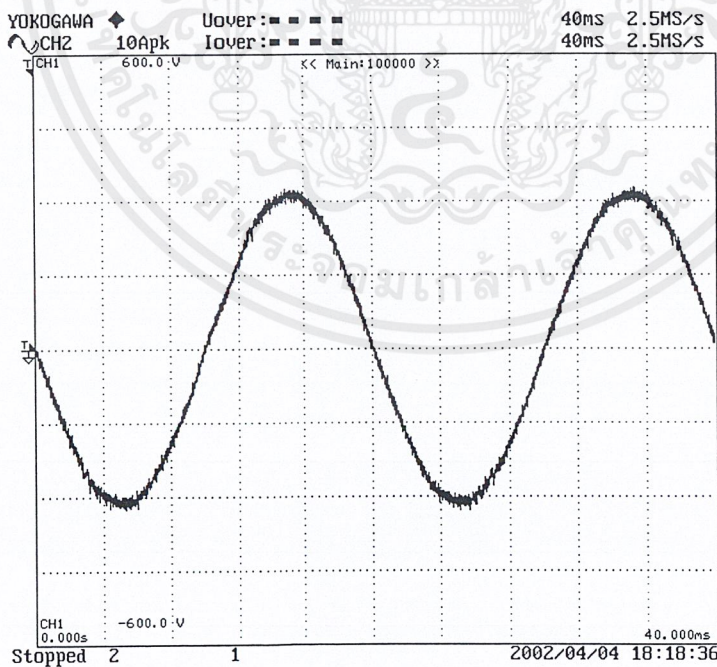
2. การบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่ระบบ



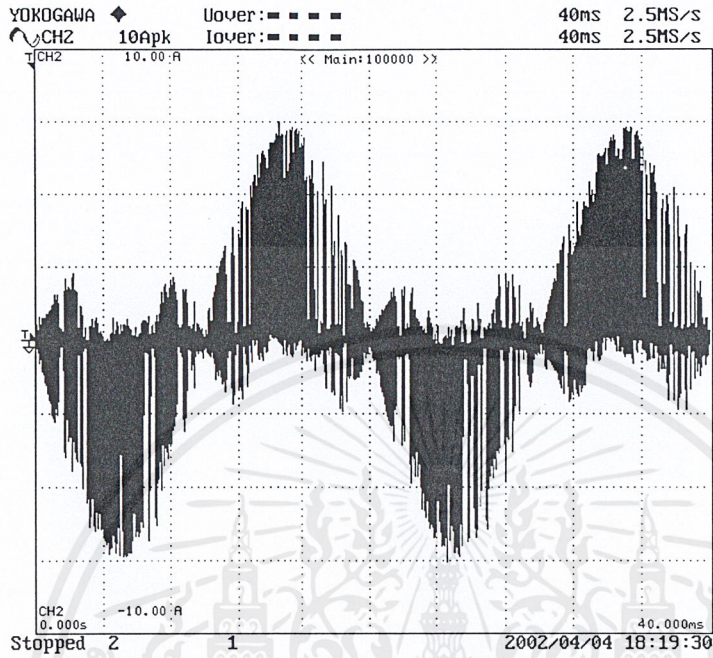
รูปที่ 5.37 การวัดค่าแรงดันและกระแสของระบบ



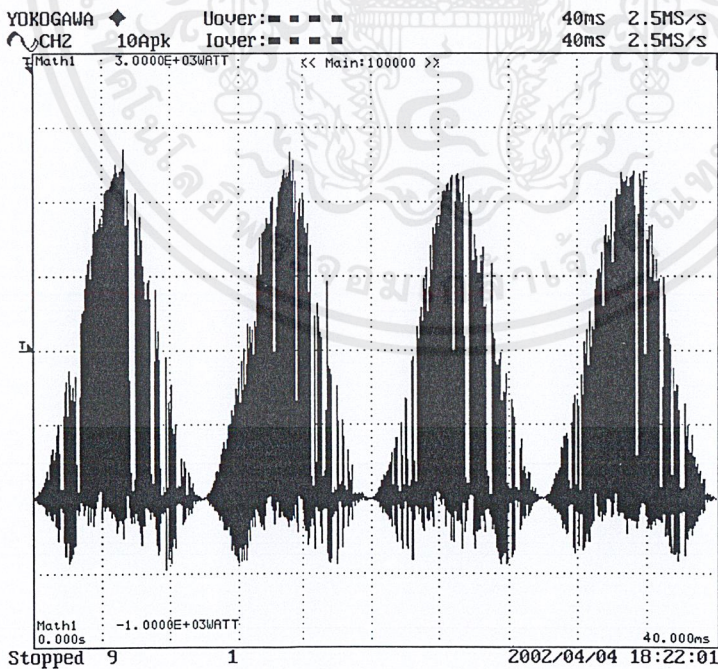
รูปที่ 5.38 ค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าของระบบ (แบบที่ 1)



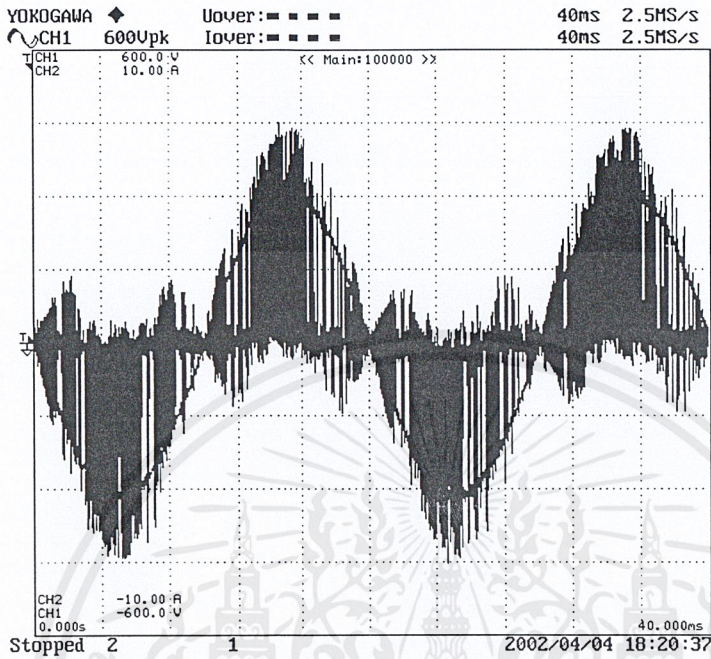
รูปที่ 5.39 แรงดันตกคร่อมระบบ (แบบที่ 1)



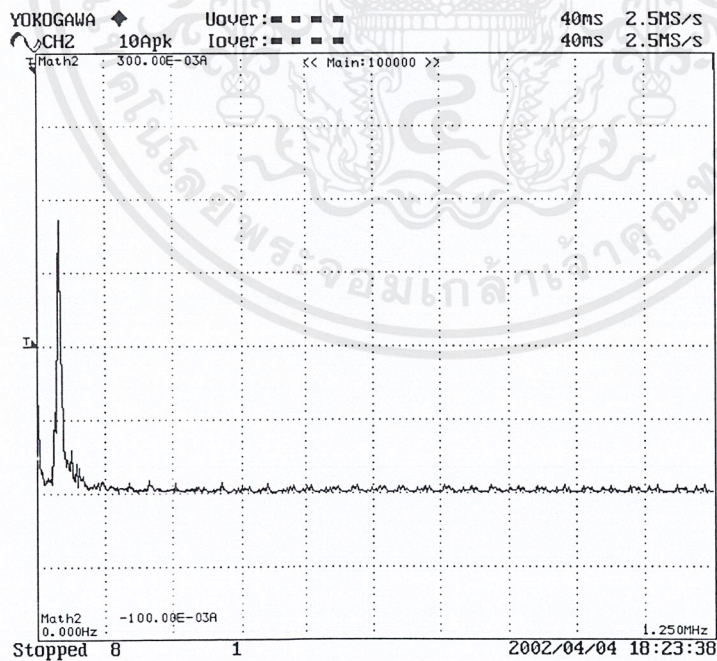
รูปที่ 5.40 กระแสที่ไหลผ่านระบบ (แบบที่ 1)



รูปที่ 5.41 กำลังไฟฟ้าของระบบ (แบบที่ 1)



รูปที่ 5.42 แรงดันและกระแสของระบบ (แบบที่ 1)



รูปที่ 5.43 การแปลง FFT ของกระแส (แบบที่ 1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

YOKOGAWA		Uover: ■■■■		100uS		5MS/s	
CH2 10Apk		Iover: ■■■■		100uS		5MS/s	
		***** U 1 List *****		***** I 1 List *****			
	Or.	U[V]	HdF[%]	Or.	I[A]	HdF[%]	
PLL	CH2(I1)	221.762			1.3364		
Freq	-----	dc	6.455	2.911	dc	-0.0069	-0.519
		1	220.659	99.503	1	1.2053	90.191
U1	221.762 V	2	14.557	6.564	2	0.1447	10.826
I1	1.3364 A	3	8.873	4.001	3	0.2391	17.891
P1	0.26470kW	4	5.907	2.664	4	0.0685	5.124
S1	0.26640kVA	5	5.034	2.270	5	0.0294	2.199
Q1	-0.03004kvar	6	3.915	1.765	6	0.0536	4.010
λ1	0.99362	7	3.338	1.505	7	0.0576	4.312
φ1	353.53 °	8	2.883	1.300	8	0.0129	0.966
Uthd1	9.527 %	9	2.518	1.136	9	0.0387	2.898
Ithd1	43.190 %	10	2.172	0.980	10	0.0437	3.270
Pthd1	0.114 %	11	2.092	0.943	11	0.0684	5.116
Uthf1	0.000 %	12	1.718	0.775	12	0.0354	2.646
Ithf1	1.466 %	13	1.895	0.855	13	0.0673	5.034
Uthf1	0.002	14	1.686	0.760	14	0.0245	1.831
Ithf1	31.071	15	1.576	0.711	15	0.0291	2.180
hvf1	5.610 %	16	1.395	0.629	16	0.0515	3.856
hcf1	14.130 %	17	1.367	0.617	17	0.0055	0.411
F1	-----	18	1.199	0.541	18	0.0371	2.773
F2	-----	19	1.254	0.565	19	0.0372	2.786
F3	-----	20	1.136	0.512	20	0.0614	4.597
F4	-----	21	1.117	0.504	21	0.0132	0.986
φU1-U2	-----	22	1.015	0.458	22	0.0215	1.612
Stopped 5		1			2002/04/04 18:39:58		

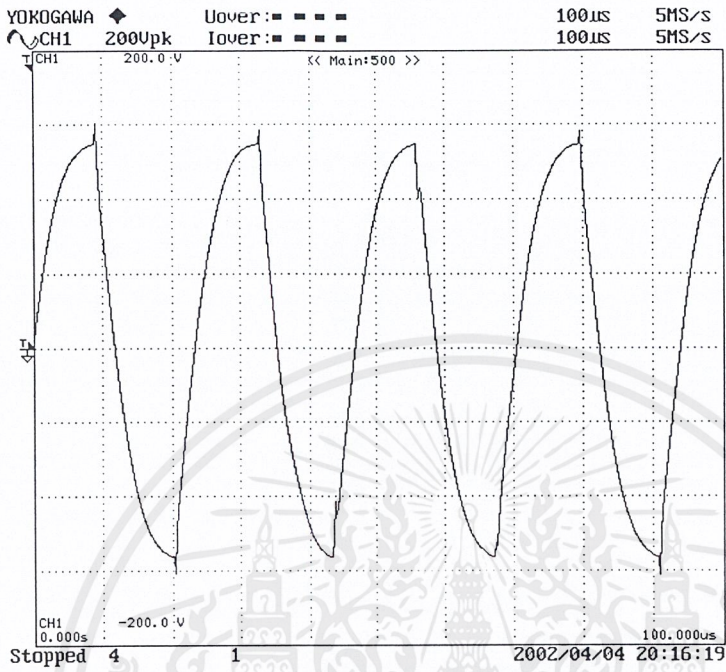
รูปที่ 5.44 ค่าฮาร์โมนิกส์ต่างๆ ของแรงดันและกระแส (แบบที่ 1)

5.2.1.2 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบมีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังชนิดที่ไม่มีชุด EMI Filter (แบบที่ 2)

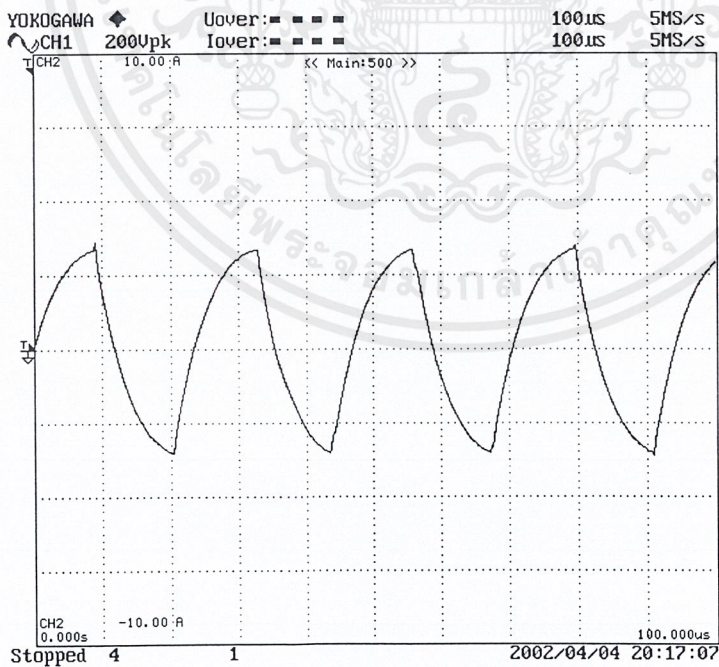
1. การบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่โหลด

YOKOGAWA		Uover: ■■■■		100uS		5MS/s	
CH1 200Upk		Iover: ■■■■		100uS		5MS/s	
Urns1	99.934	V	P1	0.24590		kW	
Umn1	100.442	V	S1	0.24699		kVA	
Udc1	1.037	V	Q1	0.02323		kvar	
Uac1	99.928	V	λ1	0.99557			
Irns1	2.4646	A	φ1	5.40		°	
Irn1	2.4590	A	fU1	42.493		kHz	
Idc1	0.0009	A	fI1	42.493		kHz	
Iac1	2.4646	A	U+pk1	157.04		V	
Stopped 2		1			2002/04/04 20:14:50		

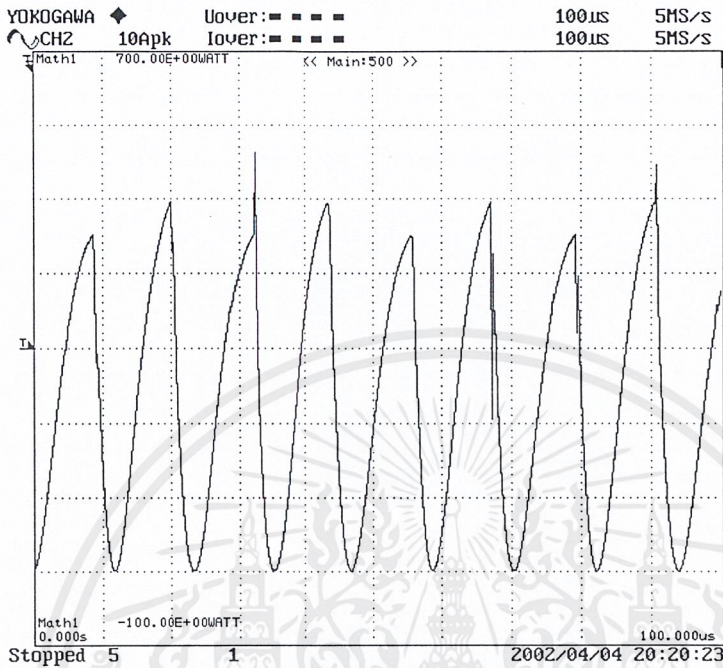
รูปที่ 5.45 ค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่โหลด (แบบที่ 2)



รูปที่ 5.46 แรงดันตกคร่อมที่โหลด (แบบที่ 2)



รูปที่ 5.47 กระแสที่ไหลผ่านโหลด (แบบที่ 2)

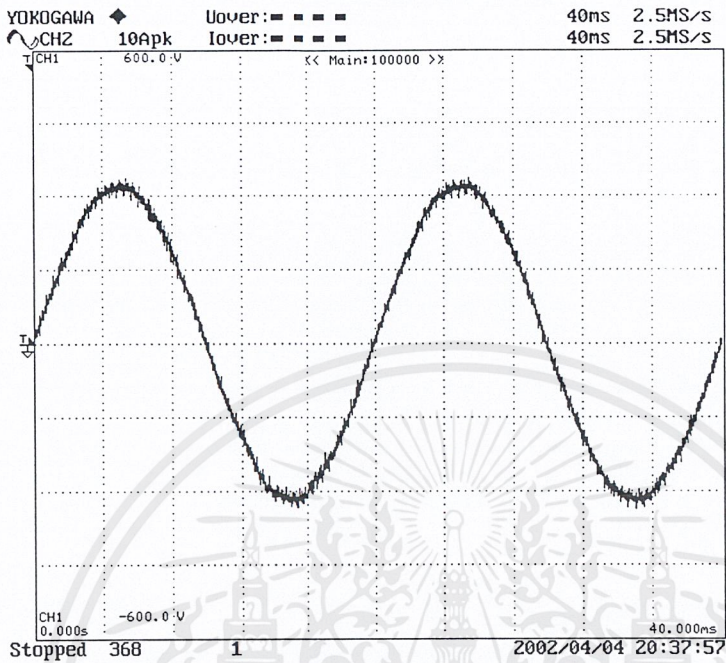


รูปที่ 5.48 กำลังไฟฟ้าที่โหลด (แบบที่ 2)

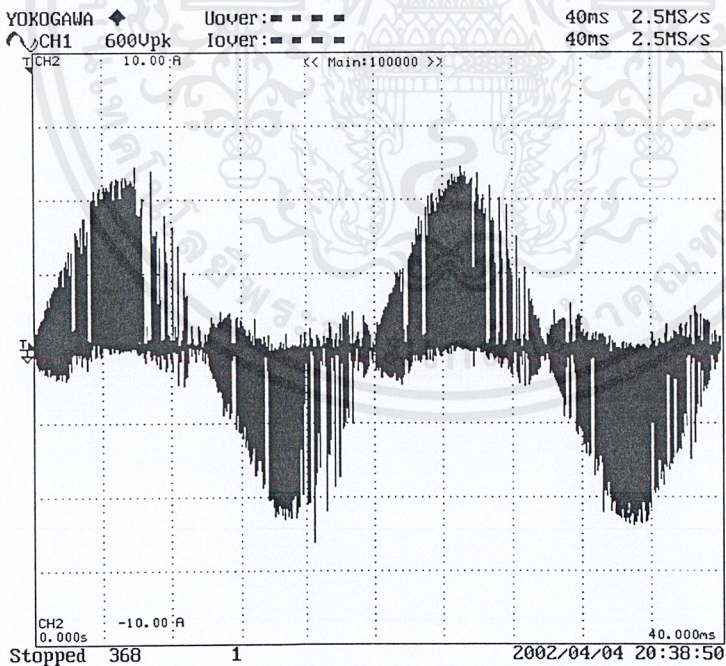
2. การบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่ระบบ

YOKOGAWA		Uover: -100.00E+00WATT		Iover: -100.00E+00WATT		40ms	2.5MS/s
CH2		10Apk		10Apk		40ms	2.5MS/s
Urms1	226.651	V	P1	0.26418			kW
Umn1	228.141	V	S1	0.26726			kVA
Udc1	0.086	V	Q1	0.04050			kvar
Uac1	226.651	V	λ 1	0.98845			
Irms1	1.6998	A	ϕ 1	8.72			°
Imn1	1.1715	A	fU1	49.991			Hz
Idc1	0.0186	A	fI1	13.367			kHz
Iac1	1.6997	A	U+pk1	336.18			V

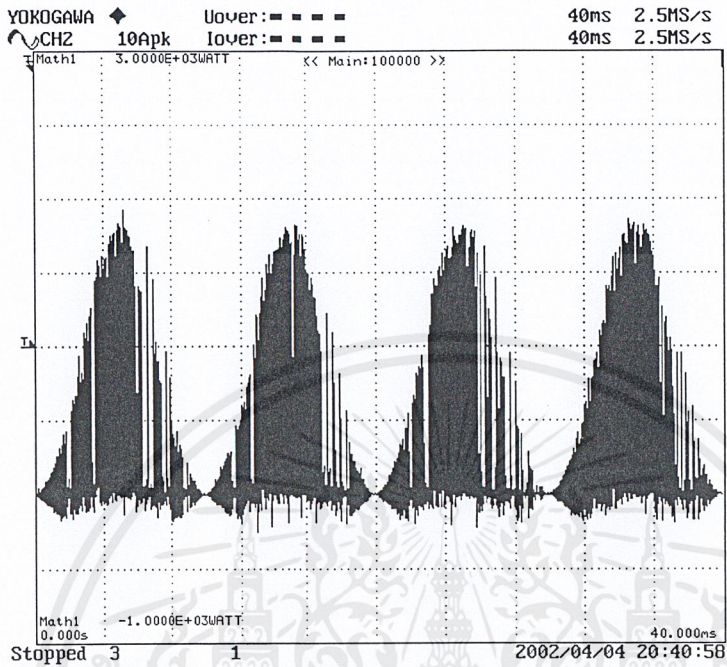
รูปที่ 5.49 ค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าของระบบ (แบบที่ 2)



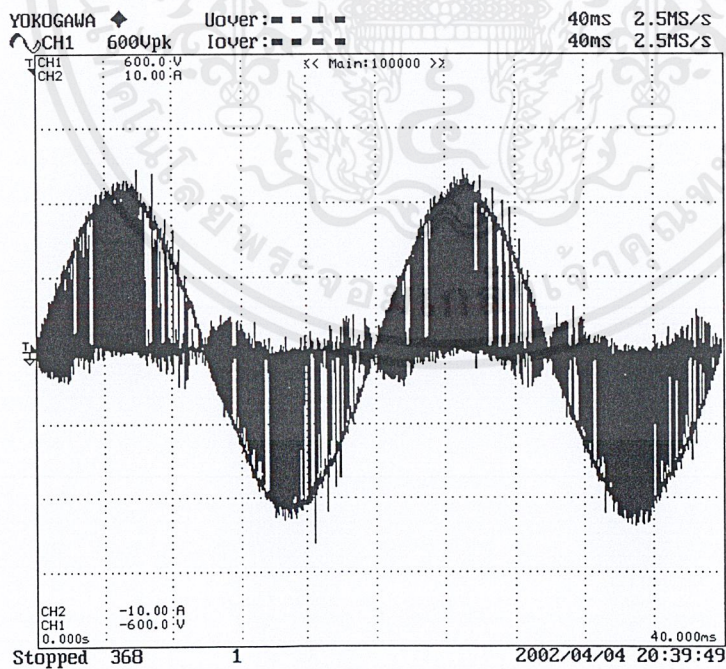
รูปที่ 5.50 แรงดันตกคร่อมระบบ (แบบที่ 2)



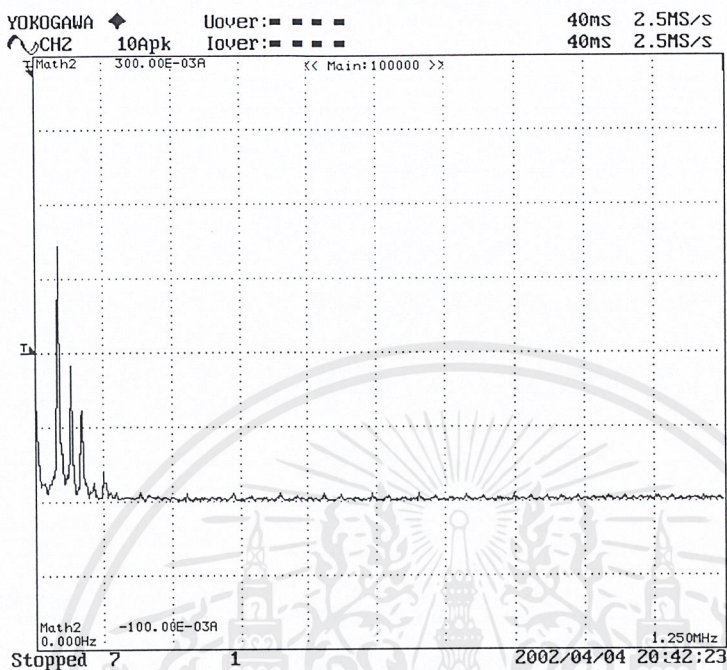
รูปที่ 5.51 กระแสที่ไหลผ่านระบบ (แบบที่ 2)



รูปที่ 5.52 กำลังไฟฟ้าของระบบ (แบบที่ 2)



รูปที่ 5.53 แรงดันและกระแสของระบบ (แบบที่ 2)



รูปที่ 5.54 การแปลง FFT ของกระแส (แบบที่ 2)

YOKOGAWA CH2 10Apk		Uover: ■■■■		Iover: ■■■■			
		***** U 1 List *****		***** I 1 List *****			
PLL	CH2 (I1)	Or.	U [V]	Hdf [%]	Or.	I [A]	Hdf [%]
PLF		dc	0.22713k	2.135	dc	1.3363	0.066
Freq		1	0.00485k	99.544	1	0.0009	86.858
U1	0.22713kV	2	0.22610k	6.346	2	1.1607	10.041
I1	1.3363 A	3	0.01441k	3.800	3	0.3130	23.422
P1	0.2593kW	4	0.00863k	2.555	4	0.0860	6.434
S1	0.2617kVA	5	0.00580k	2.320	5	0.0953	7.130
Q1	-0.0355kvar	6	0.00527k	1.675	6	0.0223	1.667
λ1	0.99076	7	0.00380k	1.657	7	0.0172	1.286
φ1	352.20 °	8	0.00376k	1.328	8	0.0352	2.638
Uthd1	9.292 %	9	0.00302k	1.164	9	0.0430	3.218
Ithd1	49.555 %	10	0.00264k	1.020	10	0.0544	4.074
Pthd1	0.335 %	11	0.00232k	0.948	11	0.0501	3.750
Uthf1	0.000 %	12	0.00215k	0.837	12	0.0323	2.416
Ithf1	1.548 %	13	0.00190k	0.784	13	0.0246	1.842
Uthf1	0.000 %	14	0.00178k	0.731	14	0.0500	3.744
Uthf1	33.419	15	0.00166k	0.699	15	0.0279	2.087
hvf1	5.429 %	16	0.00159k	0.638	16	0.0686	5.135
hcf1	16.711 %	17	0.00145k	0.595	17	0.0374	2.802
F1		18	0.00135k	0.573	18	0.0115	0.861
F2		19	0.00130k	0.576	19	0.0465	3.481
F3		20	0.00131k	0.481	20	0.0523	3.914
F4		21	0.00109k	0.469	21	0.0070	0.521
φU1-U2		22	0.00107k	0.491	22	0.0182	1.364

Stopped 1 1 2002/04/04 20:49:29

รูปที่ 5.55 ค่าฮาร์โมนิกต่างๆ ของแรงดันและกระแส (แบบที่ 2)

5.2.2 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบไม่มีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง

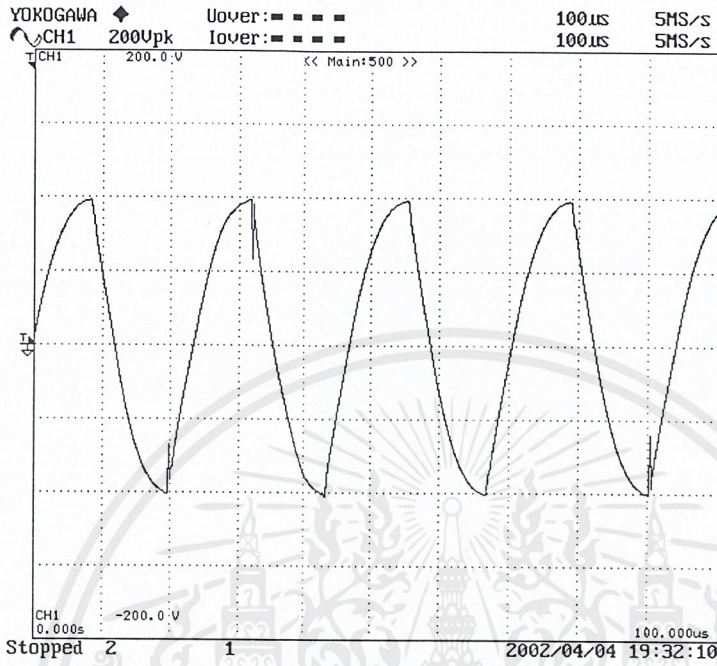
ในการทดสอบหาค่าองค์ประกอบต่างๆทางไฟฟ้าของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบไม่มีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง การบันทึกค่าจะคล้ายคลึงกับการบันทึกของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบมีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง ในส่วนของสัญญาณขั้วเบสและแรงดันไฟฟ้าที่ใช้ในการจุลหอด โดยค่าที่แตกต่างกันในการทำการบันทึกจะประกอบด้วยแรงดันไฟฟ้า กระแสไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้าที่ตกคร่อมหลอดและระบบทั้งหมด รวมถึงค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุท (THDi) ของระบบ

5.2.2.1 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบไม่มีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังชนิดที่มีชุด EMI Filter (แบบที่ 3)

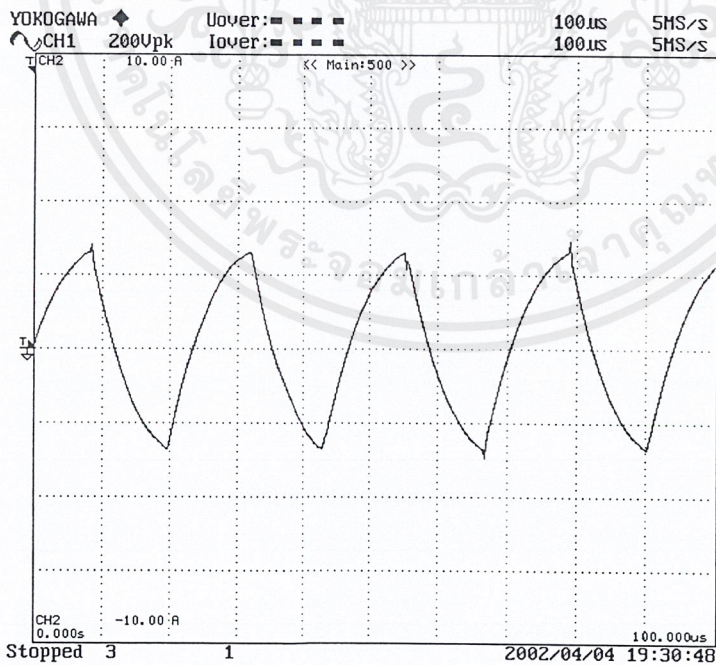
1. การบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่หลอด

YOKOGAWA		Uover: - - - -	100ms	5MS/s
CH1 200Upk		Iover: - - - -	100ms	5MS/s
Urms1	69.263	V	P1	0.15094 kW
Urn1	68.923	V	S1	0.14876 kVA
Udc1	0.327	V	Q1	0.00000 kvar
Uac1	69.262	V	λ1	1.00000
Irms1	2.1839	A	φ1	0.00
Inn1	2.1584	A	fU1	42.493 kHz
Idc1	-0.0007	A	fI1	42.493 kHz
Iac1	2.1839	A	U+pk1	124.23 V
Stopped	3	1	2002/04/04 19:29:49	

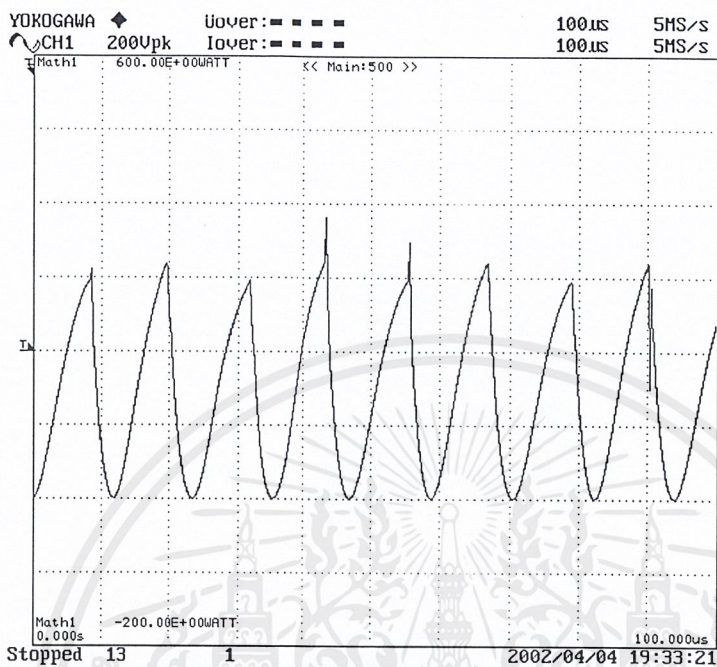
รูปที่ 5.56 ค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่หลอด (แบบที่ 3)



รูปที่ 5.57 แรงดันที่ตกคร่อมหลอด (แบบที่ 3)



รูปที่ 5.58 กระแสที่ไหลผ่านหลอด (แบบที่ 3)

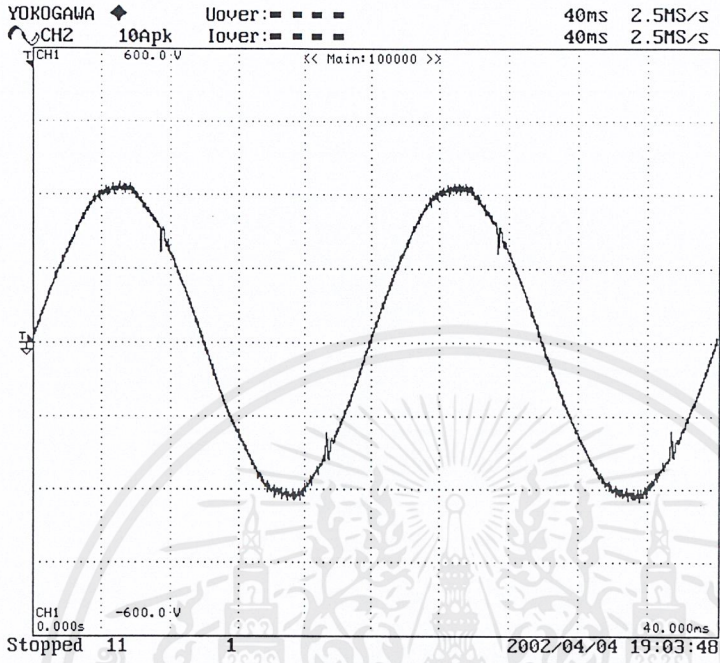


รูปที่ 5.59 กำลังไฟฟ้าที่โหลด (แบบที่ 3)

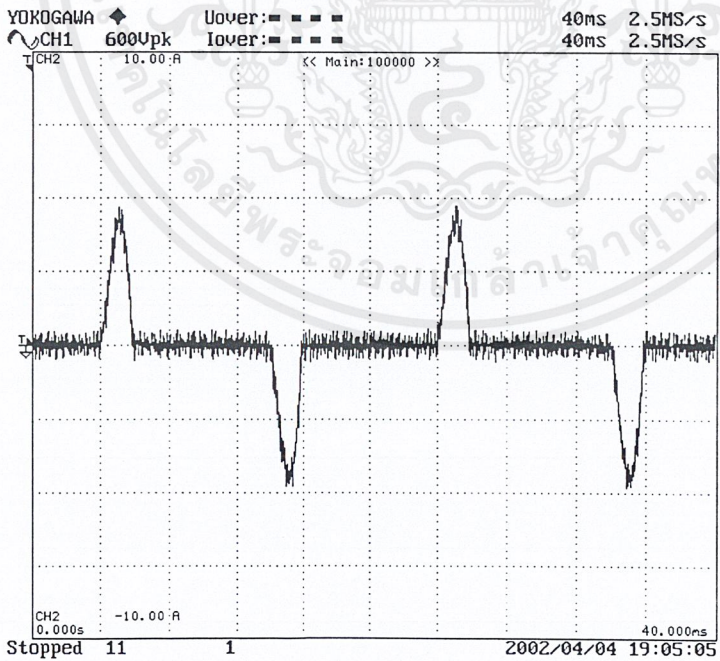
2. การบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่ระบบ

YOKOGAWA		Uover: -200.00E+00WATT	Iover: -200.00E+00WATT	40ms 2.5MS/s
CH2	10Apk			40ms 2.5MS/s
Urms1	222.687	v	P1	0.16124 kW
Umn1	222.985	v	S1	0.13165 kVA
Udc1	0.009	v	Q1	0.00000 kvar
Uac1	222.687	v	λ1	1.00000
Irms1	1.3265	A	φ1	0.00 °
Inn1	0.5904	A	fU1	49.993 Hz
Idc1	-0.0254	A	fI1	50.021 Hz
Iac1	1.3262	A	U+pk1	325.37 v
Stopped	98	1		2002/04/04 19:02:12

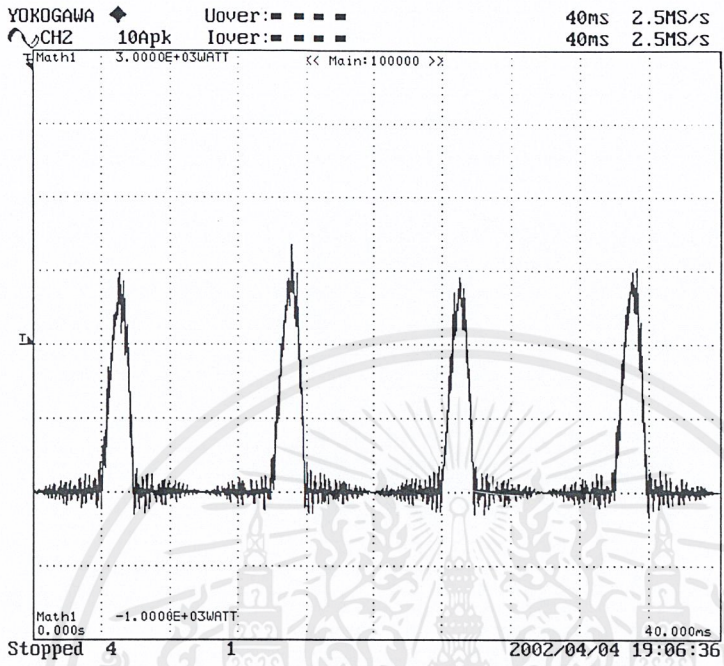
รูปที่ 5.60 ค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าของระบบ (แบบที่ 3)



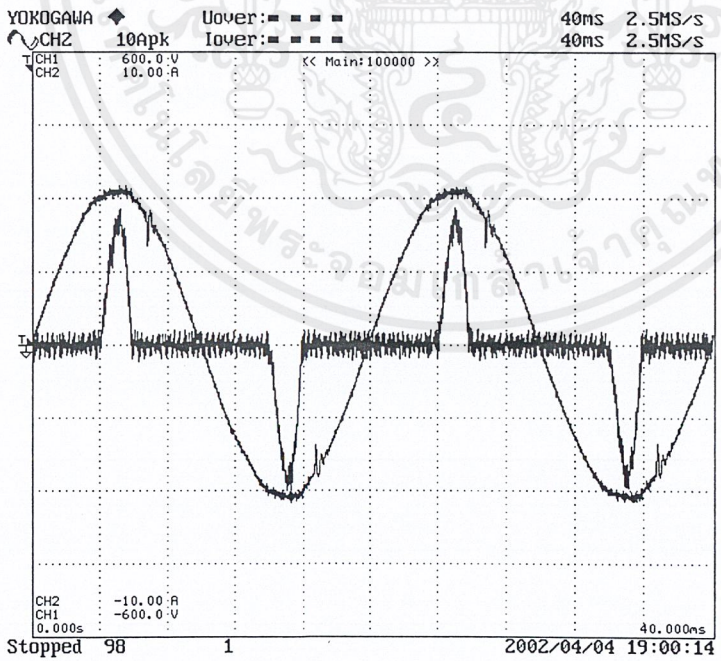
รูปที่ 5.61 แรงดันที่ตกคร่อมระบบ (แบบที่ 3)



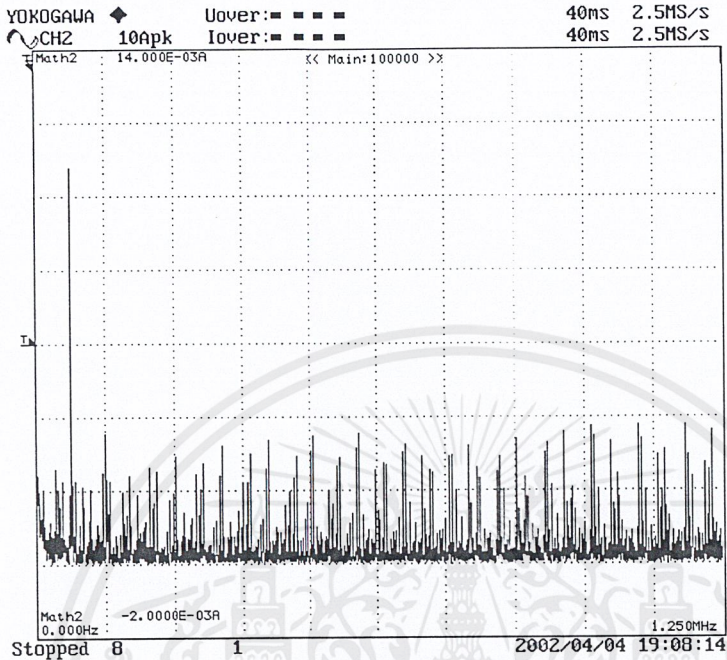
รูปที่ 5.62 กระแสที่ไหลผ่านระบบ (แบบที่ 3)



รูปที่ 5.63 กำลังไฟฟ้าของระบบ (แบบที่ 3)



รูปที่ 5.64 แรงดันและกระแสของระบบ (แบบที่ 3)



รูปที่ 5.65 การแปลง FFT ของกระแส (แบบที่ 3)

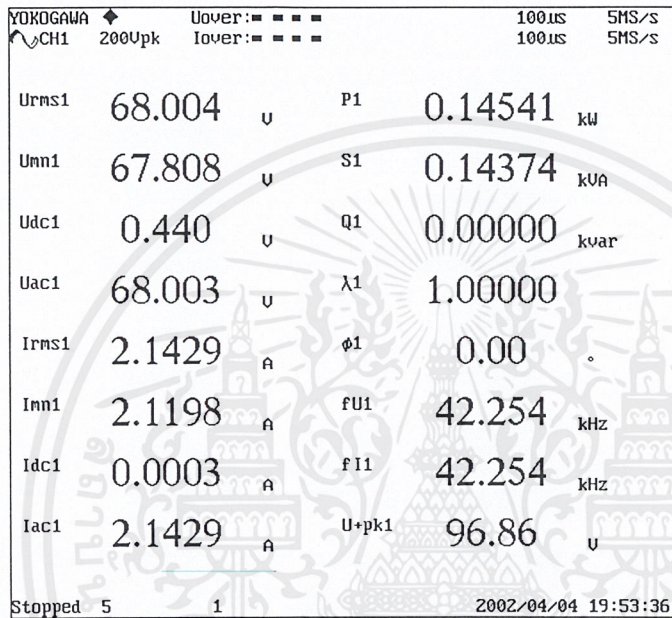
		***** U 1 List *****			***** I 1 List *****		
		Or.	U[V]	Hdf[%]	Or.	I[A]	Hdf[%]
PLL	CH2(11)	dc	124.147		dc	0.6391	
Freq	49.913 Hz	1	10.638	8.569	1	0.0032	0.508
U1	124.147 V	2	21.243	17.111	2	0.1664	26.038
I1	0.6391 A	3	5.603	4.513	3	0.1571	24.588
P1	0.04606kW	4	2.294	1.847	4	0.3412	53.393
S1	0.04617kVA	5	1.220	0.983	5	0.0919	14.375
Q1	0.00317kvar	6	0.912	0.735	6	0.0773	12.095
λ1	0.99763	7	1.094	0.881	7	0.1321	20.670
φ1	3.94 °	8	0.736	0.593	8	0.0629	9.845
Uthd1	17.993 %	9	1.287	1.036	9	0.1781	27.866
Ithd1	82.312 %	10	0.881	0.709	10	0.1109	17.356
Pthd1	4.482 %	11	0.826	0.665	11	0.0616	9.633
Uthf1	0.000 %	12	0.593	0.478	12	0.0684	10.705
Ithf1	0.000 %	13	0.556	0.448	13	0.0368	5.765
Utif1	0.000	14	0.577	0.464	14	0.0937	14.666
Itif1	0.002	15	0.498	0.401	15	0.0230	3.592
hvf1	12.442 %	16	0.434	0.350	16	0.0360	5.633
hcf1	39.452 %	17	0.382	0.308	17	0.0552	8.630
F1	-----	18	0.330	0.266	18	0.0285	4.454
F2	-----	19	0.320	0.258	19	0.0075	1.172
F3	-----	20	0.320	0.258	20	0.0247	3.864
F4	-----	21	0.238	0.192	21	0.0320	5.014
φU1-U2	-----	22	0.328	0.264	22	0.0121	1.888

รูปที่ 5.66 ค่าฮาร์โมนิกต่างๆ ของแรงดันและกระแส (แบบที่ 3)

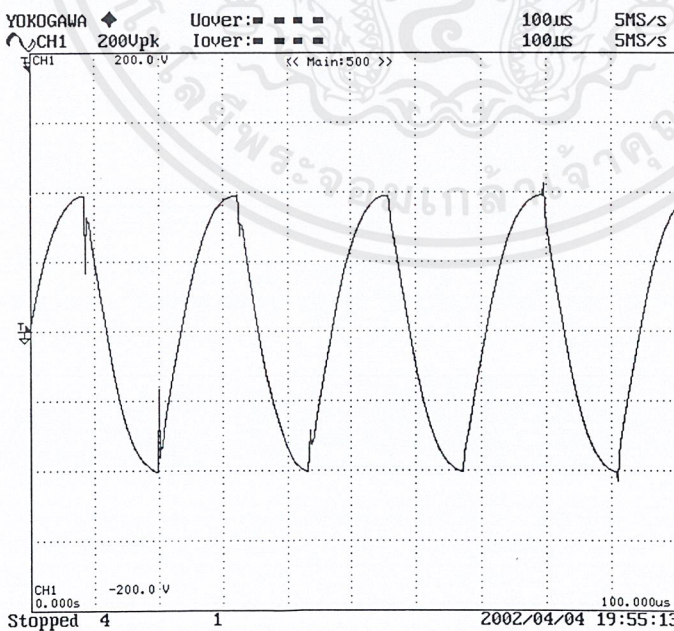
5.2.2.2 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบไม่มีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังชนิดที่ไม่มี

ชุด EMI Filter (แบบที่ 4)

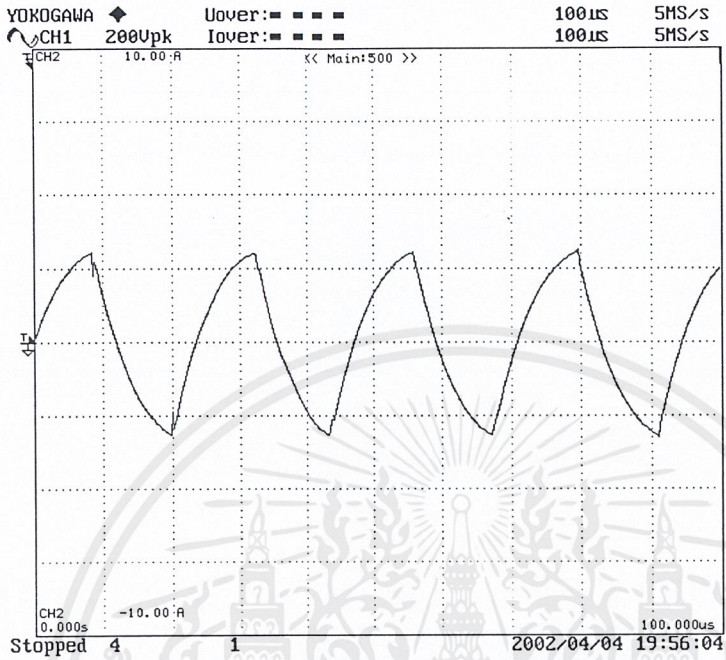
1. การบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่โหลด



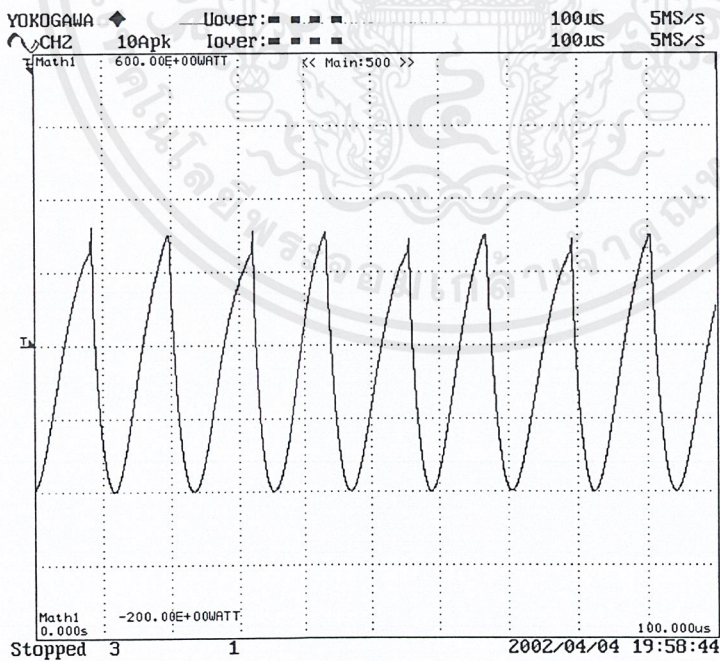
รูปที่ 5.67 ค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าของโหลด (แบบที่ 4)



รูปที่ 5.68 แรงดันตกคร่อมโหลด (แบบที่ 4)

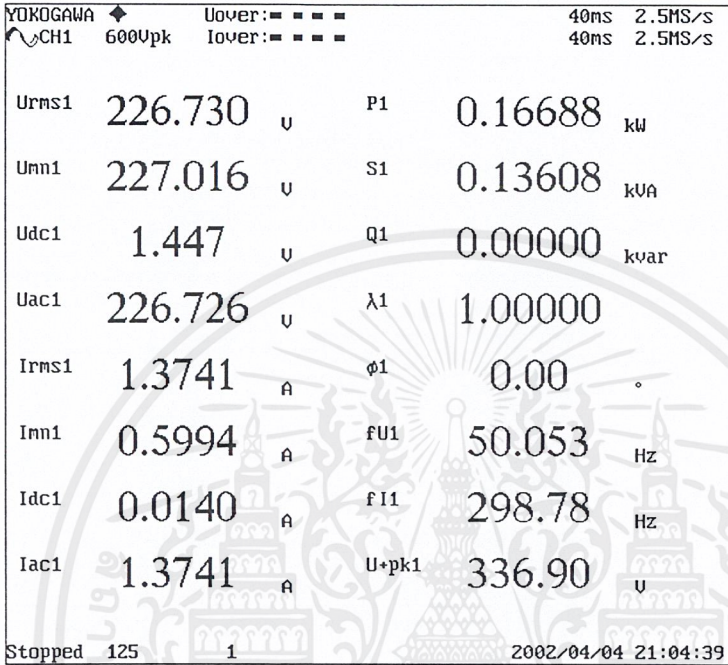


รูปที่ 5.69 กระแสที่ไหลผ่านหลอด (แบบที่ 4)

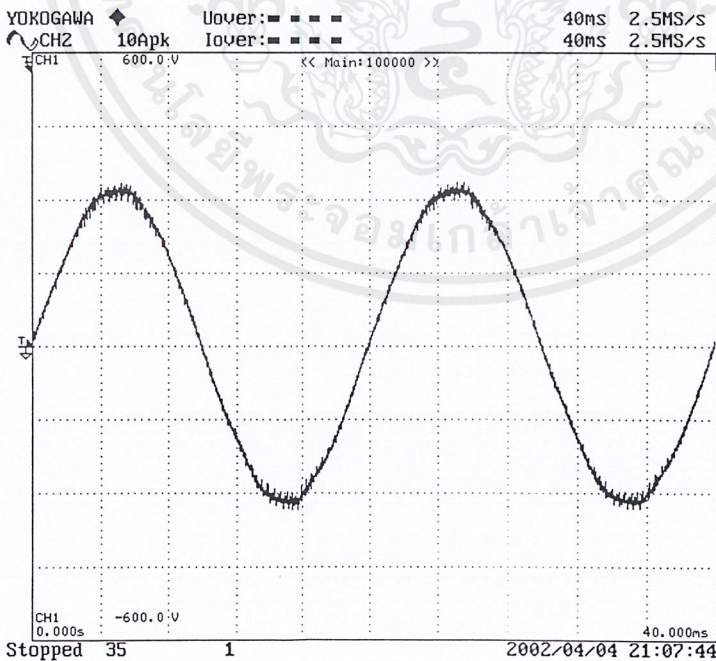


รูปที่ 5.70 กำลังไฟฟ้าที่หลอด (แบบที่ 4)

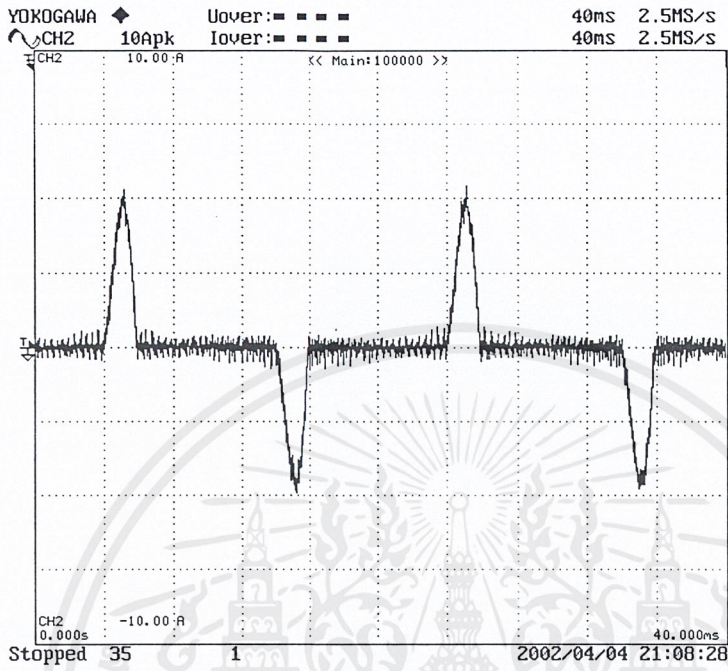
2. การบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่ระบบ



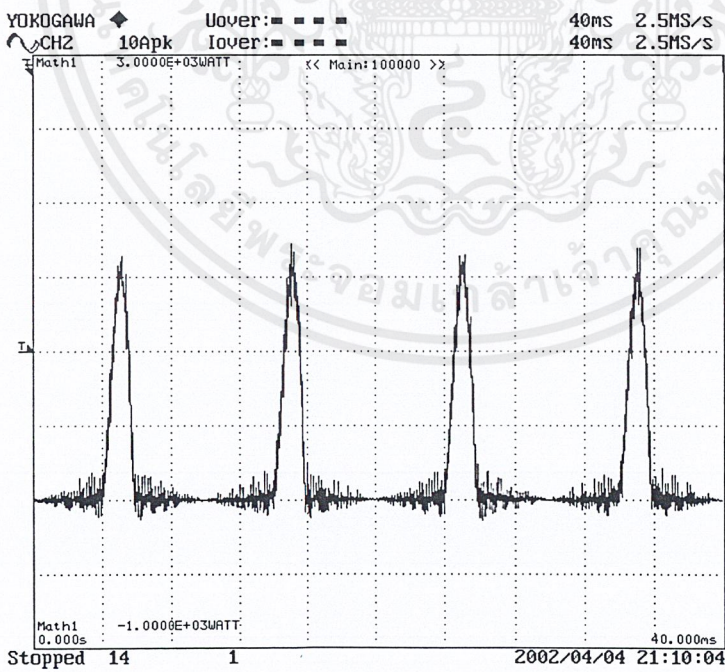
รูปที่ 5.71 ค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าของระบบ (แบบที่ 4)



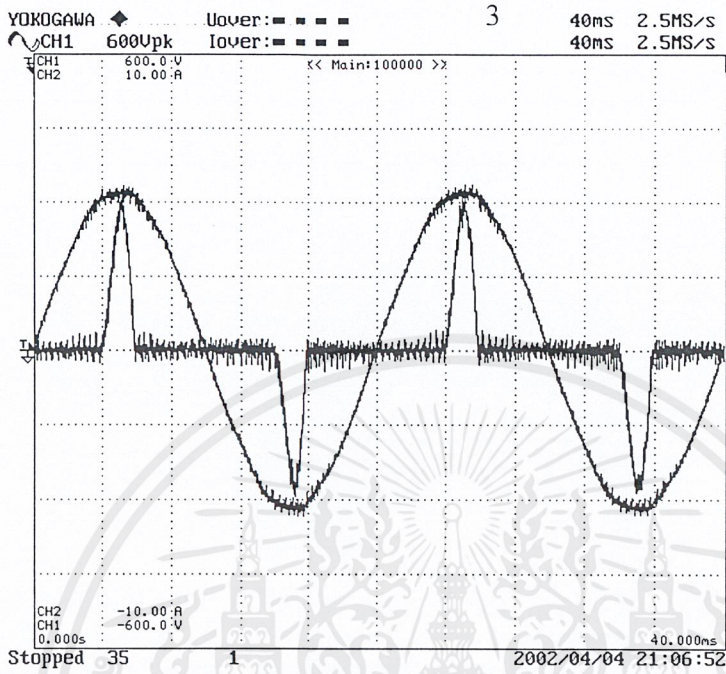
รูปที่ 5.72 แรงดันตกคร่อมระบบ (แบบที่ 4)



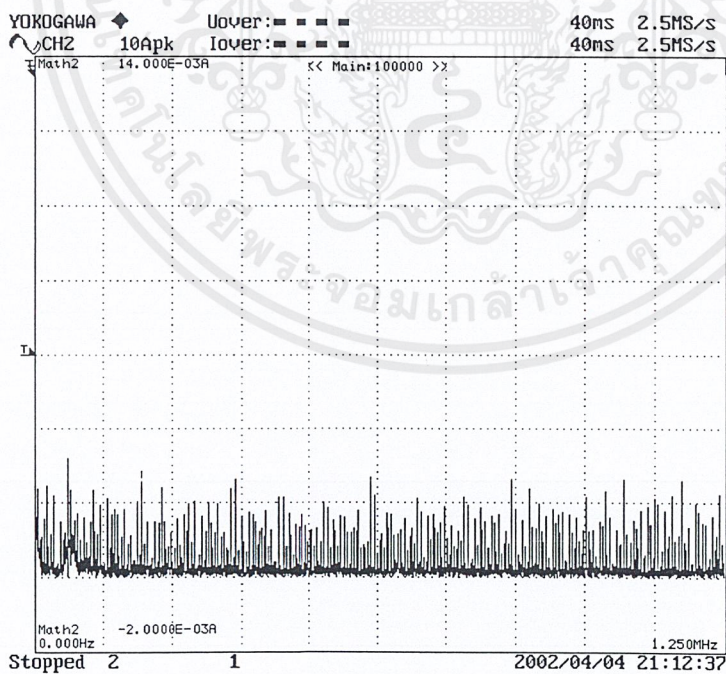
รูปที่ 5.73 กระแสที่ไหลผ่านระบบ (แบบที่ 4)



รูปที่ 5.74 กำลังไฟฟ้าของระบบ (แบบที่ 4)



รูปที่ 5.75 แรงดันและกระแสของระบบ (แบบที่ 4)



รูปที่ 5.76 การแปลง FFT ของกระแส (แบบที่ 4)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

YOKOGAWA		Uover: ■■■■		I 1 List		I 1 List	
CH2 10Apk		Iover: ■■■■		*****		*****	
		Dr.	U[V]	Hdf[%]	Dr.	I[A]	Hdf[%]
PLL	CH2(I1)		60.589			1.0792	
Freq	199.75 Hz	dc	-17.489	-28.865	dc	-0.0245	-2.275
		1	53.982	89.096	1	0.8220	76.169
U1	60.589 V	2	18.718	30.893	2	0.4806	44.534
I1	1.0792 A	3	8.063	13.308	3	0.3025	28.029
P1	0.03788kW	4	4.696	7.750	4	0.3886	36.008
S1	0.03885kVA	5	2.419	3.993	5	0.0339	3.138
Q1	-0.00862kvar	6	1.757	2.899	6	0.0975	9.035
λ1	0.97507	7	1.330	2.195	7	0.0116	1.071
φ1	347.18 °	8	0.955	1.576	8	0.0186	1.726
Uthd1	35.054 %	9	0.782	1.290	9	0.0464	4.302
Ithd1	64.755 %	10	0.679	1.120	10	0.0053	0.492
Pthd1	7.225 %	11	0.646	1.067	11	0.0215	1.995
Uthf1	0.000 %	12	0.408	0.673	12	0.0136	1.265
Ithf1	0.000 %	13	0.298	0.491	13	0.0069	0.636
Utif1	0.000	14	0.315	0.520	14	0.0193	1.789
Itif1	0.000	15	0.196	0.323	15	0.0024	0.224
hvf1	23.608 %	16	0.148	0.244	16	0.0125	1.159
hcf1	39.960 %	17	0.130	0.215	17	0.0079	0.733
F1	-----	18	0.088	0.146	18	0.0033	0.306
F2	-----	19	0.155	0.255	19	0.0079	0.732
F3	-----	20	0.100	0.164	20	0.0009	0.085
F4	-----	21	0.018	0.029	21	0.0022	0.207
φU1-U2	-----	22	0.113	0.187	22	0.0041	0.378
Stopped	1	1					

รูปที่ 5.77 ค่าฮาร์โมนิกต่างๆ ของแรงดันและกระแส (แบบที่ 4)

ตารางที่ 5.1 ผลการบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าจาก Oscilloscope

	Magnetic Ballast	
	With Capacitor	Without Capacitor
แรงดันจุดหลอด (kV)	4.82	4.82
แรงดันตกคร่อมหลอด (V)	96.53	94.17
กระแสไหลผ่านหลอด (A)	2.987	2.749
กำลังไฟฟ้าที่หลอด (Watt)	250.7	230.2
แรงดันตกคร่อมระบบ (V)	221.1	221.3
กระแสระบบ (A)	1.39	2.737
กำลังไฟฟ้ระบบ (Watt)	278.4	281.4
Power Factor*	0.9058	0.464
THDi (%)	24.574	11.028
Efficiency* (%)	90.05	81.80

* เป็นค่าที่ได้จากการนำข้อมูลที่ได้บันทึกมาคำนวณ

ตารางที่ 5.2 ผลการบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าจาก Power Analyzer

	Electronic Ballast			
	With Boost		Without Boost	
	With EMI Filter	Without EMI Filter	With EMI Filter	Without EMI Filter
แรงดันจุดหลอด (kV)	4.723	4.723	4.723	4.723
แรงดันตกคร่อมหลอด (V)	100.937	99.934	69.263	68.004
กระแสไหลผ่านหลอด (A)	2.3916	2.4646	2.1839	2.1429
กำลังไฟฟ้าที่หลอด (Watt)	241.09	245.90	150.94	145.41
แรงดันตกคร่อมระบบ (V)	223.764	226.651	222.687	226.73
กระแสระบบ (A)	1.9308	1.6998	1.3265	1.3741
กำลังไฟฟ้าระบบ (Watt)	262.87	264.18	161.24	166.88
Power Factor	0.90734	0.98845	1.00	1.00
THDi (%)	43.19	49.555	82.312	64.755
Efficiency* (%)	91.714	93.08	93.612	87.134

* เป็นค่าที่ได้จากการนำข้อมูลที่ได้นับที่มากำหนด

ตารางที่ 5.3 ผลการบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าจาก Power Meter

ณ ศูนย์วิจัยและพัฒนาวิศวกรรมฯ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

	Magnetic Ballast	Electronic Ballast		
		With Boost	Without Boost	Without Boost & L _{Boost}
แรงดัน (V)	225.43	225.07	223.42	222.73
กระแส (A)	1.3875	2.604	1.749	1.824
กำลังไฟฟ้า (Watt)	228.8	375.1	231.4	226.76
Power Factor	0.9216	0.6448	0.5998	0.5638

ตารางที่ 5.4 ผลการบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าจาก Gonio Photometer

ณ KMITL Illumination Laboratory

	Voltage	Ampere	Power Factor	Watt	Lumen	Efficacy (lm/watt)
บัลลาสต์แมกเนติก ชนิดที่ 1	220.6	3.125	0.37	257.5	27892	108.3
บัลลาสต์แมกเนติก ชนิดที่ 2	220.6	3.075	0.4	267.5	29355	109.7
บัลลาสต์ อิเล็กทรอนิกส์ (มีวงจรแก้ไขค่าตัว ประกอบกำลัง)	222.2	2.17	0.77	372	42250	113.5
บัลลาสต์ อิเล็กทรอนิกส์ (ไม่มีวงจรแก้ไขค่า ตัวประกอบกำลัง)	220	1.755	0.62	240	27059	112.7
หมายเหตุ รายละเอียดการบันทึกผลการทดสอบคุณสมบัติทางแสงสว่างจาก Gonio Photometer สามารถดูได้ที่ภาคผนวก จ						

บทที่ 6

สรุปผลและวิจารณ์

จากการศึกษา ทดลอง และออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ต้นแบบสำหรับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 250 วัตต์ ตลอดเวลา 2 ภาคเรียนที่ผ่านมา ได้มีการทดลองทดลองผิดมากมาย โดยเริ่มจากการออกแบบวงจร inverter เป็นแบบ Full Bridge Inverter ซึ่งผลที่ได้ก็เป็นที่น่าพอใจในระดับหนึ่ง แต่เนื่องจากต้องการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง (Power Factor) ที่ต่ำ, ความยุ่งยากของการออกแบบวงจรซับซ้อน, ความสามารถในการจ่ายกำลังไฟฟ้าที่สูงเกินความจำเป็น และต้องการลดค่าใช้จ่ายรวมทั้งขนาดของวงจรลงด้วย จึงได้ปรับเปลี่ยนออกแบบวงจรใหม่โดยใช้วงจร Half Bridge Inverter แทน ซึ่งผลที่ได้ก็ออกมาเป็นที่น่าพอใจ อีกทั้งยังได้มีการออกแบบวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุทของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และวงจรจุดหลอดที่สามารถใช้งานร่วมกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ต้นแบบที่ได้ออกแบบขึ้นมา อย่างมีประสิทธิภาพ รวมทั้งได้ประกอบวงจรทั้งหมดให้อยู่ใน โครงสร้างเดียวกัน โดยเน้นถึงขนาดที่เล็กและมีน้ำหนักเบา

วิจารณ์ผลการทดลอง

ผลการทดสอบวงจรควบคุมและวงจรกำลังต่างๆ ส่วนของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดโซเดียมความดันสูงขนาด 250 วัตต์ สามารถใช้งานได้จริงอย่างมีประสิทธิภาพ แต่ยังมีปัญหาบางส่วนทางด้านเทคนิคของการออกแบบค่าความเหนี่ยวนำ ในส่วนของวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า และ EMI Filter ผลการทดลองที่ได้อยู่ในเกณฑ์ที่ดี แต่มีความจำเป็นที่จะต้องมีการศึกษาและพัฒนาต่อไปเพื่อใช้งานได้จริงอย่างมีประสิทธิภาพยิ่งขึ้น

การวัดผลทางแสงสว่างจาก Gonio Photometer จะเห็นได้ว่า สามารถออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ให้มีแรงดันจุดหลอดที่มีค่าใกล้เคียงกับที่ใช้งานอยู่ในปัจจุบัน บัลลาสต์ที่ได้ออกแบบจะใช้เวลาในการจุดหลอดจนถึงจุดเสถียรภาพของการทำงาน ได้เร็วกว่าบัลลาสต์แมกเนติกที่ใช้อยู่ในปัจจุบันประมาณ 70 วินาที ส่วนการวัดผลทางด้านฟลักซ์การส่องสว่าง (Lumen) และประสิทธิภาพผลการส่องสว่าง (Efficacy) จะได้ออกมาดีกว่าเป็นที่น่าพอใจ

การวัดผลทางไฟฟ้าจาก Oscilloscope, Power Analyzer และ Power Meter ได้ว่า ค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าต่างๆ ทั้งที่หลอดและระบบ ไม่ว่าจะเป็น แรงดัน, กระแส, กำลังไฟฟ้า, ค่าตัวประกอบกำลัง และประสิทธิภาพ ได้ผลตามวัตถุประสงค์ของโครงการทุกประการ เหลือเพียงค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุทเท่านั้นที่ยังได้ค่าที่มากกว่าที่ตั้งไว้คือ 30% ซึ่งส่วนนี้จำเป็นต้องพัฒนาต่อไป เพื่อให้บัลลาสต์ที่ออกแบบได้มีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนของค่าที่ได้บันทึกจากเครื่องมือวัดต่างๆ ได้ผลแตกต่างกันนั้น เกิดขึ้นเพราะคุณสมบัติและขีดจำกัดทางความสามารถของเครื่องมือวัด ที่มีคุณสมบัติและความสามารถในการใช้ที่แตกต่างกันออกไปตามความเหมาะสม

ปัญหาที่เกิดขึ้นและแนวทางแก้ไข

1. เนื่องจากโครงการนี้เป็นนวัตกรรมใหม่ ซึ่งยังไม่เป็นที่แพร่หลายมากนัก จึงส่งผลให้ออกสารต่าง ๆ ที่ใช้อ้างอิงทั้งภาษาอังกฤษและภาษาไทยมีน้อย และหาได้ยาก
2. อุปกรณ์บางอย่างไม่สามารถหาซื้อได้ จึงต้องประยุกต์นำอุปกรณ์อื่นมาใช้แทน ทำให้เสียเวลาในการทดลอง และยังส่งผลให้ประสิทธิภาพของวงจรลดลงอีกด้วย
3. เนื่องจากโครงการอาศัยการทำงานในช่วงความถี่สูง กระแสสูง และกำลังใช้งานที่สูง ทำให้การออกแบบอุปกรณ์และหาอุปกรณ์มาใช้งานเป็นไปได้ยาก เช่น หม้อแปลง ตัวเหนี่ยวนำ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้งาน รวมไปถึงเครื่องมือวัดที่มีจำกัดด้วย
4. ทางภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มีเครื่องมืออุปกรณ์ที่ใช้ทดสอบต่าง ๆ ไม่เพียงพอกับความต้องการของนักศึกษาที่ใช้ในการทำโครงการ
5. หน่วยงานและบุคคลที่มีความรู้ ความชำนาญ ที่สามารถให้คำปรึกษาและแนะนำมีน้อย อยู่ห่างไกลและมีความยากลำบากในการเข้าพบ

แนวทางการดำเนินงานต่อไป

ในการดำเนินงานต่อไป จะเป็นการพัฒนา ปรับปรุงในส่วนต่างๆ ของวงจรให้มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าเป็นไปได้ดีขึ้น เช่น ค่าแรงดัน, ค่ากระแส, กำลังไฟฟ้า, ค่าตัวประกอบกำลัง และค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุท รวมไปถึงคุณสมบัติทางแสงสว่างด้วย เพื่อให้ได้ซึ่งประสิทธิภาพและเสถียรภาพที่ดียิ่งขึ้นไป อีกทั้งยังต้องนำไปทดสอบค่าตามมาตรฐานสากลที่เป็นที่ยอมรับในนานาประเทศทั่วโลก



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



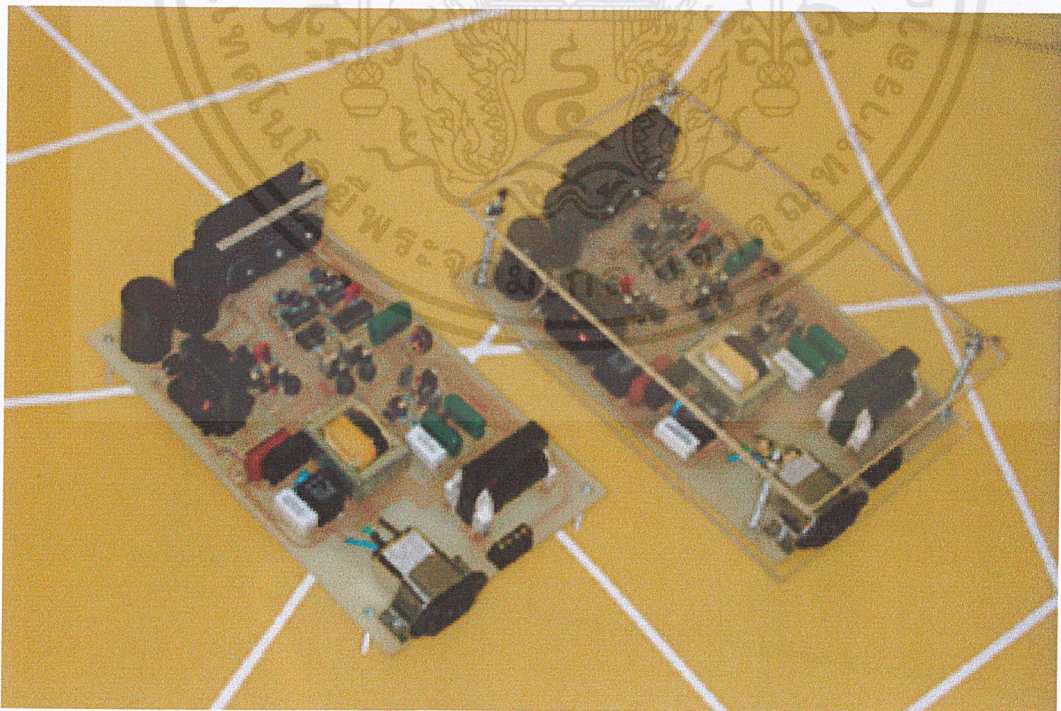
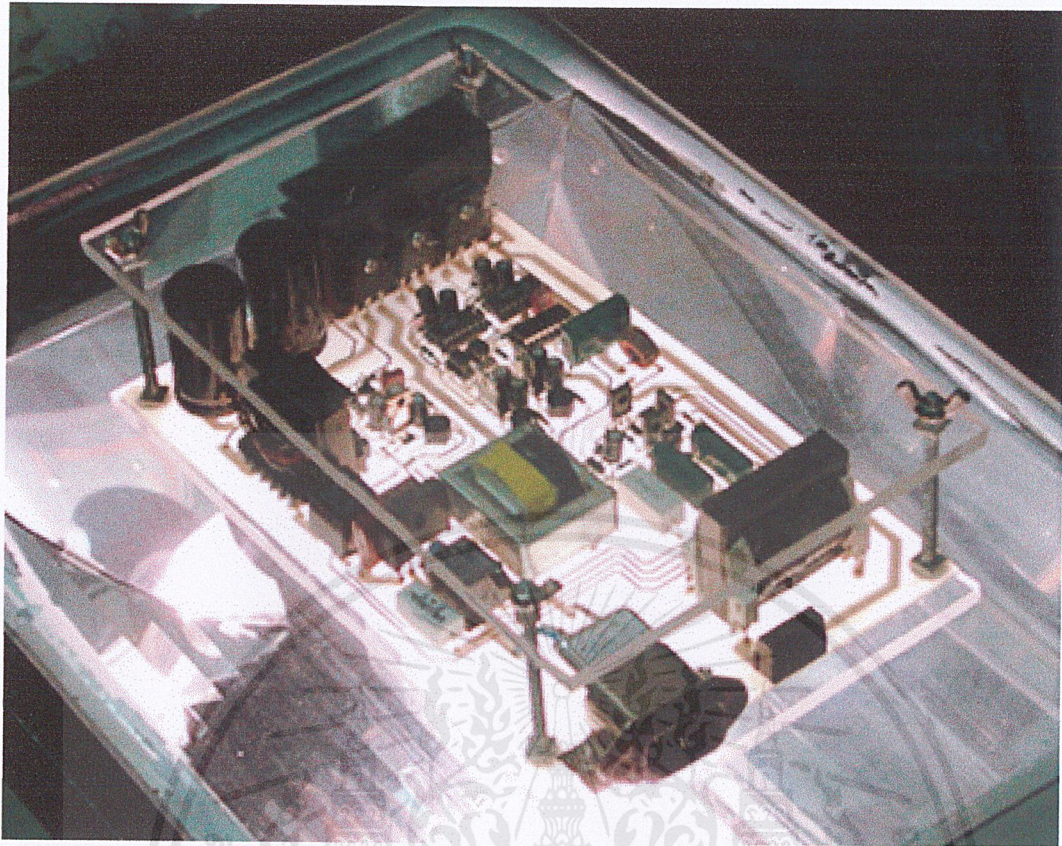
ภาคผนวก ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



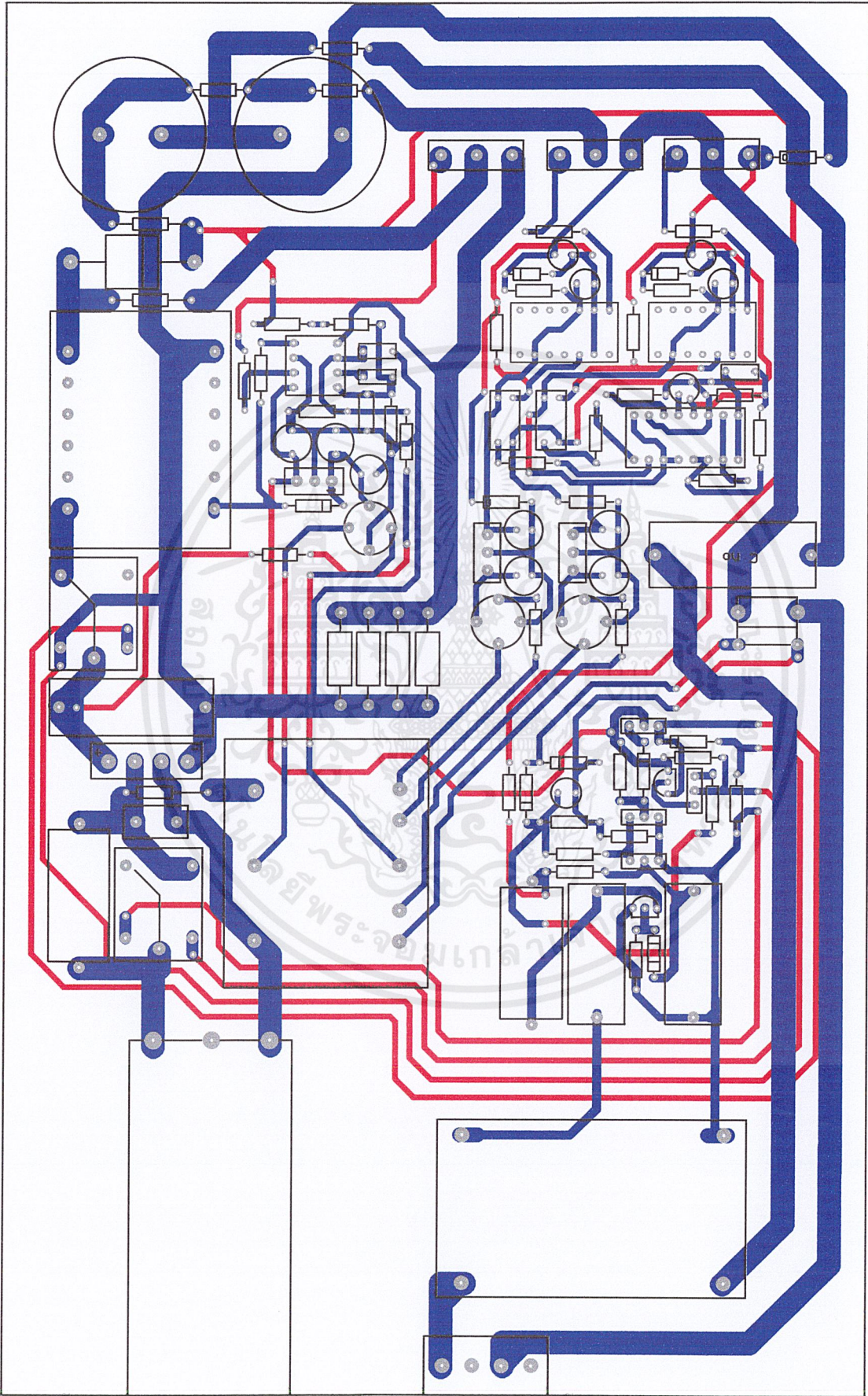
ภาคผนวก ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



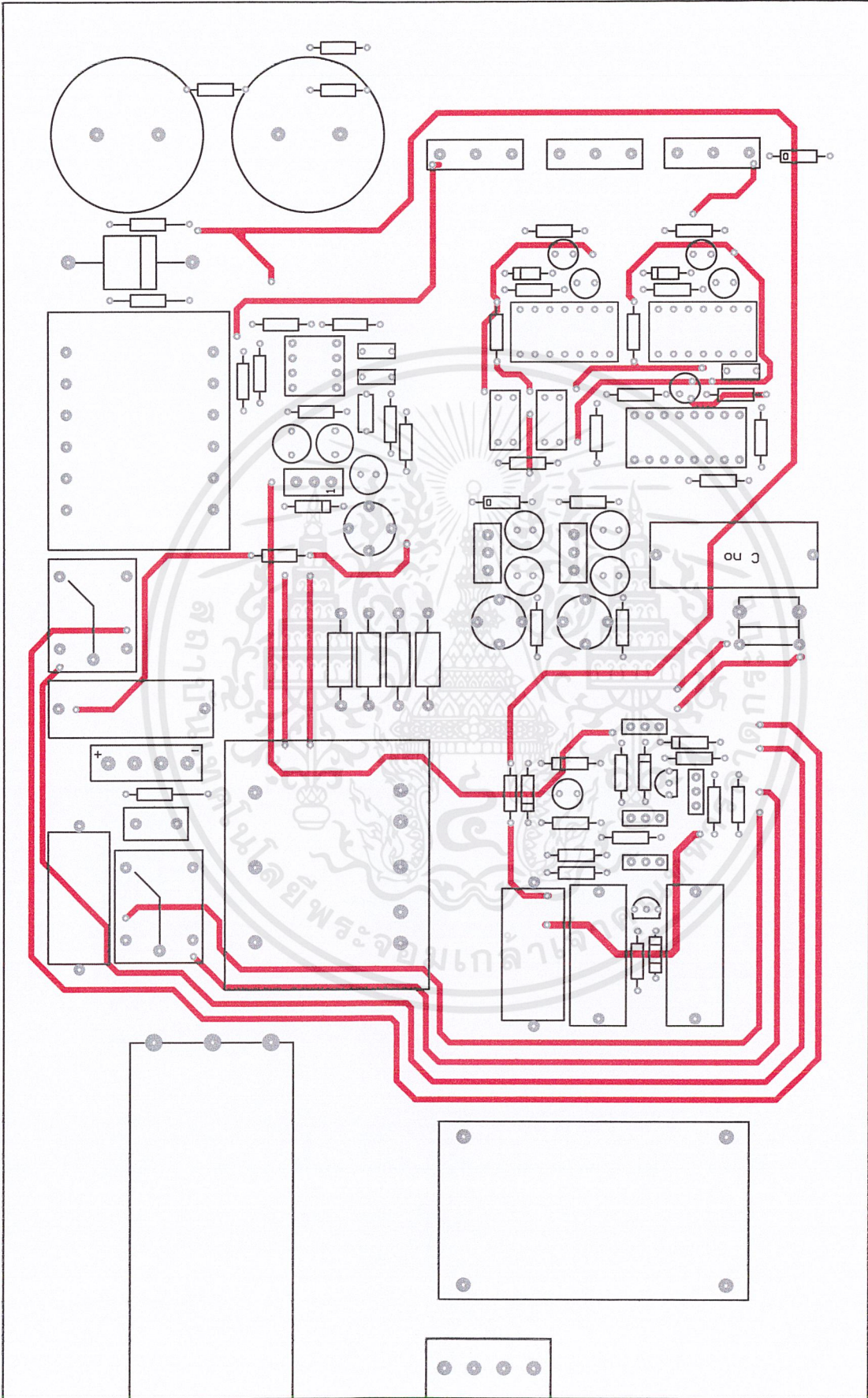
บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ต้นแบบ สำหรับหลอดHigh Pressure Sodium 250 watt

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



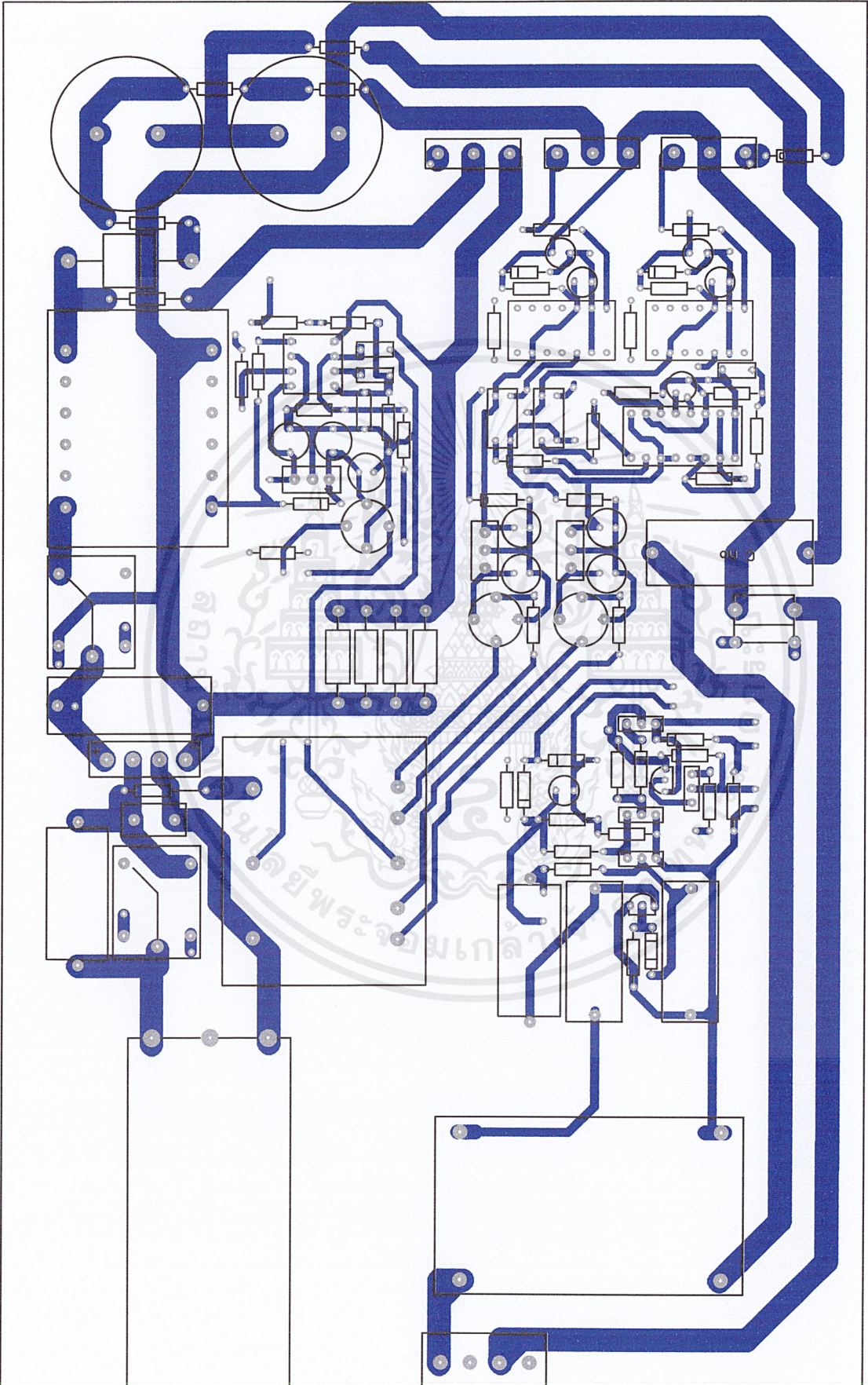
ลายวงจรเฉพาะด้านทั้งหมด อัตราส่วน 1:1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



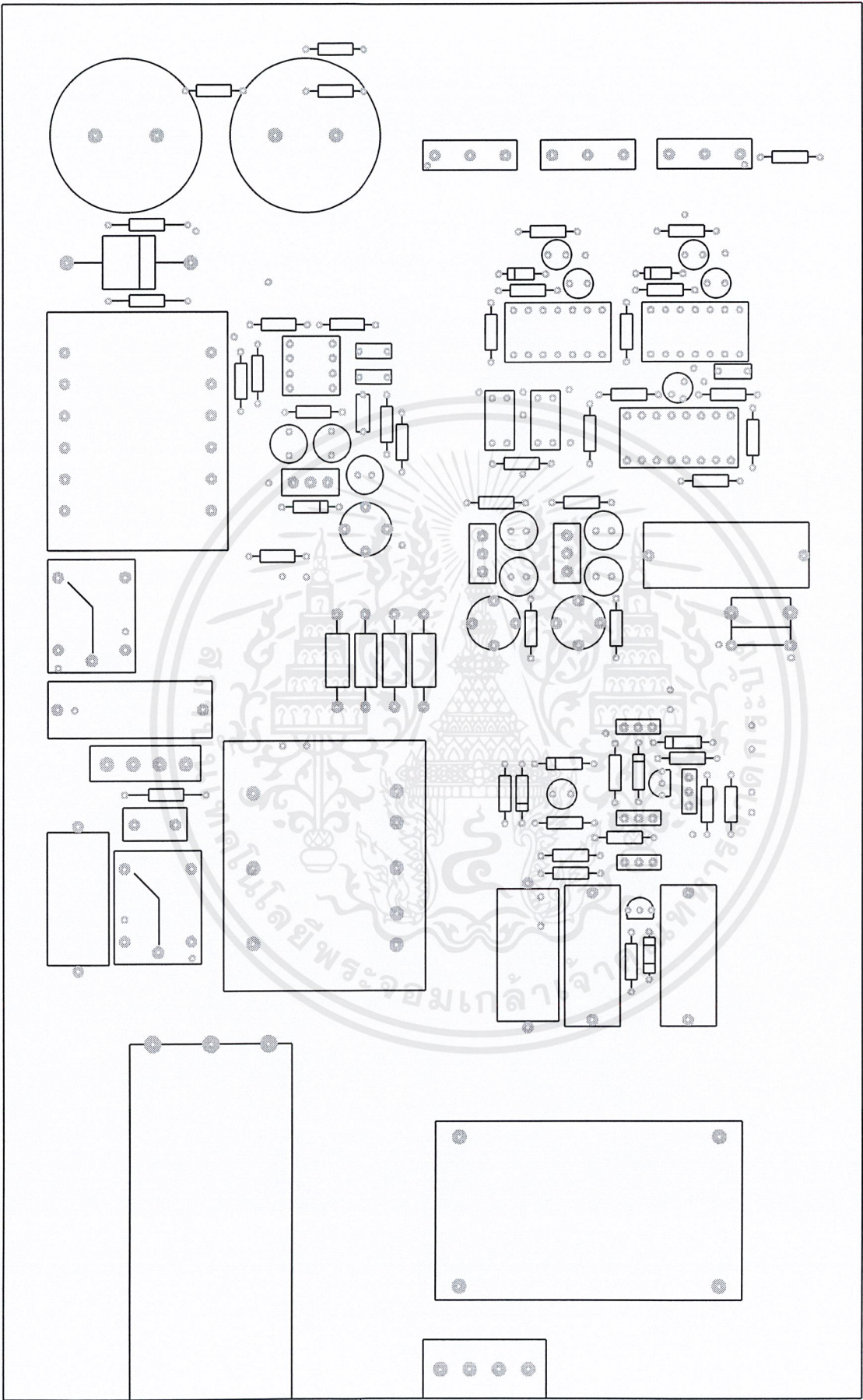
ลายวงจรเฉพาะด้านบน อัตราส่วน 1:1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ลายวงจรเฉพาะด้านต่าง อัตราส่วน 1:1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือนำไปใช้
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ตำแหน่งการลงอุปกรณ์ในแผงวงจร อัตราส่วน 1:1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รายการอุปกรณ์ที่ใช้

1. Bridge Rectifier (BR64) 600 V , 4 A	1 ตัว
2. Bridge Rectifier 50 V , 1 A	3 ตัว
3. Varistor 400 V	1 ตัว
4. Regulator (7815)	2 ตัว
5. Power Factor Collector (L6561)	1 ตัว
6. Switchmode PWM Control Circuit(TL494)	1 ตัว
7. Photo Coupler (PC817)	2 ตัว
8. High and Low Side Driver (IR2110)	2 ตัว
9. Magnetic Contactor	1 ตัว
10. Transformer 220/18,15,15 V	1 ตัว
11. CT ($N_1 : N_2 = 1 : 50$)	1 ตัว
12. Diode (FR605)	1 ตัว
13. Diode (1N4002)	3 ตัว
14. Diode (PS200)	2 ตัว
15. Zener Diode 5 V	2 ตัว
16. DIAC 40 V	1 ตัว
17. Thyristor (EC103A)	1 ตัว
18. Thyristor (EC103D)	1 ตัว
19. Transistor (BD139)	3 ตัว
20. MOSFET (IRFP450)	3 ตัว
21. L 1,050 μ H	1 ตัว
22. L 215 μ H , ($N_1 : N_2 = 50 : 3$)	1 ตัว
23. R 1 Ω , 1%	6 ตัว
24. R 10 Ω , 1%	1 ตัว
25. R 20 Ω , 1%	2 ตัว
26. R 1 k Ω , 1%	3 ตัว
27. R 2 k Ω , 1%	4 ตัว
28. R 5 k Ω , 1%	2 ตัว
29. R 6.34 k Ω , 1%	1 ตัว
30. R 10 k Ω , 1%	3 ตัว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

31. R 15 k Ω , 1%	1 ตัว
32. R 33 k Ω , 1%	1 ตัว
33. R 39 k Ω , 5 W	1 ตัว
34. R 68 k Ω , 1%	1 ตัว
35. R 475 k Ω , 1%	1 ตัว
36. R 1.8 M Ω , 1%	1 ตัว
37. R 2.2 M Ω , 1%	1 ตัว
38. C 220 nF	3 ตัว
39. C 470 nF	1 ตัว
40. C 0.01 μ F	3 ตัว
41. C 0.1 μ F	1 ตัว
42. C 1 μ F	1 ตัว
43. C 100 μ F, 35 V	9 ตัว
44. C 470 μ F, 250 V	2 ตัว



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A STUDY OF AN ELECTRONIC BALLAST FOR HIGH PRESSURE SODIUM LAMP

Wang Wei, Zhang Weiqiang, Gao Guoan, Xu Dianguo
Harbin Institute of Technology, Harbin, 150001, P.R.China
Email: xudiang@public.hr.hl.cn

Abstract-This paper presents an electronic ballast for high pressure sodium (HPS) lamp, which mainly comprises an power factor correction preconverter, an half-bridge inverter, and a high-voltage ignitor. The power factor correction stage is performed by a boost converter controlled by a chip L6560, which naturally provides the high power factor to the utility line. A half-bridge inverter operates above the resonant frequency to perform ZVS. The 3.5kV ignition pulse generated by ignitor is ample for the ignition of the lamp under study. Experimental results show the feasibility of HPS lamp operating at high frequency.

Key words: Electronic ballast, acoustic resonance, power factor correction, zero voltage switching, high pressure sodium lamp

1.Introduction

Low and high intensity discharge (HID) lamps are usually recognized as the most efficient method of illumination. However, these lamps require high striking voltage during starting and current limiting control after starting, because they have negative impedance characteristics. Traditional systems employed to supply discharge lamps are mainly magnetic ballasts, operating at line frequency. In spite of their low cost, these ballasts present flickering, high size and weight, and hum, and stroboscopic effects. Electronic ballasts can reduce the overall size and weight of the ballasts, eliminate line frequency flickering. High pressure sodium (HPS) lamps are widely used in roadway lighting, floodlighting, industrial lighting, area lighting, airport lighting, which are more efficient than metal halide discharge (MHD) lamps. In contrast to fluorescent lamps, high intensity discharge lamps including HPS operating at high frequency suffer what is commonly called acoustic resonance with the undesirable effects of unstable arc, flicker, and even extinguishing, and which also require ballasts to provide a high voltage pulse for lamp start[1][2].

There are a number of reports presenting ways of preventing acoustic resonance for high pressure metal halide discharge lamps, such as high-frequency operating method, rectangular waveform operation at low frequency (several 100s of Hz), however the latter is more complex than the former, which increases the cost[3][4].

High-frequency method for the design of electronic ballasts for MHD has been recognized as an improper

one in spite of its simplicity, because there are several problems yet to be solved, such as the very narrow range of lamp operation frequencies, the limited wattage, and the limited number of applicable lamp types. But a few studies for the design of electronic ballast for HPS lamps has been done by using this method.

In this paper, a new electronic ballast for HPS lamps with high frequency and high power factor is proposed. Section 2 presents the design and analysis of high frequency half-bridge inverter. Section 3 shows the control circuit. A new type ignitor circuit is analyzed in section 4. Section 5 presents the safety circuit. Experimental results of a 250W HPS lamp show the feasibility of HPS lamps operating at high frequency in section 6. Finally, some conclusions are presented in section 7.

2.Half-Bridge Inverter Stage Design

The proposed electronic ballast for HPS lamp is presented in Fig.1. Half-Bridge inverter is fed by a high voltage bus which was chosen to be 380V in order to suit for the active power factor correction front end. The half bridge is driven by TL494 and IR2110 which can generate variable frequency drive signals including adjustable dead time in order to ensure zero-voltage switching of the two switches. The blocking capacitor C and the series inductor L limit the current through the HPS lamp.

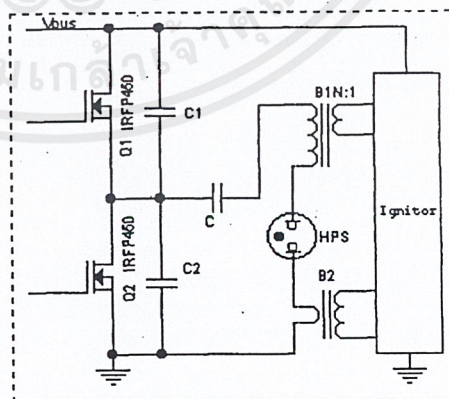


Fig.1 The proposed electronic ballast for HPS lamp

Using fundamental approximation, we can roughly estimate the power delivered to lamp considering the simplified equivalent circuit presented in Fig.2.

Assuming that the fundamental component of V_{ab} is the phase reference, the phase of the input current i_{lamp} is given by

$$\theta = -tg^{-1} \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2 - 1}{\omega_s \cdot Q_s} \quad (2)$$

The equation is plotted in Fig.4.

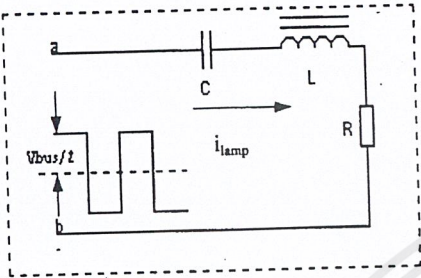


Fig.2 The simplified circuit of the proposed ballast

$$P_L = \frac{2V_{bus}^2}{\pi^2 \cdot R \left(1 + Q_s \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega}\right)^2\right)} \quad (1)$$

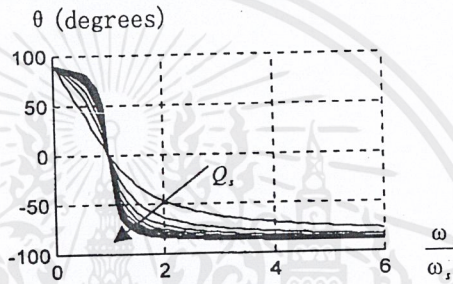


Fig.4 Graphical presentation of (2) Arrow points in the direction of increasing Q_s .

Where V_{BUS} is the half-bridge inverter's bus voltage ω is the switching frequency,

$$\omega_s = 1/\sqrt{LC} \quad Q_s = 1/\omega_s CR$$

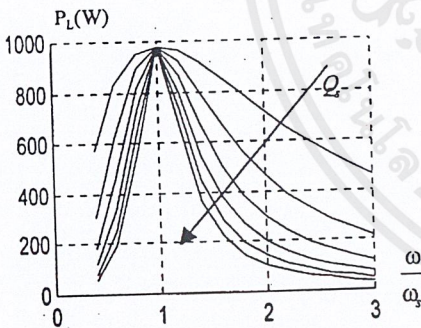


Fig.3 Frequency Characteristics Arrow points in the direction of increasing Q_s .

From the simplified relationship (1) and the Fig.3, we know is easy to control the power level by changing the switching frequency ω .

Operation above the resonant frequency allows zero-voltage turn on of switch. Zero-voltage turn off can be achieved with addition of losses snubber capacitors (C1,C2 in Fig.1)[5]. That is ,

$$\omega > \omega_s$$

3. Control Circuit Design

3.1 Drive Power Supply Design

In order to simplify the electronic ballast, the drive power supply is obtained from the power factor correction stage. The complete diagram is showed in Fig.5. As can be seen, it is a switching power supply.

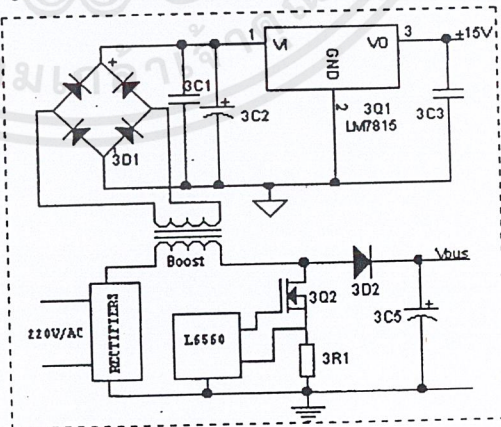


Fig.5 Drive power supply circuit

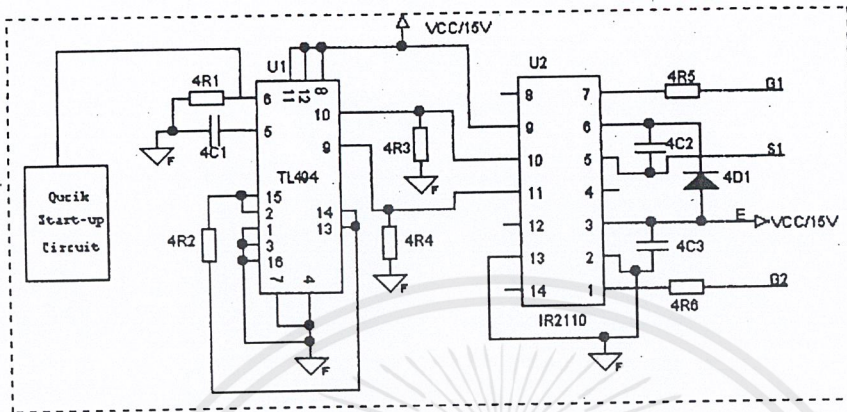


Fig.6 Control circuit diagram

3.2 Control Circuit Description

The control circuit shown in Fig.6 is based on a pulse width modulation (PWM) regulator IC (TL494) and a drive IC (IR2110). The ballast switching frequency can be adjusted by altering the equivalent resistance of the internal oscillator circuit of the TL494 IC. Consequently, it is easy to accomplish the quick start of HPS Lamp by the additive circuit (Fig14(a), (b)).

4. New Type Ignitor

Ignitor is the ignition circuit that applies a high-voltage to the lamp during its start-up. Once the lamp is operating, the ignitor should be switched off automatically

4.1 Normal Start-up

Before the HPS lamp is ignited, the voltage drop on the lamp current-sensing resistor (R5) is zero, and the output voltage of the active peak detector is almost zero. Consequently the transistor Q5 is turned off. So the ignition capacitor C3 is charged faster through the resistor R1 up to 300V under present conditions before the DB3 pulse is delivered, because the time constant $R1C3$ was chosen to be shorter than the time constant $R2C4$. When the voltage across the capacitor C5 is raised to forward breakover voltage of the DB3, the DB3 turns on. The capacitor C4 discharge quickly, allowing a flow of short pulse of capacitor C4 current through into the Q3 gate. The Thyristor is switched on and the ignition capacitor C3 is connected in parallel to the ignition inductor L_{ig} . The high-voltage pulse will be generated and delivered to the lamp through the L_{ig}

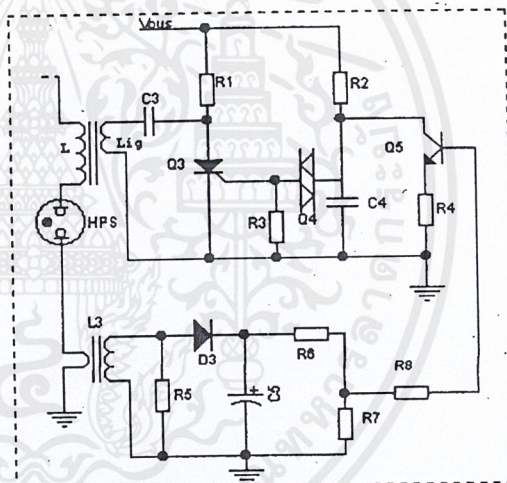


Fig.7 The detailed ignitor circuit

wound around the core L. Once the lamp ignites and operates normally, the lamp current produces a voltage across the lamp current-sensing resistor R5 and the transistor Q5 is switched on. Consequently the capacitor C5 has no enough voltage drop to open DB3, this will stop the ignitor from generating high-voltage pulses.

The turns ratio between the two windings was chosen to be 18. That is, for a 300V excitation, the secondary should reach, theoretically, peak levels of about 5.4kV. In practice, the pulse voltage will lower because of various voltage drops, such as the overall-resistance of the primary, the stray inductance of the wiring, the ESR of C, and the coupling between the primary and secondary. Ignition pulse of the experimental ballast (Fig.7) was measured to be above 3.5kV, which is sufficient for cold ignition[6].

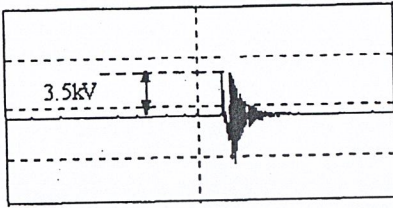


Fig.8 Measured waveform of ignition voltage

4.2 HPS Lamp Re-ignition after a voltage interruption

The HPS Lamp will extinguish because of an interruption to the mains supply. Its instant re-ignition needs a high voltage pulse (typically 30KV), however, the ignitor under present study cannot produce such a high voltage. In order to prevent the HPS lamp from the continuous pulse striking generated by the ignitor, one alternative is to cut off the ignitor for a certain time so that the HPS lamp cools down enough for the vapour pressures in the discharge tube to be such that the sodium atom can again be ionised by the pulse under present study. In Fig.7 the voltage across the capacitor C5 can keep the Q5 on for a certain time (typically 2 minutes), consequently cut off the ignitor, which is mainly relate to the voltage and the constant time C5(R6+R7). Once the voltage across the capacitor C5 is not enough to keep Q5 on, the ignitor will restart.

5. Safety Circuit

In order to protect the electronic ballast, it is necessary to design proper safety circuit which can turn off the ballast and then turn it on again to resume the normal operation.

5.1 Open Load Safety Circuit

In normal operation the inductive load ensures a zero voltage switching mode, but if the lamp is disconnected (or hot) the switching losses in the power MOSFETs will increase considerably. To prevent this occurrence a safety circuit has been designed. If the HPS lamp is not present or hot, CUT is pulled up to VCC, forcing the drive IC IR2110 in a latched shutdown state.

5.2 Short Circuit Safety Circuit

If the HPS lamp is short, the increasing loop current will increase the switching losses in the power MOSFETs considerably. So a short safety circuit has been designed to prevent this occurrence.

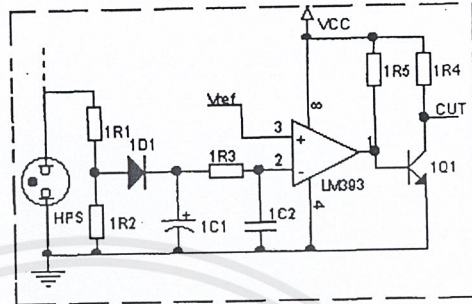


Fig.9 Open load safety circuit

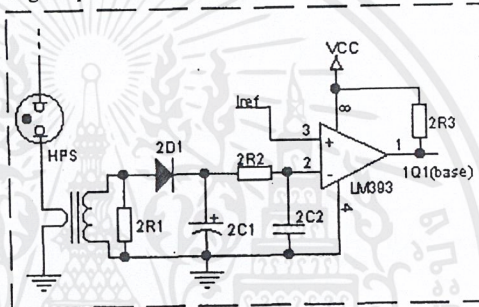


Fig.10 Short circuit safety circuit

6. Experimental Results

The HPS lamp is of a nominal power $P_L=250W$ and nominal rms lamp current $I_{rms}=3A$, $V_{bus}=384V$, $f=40kHz$, $C=360nF$, $L=0.26mH$, $C3=240nF$.

6.1 Power Factor Correction

The objective of active power factor correction is to make the input to the electronic ballast look like a simple resistor. In this experiment, an active power factor correction preconverter using SGS control chip L6560 does this by programming the input current in response to the input voltage. The waveform of Fig.11 suggests that the electronic ballast can be made to appear resistive to the Ac line, thus significantly reducing the harmonic current content.

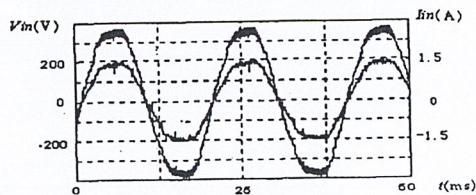
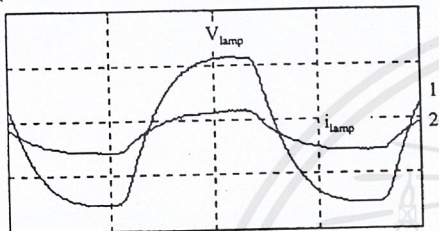


Fig.11 Input voltage and input current

6.2 The Electrical Characteristics of HPS lamp at high frequency

The typical waveforms of Fig.12 suggest that the HPS lamp under the present operating conditions is resistive, which is similar to the fluorescent lamp. The resistance of the lamp under study, NG250W, was found to be about $29\ \Omega$ (Fig.12), which is very closed to the value calculated from the manufacture's 50Hz data ($27.8\ \Omega$).



$V_{p-p}(1)=240V$, $V_{p-p}(2)=8.10V$, $freq=40KHz$
Fig.12 Lamp voltage and Lamp current

6.3 Zero-Voltage switching

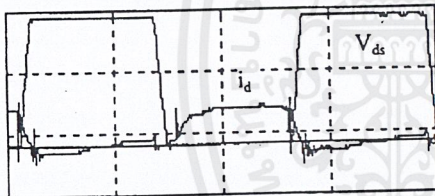


Fig.13 MOSFET waveforms v_{ds} versus i_d with snubbers

6.4 Run-up lamp power transient response

The run-up lamp power transient response of a cold 250W HPS lamp driven by an electronic ballast without quick start-up circuit is graphed in Fig15(a). The time response is monotonic and exhibits two distinguished regions: a) a non-linear interval representative of a lamp starting b) a linear part describing the increase of lamp power until the final value has been reached.

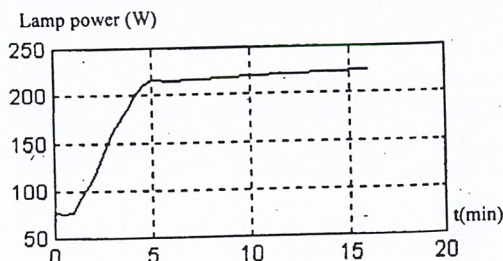


Fig.14(a) Run-up lamp power transient response for a cold 250W HPS lamp

Fig14(b) shows that the additive circuit reduce the lamp power rise time from 5 minutes to 2.6 minutes.

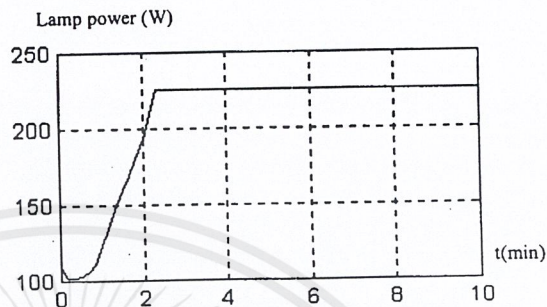


Fig.14(b) Run-up lamp power transient response for a cold 250W HPS lamp with a quick start-up circuit

7. Conclusion

In this paper, an electronic ballast with high power factor for 250W HPS lamp operating at high frequency is presented. The experimental results reveal that the lamp is free of the acoustic resonance problem under the present operating conditions. It was found that a 3.5kV ignition pulse is sufficient for lamp start.

References

- [1]S.Wada, A. Okada, and S. Morri. "Study of HID lamps with Reduced Acoustic Resonances," Winter 1987 Journal of the Illuminating and Engineering Society, 162-175
- [2]Hans-Juergin Faehnrich and Irhad Rasch. "Electronic Ballast for Metal Halide Lamps," Journal of the Illuminating Engineering Society Summer 1988,131-140
- [3]H.Nishimura, et al. "A New Electronic Ballast For HID Lamps," Summer 1988 Journal of the Illuminating Engineering Society," 70-76
- [4]N.Fukumori, H.Nishimura, K.Uchihashi, and M.Fukuhara. "A Study of HID Lamp Life When Operated by Electronic Ballast," Winter 1995 Journal of the Illuminating Engineering Society
- [5]M.C.Cosby and R.M.Nelms. "A Resonant Inverter For Electronic Ballast Applications," IEEE Trans. Ind.Electron.,vol.41,no.4,pp 418-425 1994
- [6]S.Ben-Yaakou and M.Gulko. "Design and Performance of an Electronic Ballast for High-Pressure Sodium (HPS) Lamps," in Applied Power Electronics Conf. Rec., Mar.1995, pp.665-669



ภาคผนวก ค

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IEC Standard

12.4 Thermal test (normal operation)

Under conditions representing normal service, no part of the luminaire (including the lamp), the supply wiring within the luminaire, or the mounting surface shall attain a temperature which would impair safety.

During the test for compliance, the through wiring shall not be loaded.

In addition, parts intended to be touched, handled, adjusted or gripped by hand while the luminaire is at operating temperature shall not be too hot for the purpose.

Luminaire shall not cause excessive heating of lighted objects.

Track-mounted luminaires shall not cause excessive heating of tracks on which they are mounted.

Compliance is checked by carrying out the test described in 12.4.1. The test conditions for measuring the track temperature shall be as given in 11.1 of IEC 570.

12.4.1 Test

The temperature shall be measured as indicated in 12.4.2 in accordance with the following conditions:

- a) The luminaire shall be tested in a draught-proof enclosure designed to avoid excessive changes in ambient temperature. A luminaire suitable for surface mounting shall be mounted on a surface as described in annex D. An example of a draught-proof enclosure is given in annex D, but other types of enclosure may be used if the results obtained are compatible with those that would be obtained by the use of the enclosure described in annex D. (For ballasts separate from the luminaire, see item h) of the present subclause.)

The luminaire shall be connected to the power supply with the wiring and any materials (for example insulating sleeves) supplied with the luminaire for the purpose.

In general, connection shall be in accordance with the instructions provided with the luminaire or made on it. Otherwise, wiring required to connect the luminaire under test to the supply and not supplied with it should be of a type representative of common practice. Such wiring not supplied with the luminaire is hereafter referred to as the test piece.

Temperature measurements shall be made in accordance with annex E and K.

b) The operating position shall be the thermally most onerous operating position which may reasonably be adopted in service. For fixed non-adjustable luminaires, a position shall not be selected if it is stated to be not permissible in instructions supplied with, or marked on, the luminaire. For adjustable luminaires, the required distance from lighted objects shall be respected if marked on the luminaire, except for luminaires without provision for mechanical locking in any position, when the front rim of the reflector if any, otherwise the lamp, shall be positioned 100 mm from the mounting surface.

c) The ambient temperature within the draught-proof enclosure shall be within the range 10°C to 30°C and should preferably be 25°C . It shall not vary by more than $\pm 1^{\circ}\text{C}$ during measurements and during a preceding period long enough to affect the results.

If, however, a lamp has temperature-sensitive electrical characteristics (e.g. a fluorescent lamp), or if the t_a rating of the luminaire exceeds 30°C , the ambient temperature within the draught-proof enclosure shall be within 5°C of the t_a rating and should preferably be the same as the t_a rating.

d) The test voltage for the luminaire shall be as follows.

- Filament lamp luminaires: that voltage which produces 1,05 times the rated wattage of the test lamp (see annex B) except that heat test source (HTS) lamps are always operated at the voltage marked on the lamp.

- Tubular fluorescent and other discharge lamp luminaire: 1,06 times the rated voltage or the maximum of the rated voltage range.

Exception

For determination of the average temperature of the winding of a component with t_w marking and for the determination of the case temperature of a component with t_c marking, except capacitors, the test voltage shall be 1,00 times the rated voltage. This exception applies only to the measurement of the winding or case temperature and does not apply, for example, to the measurement of a terminal block on the same component.

Capacitors whether carrying t_c or not are tested at 1,06 times rated voltage when operated within fluorescent and other discharge luminaires.

NOTE – If a luminaire contains both a filament lamp and a tubular fluorescent or other discharge lamp, it may be necessary to provide it temporarily with two separate supplies.

e) During and immediately before a measurement, the supply voltage shall be held within ± 1 % and preferably within $\pm 0,5$ % of the test voltage. The supply voltage shall be held within ± 1 % of the test voltage during such preceding period as may affect the measurement; this period shall be not less than 10 min.

f) Measurements shall not be taken until the luminaire has stabilized thermally, i.e. temperatures are changing at rate less than 1 °C per hour.

g) If the luminaire ceases to operate because of a defective part of the luminaire (including the lamp), the part should be replaced and the test continued. Measurements already made need not be replaced, but the luminaire shall be stabilized before further measurements are made. If, however, a hazardous condition has arisen, or if any part becomes unserviceable as a type defect, then the luminaire is deemed to have failed the test. If a protective device in the luminaire operations, the luminaire is deemed to have failed.

h) If remote control gear/components are supplied as part of a luminaire, they shall be mounted and operated in accordance with the manufacturer's instructions. Temperature of all parts shall comply with the limits specified by section 12.

If remote control gear is not supplied as part of the luminaire, the manufacturer will provide control gear typical of normal use. The control gear shall be operated in free air and in an ambient temperature of $25\text{ °C} \pm 5\text{ °C}$. The temperature of the control gear shall be measured.

i) In case of doubt in the test for filament lamp luminaires, the test shall be repeated with heat test source (HTS) lamps, if available. For temperatures which are mainly governed by the cap temperature of the lamp, the values obtained by HTS lamps are decisive. For those temperatures which are mainly governed by radiation, the values obtained by normal production lamps with clear bulbs are decisive.

j) The light beam from the luminaire, for luminaire covered by 3.2.13, is directed towards a matt black painted wooden vertical surface similar to that described in annex D. Luminaires are mounted at the distance from the surface which is marked on the luminaire.

During the tests, measurement shall be made of the temperature of certain insulating parts, as required for the tests of section 13.

k) For the measurement of lampholder temperature for double-capped fluorescent lamps, the hot junction of the thermocouple shall be located flush with that surface of the holder adjacent to the lamp cap. If this is not possible, it shall be placed as close as possible to this point but without touching the lamp cap.

NOTE – It is recommended that the luminaire manufacturer provides the type test sample already with a thermocouple attached to the lampholder. Usually, only one lampholder should be prepared in such a way.

12.4.2 Compliance

In the test of 12.4.1 none of the temperature shall exceed the appropriate values given in tables 12.1 and 12.2 (subject only to the concession of item a) of this subclause when the luminaire is operated at its rated ambient temperature t_a .

In those cases where the temperature in the test enclosure differs from t_a , this difference shall be taken into account when applying the limits in the tables (see also item c) of 12.4.1).

- a) The temperature shall not exceed the values shown in tables 12.1 and 12.2 by more than 5 °C.

NOTE – The allowance of 5 °C is made to take into account the inevitable variability of temperature measurements in luminaire.

- b) The temperature of any part of the luminaire liable to thermal degradation in service shall not exceed a value which corresponds to a reasonable service period for the particular type of luminaire. Generally agreed values for principal parts of luminaires are given in table 12.2. These values are prescribed here to obtain uniform assessment; slightly different values may be quoted elsewhere on the basis of other forms of materials testing or for other applications.

If materials are used which are claimed to withstand higher temperatures than those shown in table 12.2, or if other materials are used, they shall not be exposed to temperatures in excess of those which have been proved permissible for these materials.

- d) The temperature of the test piece (see item a) of 12.4.1) if PVC insulated shall not exceed 90 °C (or 75 °C where it is stressed, for example clamped), or such higher temperatures as may be indicated on the luminaire or in the manufacturer's instructions supplied with the luminaire in accordance with the requirements of section 3. The limit shall be 120 °C for any PVC-insulated wire (internal or external wiring) even when additionally protected by a heat-resisting sleeve supplied with the luminaire. The sleeve shall comply with the requirements of 4.9.2.

**Table 12.1 – Maximum temperatures under the test conditions 12.4.2,
for principal parts**

Part	Maximum temperature °C
Lamp caps:	As specified in the appropriate IEC lamp standard*
Winding (ballast, transformer): Case (of capacitor, starting device, ballast or convertor etc.) If t_c is marked If t_c is not marked	t_w t_c^{**} 50
Contacts of ceramic lampholders and insulating material of lampholders and starterholder: T_1 or T_2 marked (B15 and B22)****(IEC 1184) Other types with T marking (IEC 238, IEC 400, IEC 838***** and IEC 1184) Other types without T marking (E14, B15) (IEC 238 and IEC 1184) (E27, B22) (IEC 238 and IEC 1184) (E26) (E40) (IEC238) (E39) Fluorescent lampholder/starterholders and miscellaneous lampholders without T marking (IEC 400 and IEC 838*****)	165 for T_1 and 210 for T_2 T marking 135 165 225 80
Switches marked with individual ratings: With T marking Without T marking	T marking 55
Other parts of the luminaire (according to material and use):	See table 12.2 and subcl. 12.4.2b
Mouting surface: Normally flammable surface Non-combustible surface	90 Not measured
Parts intended to be handled or touched frequently***: Metal parts Non-metal parts	70 85
Parts intended to be gripped by hand: Metal parts Non-metal parts	60 75
Objects lighted by spotlights (see 12.4.1 j)):	90 (of test surface)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Table 12.1 (continuous) – Maximum temperatures under the test conditions 12.4.2,
for principal parts**

Track (for track-mounted luminaires)	As stated by the track manufacturer *****
Mains socket-outlet-mounted-luminaire and plug-ballasts/tranformer:	
- case parts intended to be gripped by hand	75
- the plug/socket interface	70
- all other parts	85
Replaceable glow-starting devices	80
<p>* For luminaires marked with information concerning the use of special lamps, or if it is obvious that special lamps are to be used, a higher value, as specified by the lamp manufacturer, is allowed. IEC 357 and IEC 682 provide information for the measurement of pinch temperature for tungsten halogen lamps. These measurements are required for performance criteria of lamps and not safety criteria of the luminaire. This does not apply to lamp covered by the scope of IEC 432-2. The relevant information in this standard for luminaire design shall be observed.</p> <p>** Measured at the given reference point marked by the device manufacturer.</p> <p>*** Not applicable to parts intended to be touched only occasionally during adjustment, e.g. parts of spotlights.</p> <p>**** Temperature measured on the rim of a corresponding cap.</p> <p>***** For measuring conditions for the track temperature, see 11.1 of IEC 570.</p> <p>***** For bi-pin lampholder, in case of doubt, the average of the contact temperature measurements should be used.</p>	

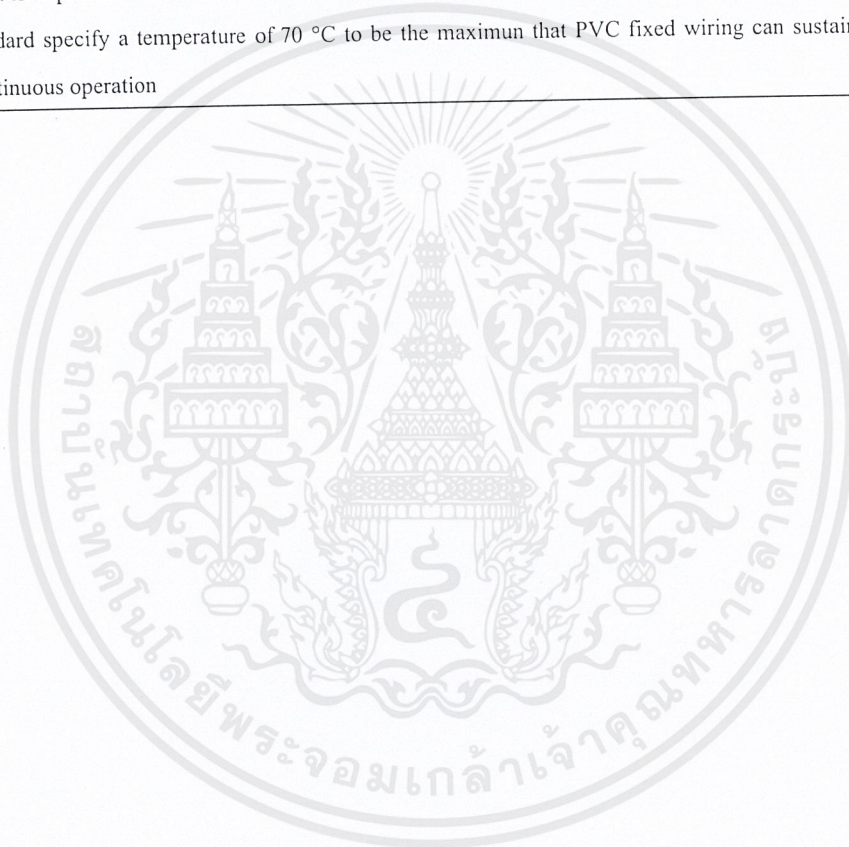
**Table 12.2 – Maximum temperature under the test conditions of 12.4.2,
for common materials used in luminaires**

Part	Maximum temperature °C
Insulation of wiring (internal and external), supplied with luminaire**:	
Glassfibre silicone-varnish impregnated	200 *
Polytetrafluoroethylene (PTFE)	250
Silicone rubber (not stressed)	200
Silicone rubber (compressive stress only)	170
Ordinary polyvinyl chloride (PVC)	90 *
Heat-resisting polyvinyl chloride (PVC)	105 *
Ethelene vinyl acetate (EVA)	140 *
Insulation of fixed wiring (as a fixed part of the installation not supplied with the luminaire)*:	
Unsleeved	90 ***
Appropriate sleeving supplied with the luminaire	120
Thermoplastics:	
Acrylonitrile-butadiene-styrene (ABS)	95
Cellulose acetate butyrate (CAB)	95
Polymethyl methacrylate (acrylic)	90
Polystyrene	75
Polypropylene	100
Polycarbonate	130
Polyvinyl chloride (PVC) (where NOT used for electrical insulation)	100
Polyamide (nylon)	120
Thermosetting plastics:	
Mineral-filled phenol-formaldehyde (PF)	165
Cellulose-filled phenol-formaldehyde (PF)	140
Urea-formaldehyde (UF)	90
Melamine	100
Glassfibre-reinforced polyester (GRP)	130
Other materials:	
Resin-bonded paper/fabric	125
Silicone rubber (where NOT used for electrical insulation)	230
Rubber (where NOT used for electrical insulation)	70
Wood, paper, textiles and the like	90

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Table 12.2 (continuous) – Maximum temperature under the test conditions of 12.4.2,
for common materials used in luminaires**

- * Reduced by 15 °C where insulation is stressed, e.g. clamped or flexed.
- ** Cable specifications usually quote different maximum temperatures but these are based on continuous operating temperatures rather than the test conditions given in the specification.
- *** These temperatures are the maximum permitted under the artificial test conditions given in this test specification, for example draught-proof enclosure and test supply voltage above the rated value for the luminaire. It is important to note that, in some countries, the European installation Standards and European Cable Standard specify a temperature of 70 °C to be the maximum that PVC fixed wiring can sustain in normal continuous operation



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2110/IR2113 (S)

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

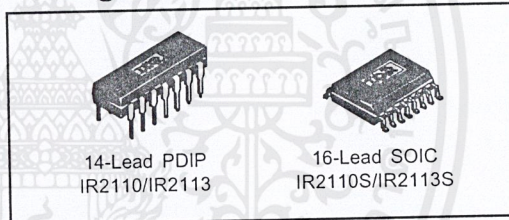
Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

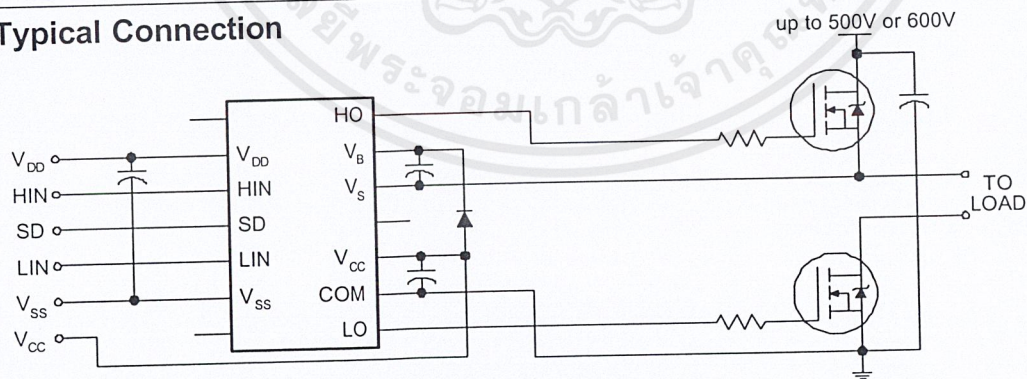
Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O+/-}}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
ton/off (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching	10 ns

Packages



Typical Connection



(Refer to Lead Assignments for correct pin configuration). This/These diagram(s) show electrical connections only. Please refer to our Application Notes and Design Tips for proper circuit board layout.

IR2110/IR2113 (S)

International
IR Rectifier

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V _B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3		
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3		
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{DD}	Logic supply voltage	-0.3	V _{SS} + 25		
V _{SS}	Logic supply offset voltage	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3		
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3		
dV _S /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50		V/ns
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R _{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction temperature	—	150	°C	
T _S	Storage temperature	-55	150		
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V _{LO}	Low side output voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic supply voltage	V _{SS} + 3	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient temperature	-40	125	

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_B. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V_{DD} < 5V, the minimum V_{SS} offset is limited to -V_{DD}.

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, C_L = 1000 pF, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$
t_{sd}	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$
t_r	Turn-on rise time	10	—	25	35		
t_f	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	—	—	—	10		

Static Electrical Characteristics

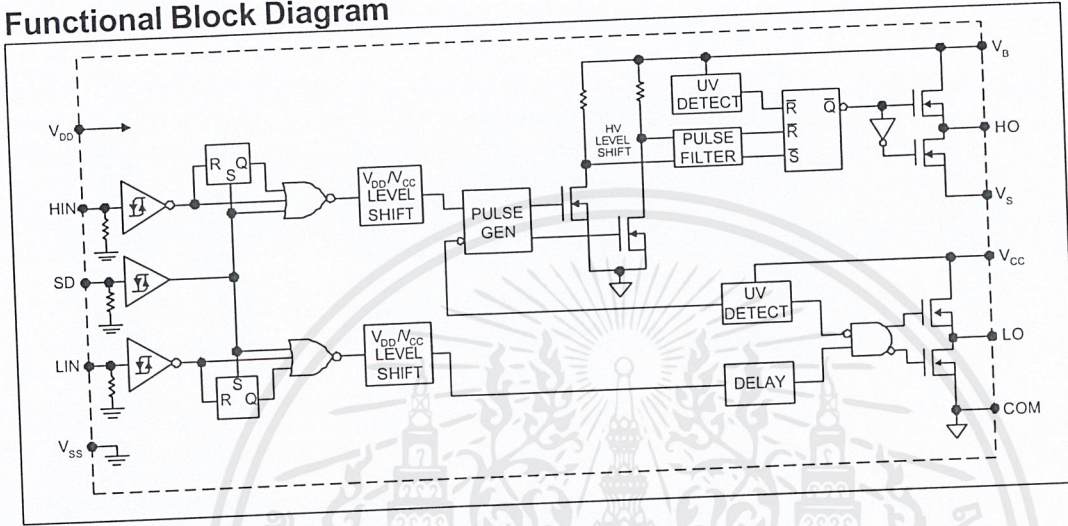
V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
V_{IL}	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
V_{OH}	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
V_{OL}	Low level output voltage, V_O	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
I_{LK}	Offset supply leakage current	16	—	—	50	μA	$V_B = V_S = 500V/600V$
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} supply current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} supply current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QDD}	Quiescent V_{DD} supply current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{IN+}	Logic "1" input bias current	20	—	20	40	V	$V_{IN} = V_{DD}$
I_{IN-}	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0		$V_{IN} = 0V$
V_{BSUV+}	V_{BS} supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
V_{BSUV-}	V_{BS} supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
V_{CCUV+}	V_{CC} supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
V_{CCUV-}	V_{CC} supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
I_{O+}	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	$V_O = 0V$, $V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$
I_{O-}	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		$V_O = 15V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

IR2110/IR2113 (S)

International Rectifier

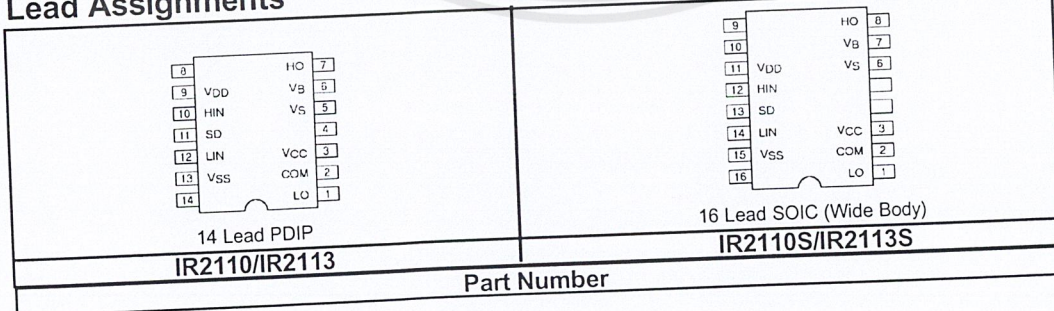
Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Description
VDD	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
VSS	Logic ground
Vb	High side floating supply
HO	High side gate drive output
Vs	High side floating supply return
Vcc	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

Lead Assignments



www.irf.com

IR2110/IR2113 (S)

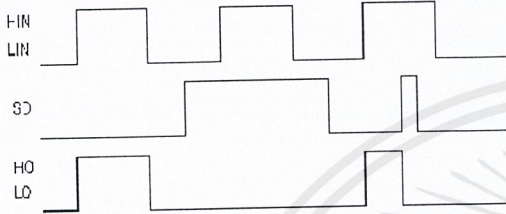


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

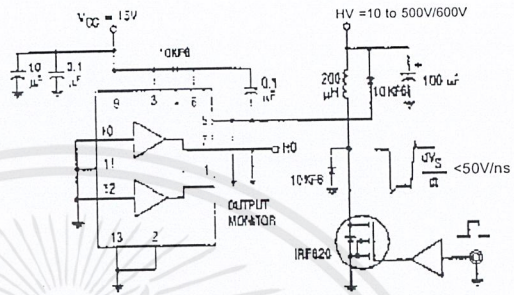


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

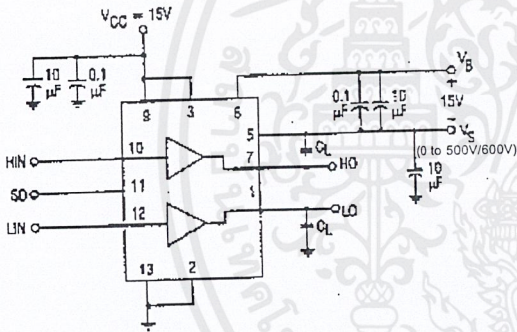


Figure 3. Switching Time Test Circuit

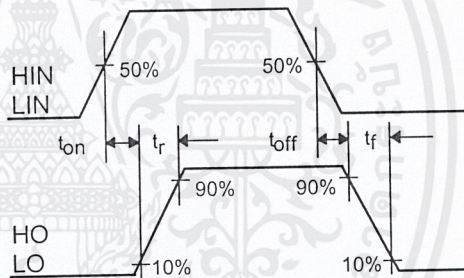


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

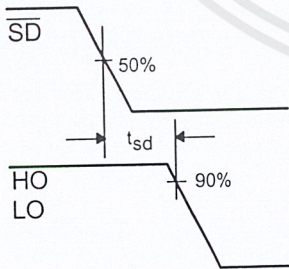


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

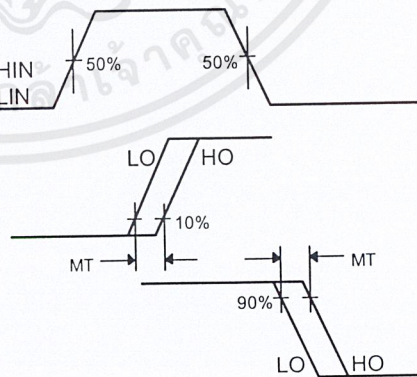


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

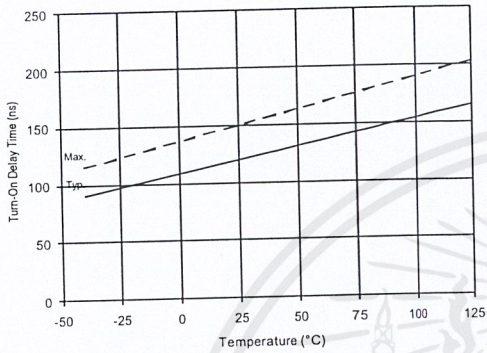


Figure 7A. Turn-On Time vs. Temperature

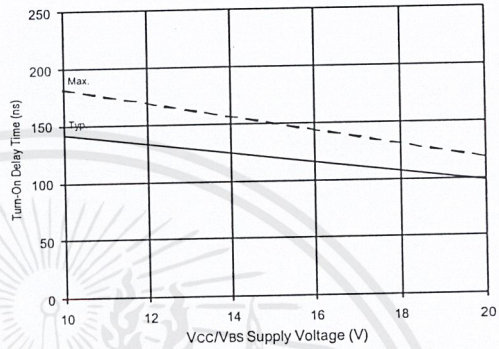


Figure 7B. Turn-On Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

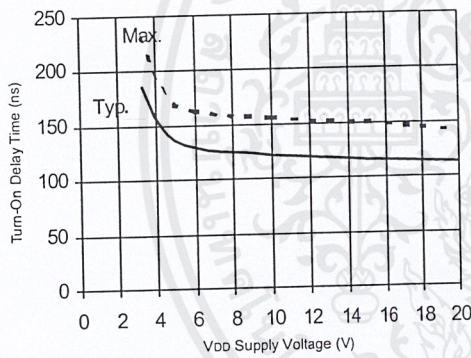


Figure 7C. Turn-On Time vs. VDD Supply Voltage

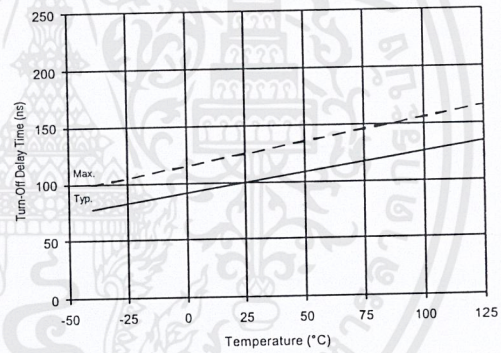


Figure 8A. Turn-Off Time vs. Temperature

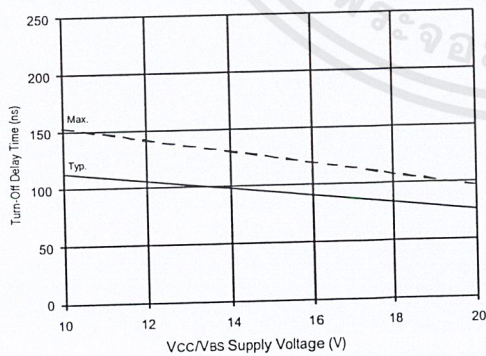


Figure 8B. Turn-Off Time vs. Vcc/Vbs Supply Voltage

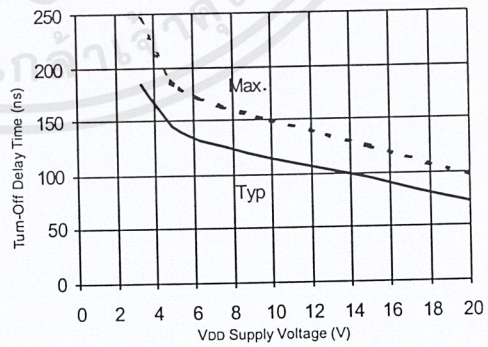


Figure 8C. Turn-Off Time vs. VDD Supply Voltage

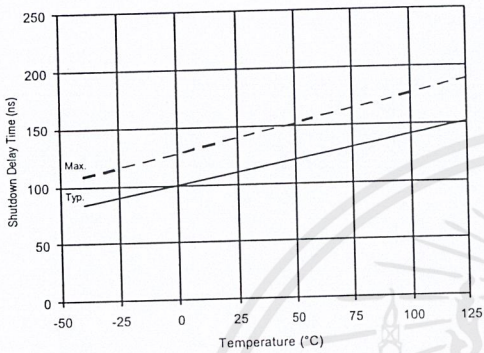


Figure 9A. Shutdown Time vs. Temperature

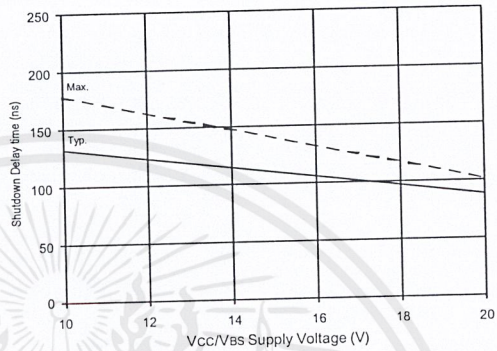


Figure 9B. Shutdown Time vs. Vcc/Vas Supply Voltage

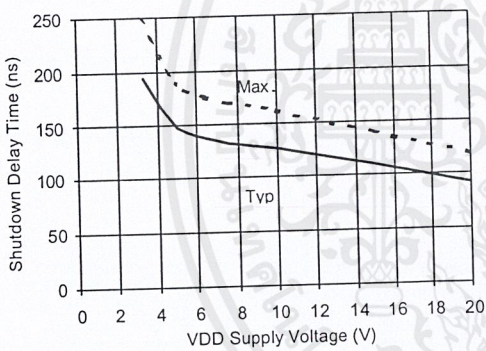


Figure 9C. Shutdown Time vs. VDD Supply Voltage

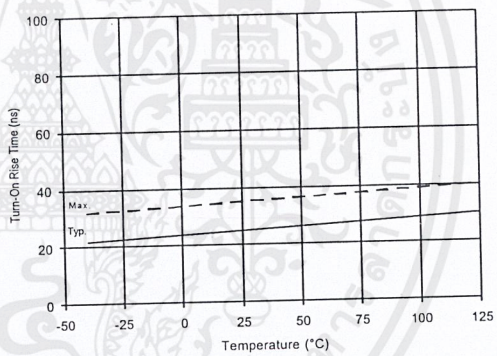


Figure 10A. Turn-On Rise Time vs. Temperature

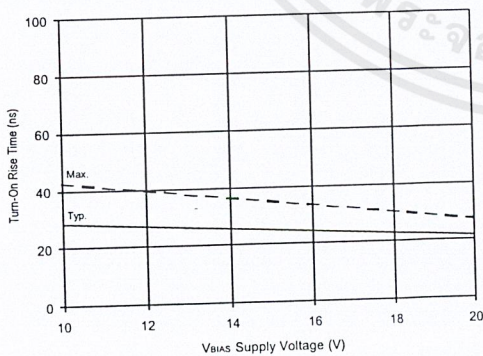


Figure 10B. Turn-On Rise Time vs. Voltage

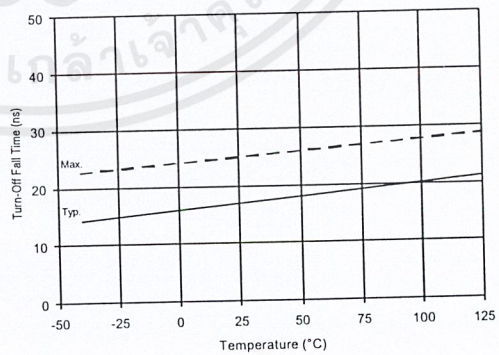


Figure 11A. Turn-Off Fall Time vs. Temperature

IR2110/IR2113 (S)

International
IR Rectifier

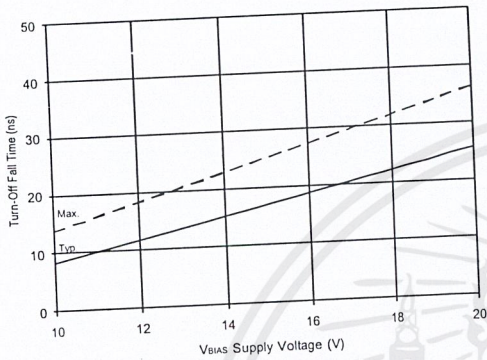


Figure 11B. Turn-Off Fall Time vs. Voltage

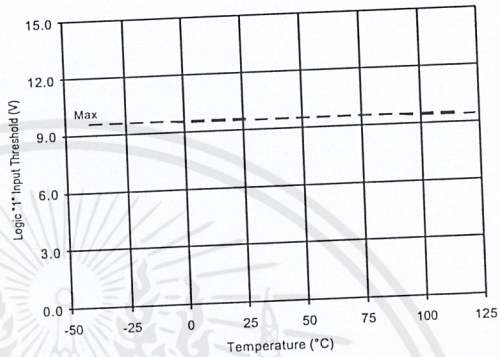


Figure 12A. Logic "1" Input Threshold vs. Temperature

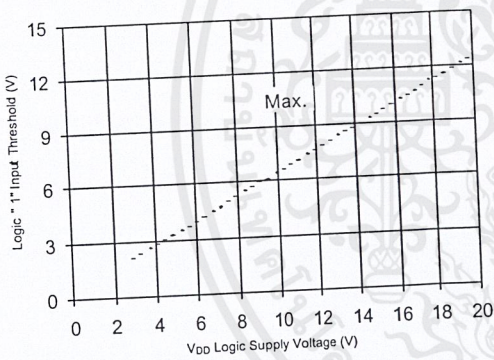


Figure 12B. Logic "1" Input Threshold vs. Voltage

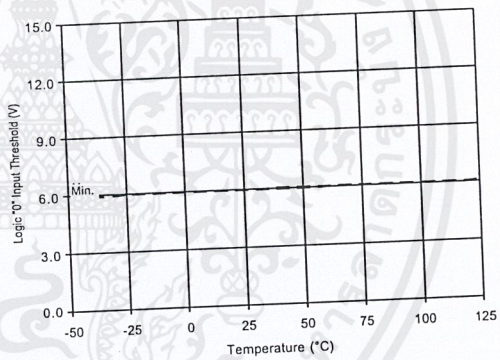


Figure 13A. Logic "0" Input Threshold vs. Temperature

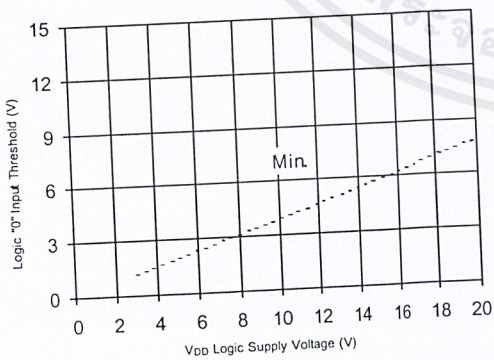


Figure 13B. Logic "0" Input Threshold vs. Voltage

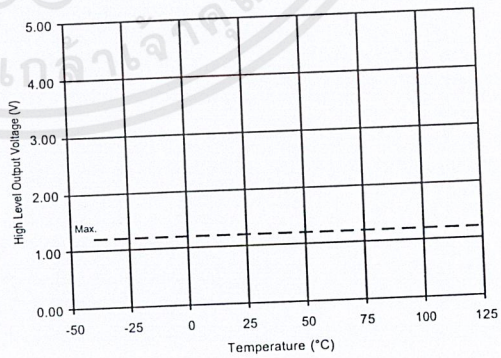


Figure 14A. High Level Output vs. Temperature

www.irf.com

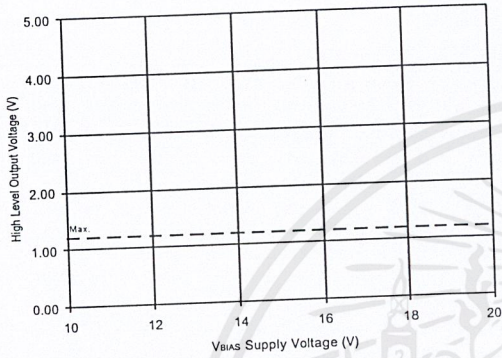


Figure 14B. High Level Output vs. Voltage

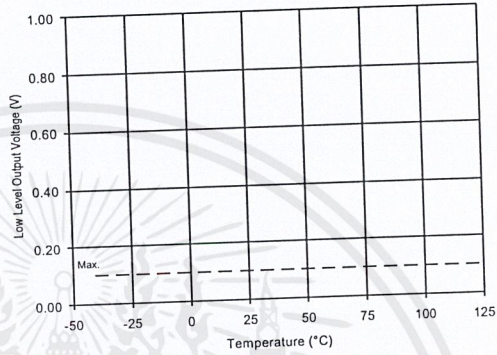


Figure 15A. Low Level Output vs. Temperature

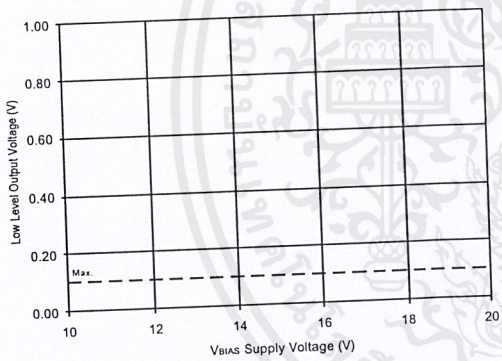


Figure 15B. Low Level Output vs. Voltage

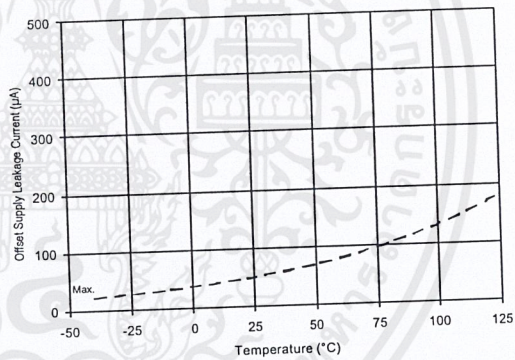


Figure 16A. Offset Supply Current vs. Temperature

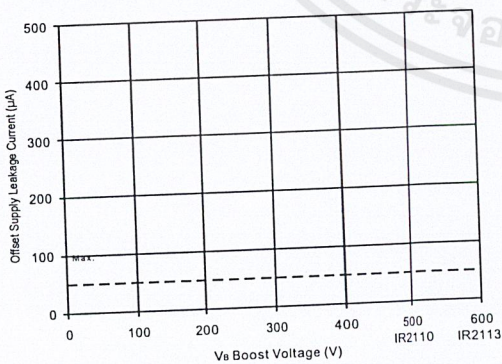


Figure 16B. Offset Supply Current vs. Voltage

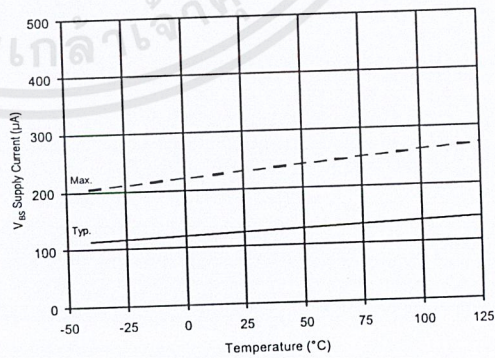


Figure 17A. Vbs Supply Current vs. Temperature

IR2110/IR2113 (S)

International
IR Rectifier

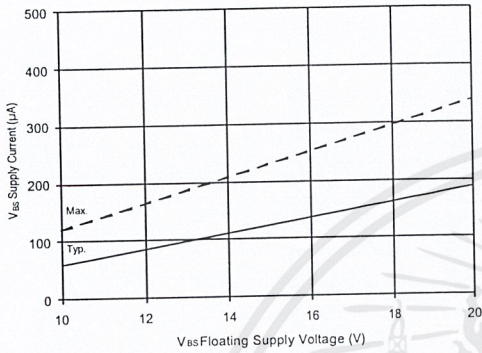


Figure 17B. V_{BS} Supply Current vs. Voltage

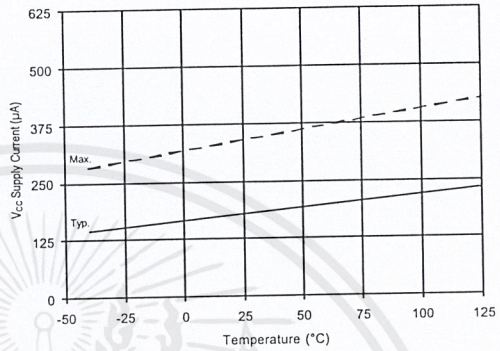


Figure 18A. V_{CC} Supply Current vs. Temperature

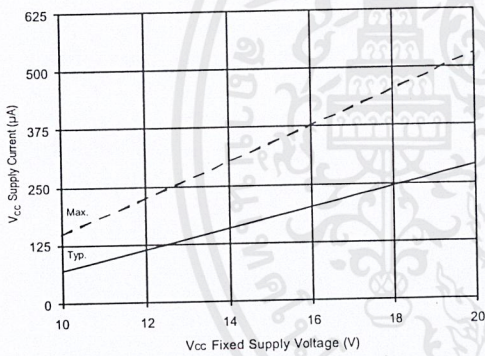


Figure 18B. V_{CC} Supply Current vs. Voltage

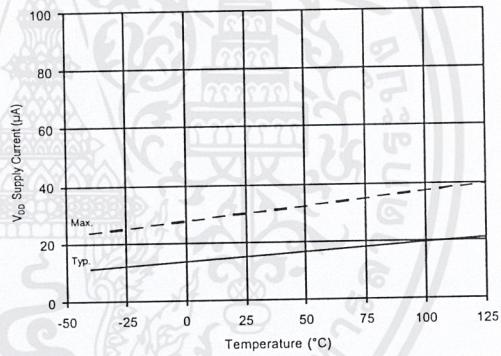


Figure 19A. V_{DD} Supply Current vs. Temperature

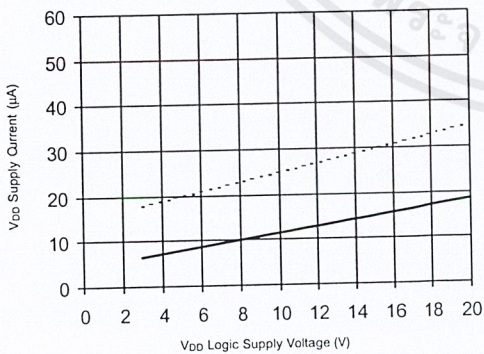


Figure 19B. V_{DD} Supply Current vs. V_{DD} Voltage

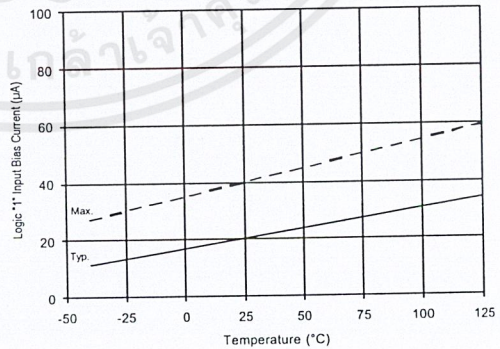


Figure 20A. Logic "1" Input Current vs. Temperature

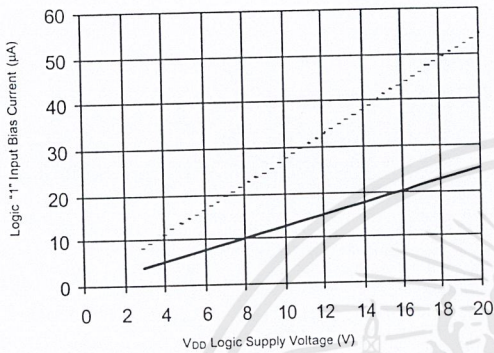


Figure 20B. Logic "1" Input Current vs. V_{DD} Voltage

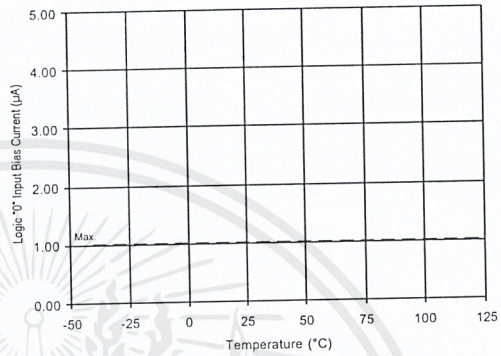


Figure 21A. Logic "0" Input Current vs. Temperature

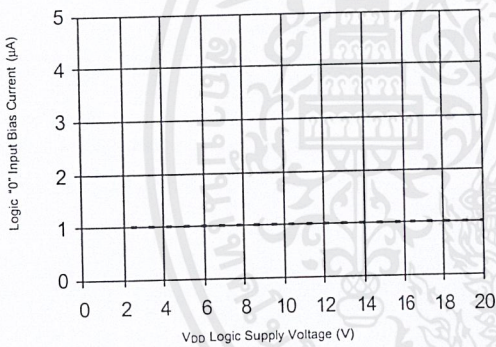


Figure 21B. Logic "0" Input Current vs. V_{DD} Voltage

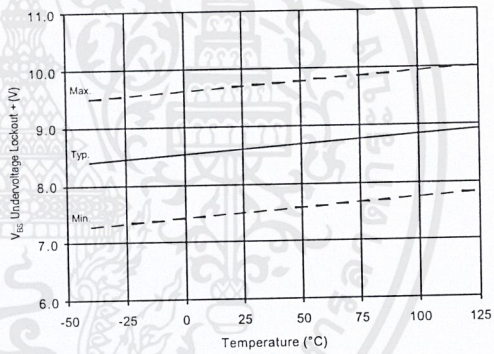


Figure 22. V_{BS} Undervoltage (+) vs. Temperature

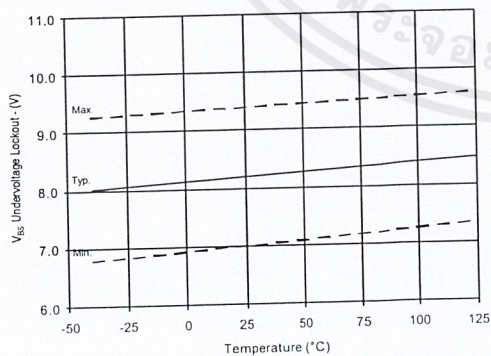


Figure 23. V_{BS} Undervoltage (-) vs. Temperature

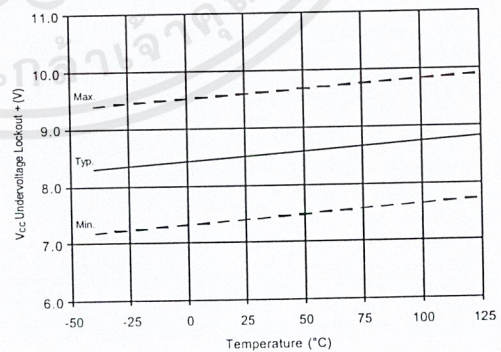


Figure 24. V_{CC} Undervoltage (+) vs. Temperature

IR2110/IR2113 (S)

International
IR Rectifier

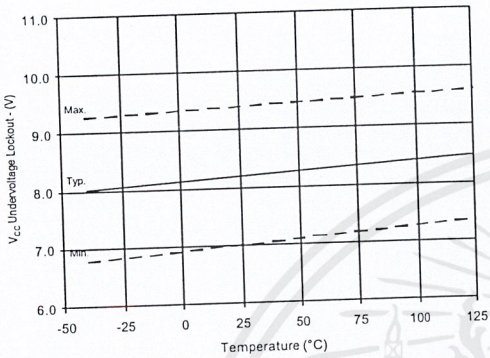


Figure 25. Vcc Undervoltage Lockout (-) vs. Temperature

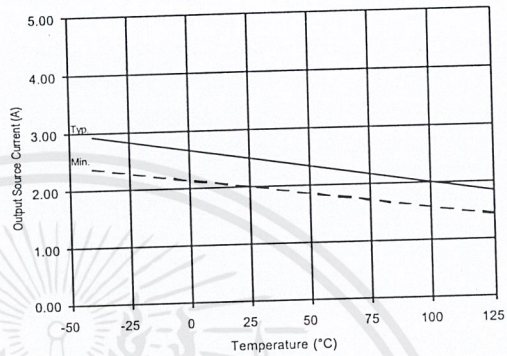


Figure 26A. Output Source Current vs. Temperature

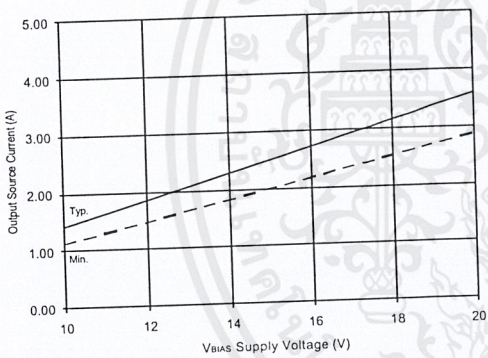


Figure 26B. Output Source Current vs. Voltage

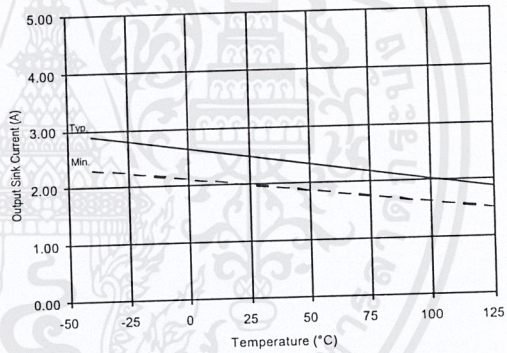


Figure 27A. Output Sink Current vs. Temperature

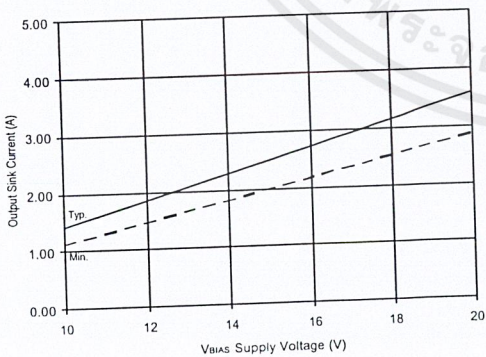


Figure 27B. Output Sink Current vs. Voltage

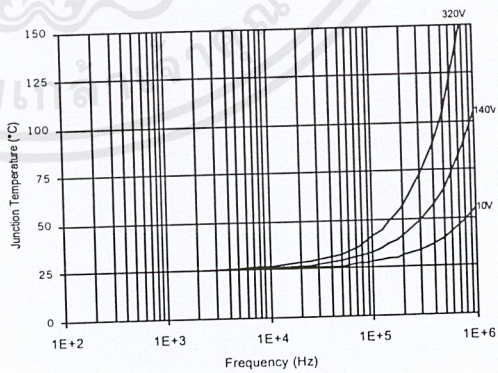


Figure 28. IR2110/IR2113 T_j vs. Frequency (IRFBC20) $R_{GATE} = 33\Omega$, $V_{CC} = 15V$

IR2110/IR2113 (S)

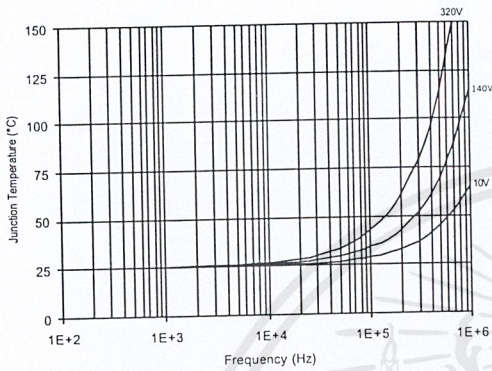


Figure 29. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC30) R_{GATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

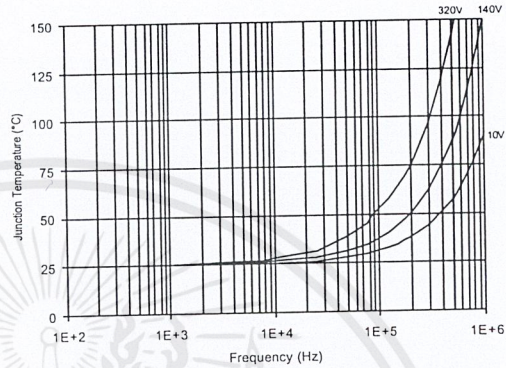


Figure 30. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFBC40) R_{GATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V

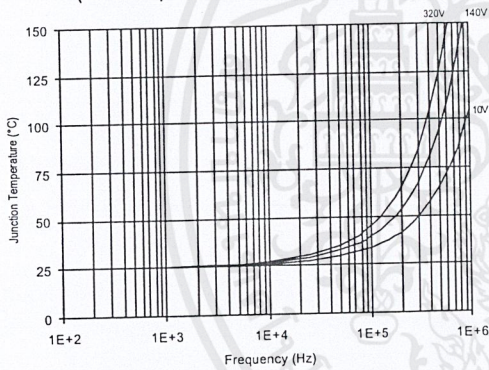


Figure 31. IR2110/IR2113 T_J vs. Frequency (IRFPE50) R_{GATE} = 10Ω, V_{CC} = 15V

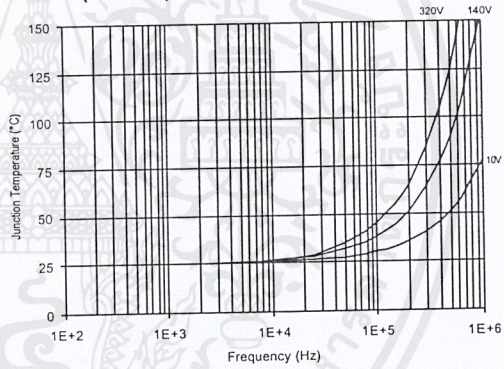


Figure 32. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC20) R_{GATE} = 33Ω, V_{CC} = 15V

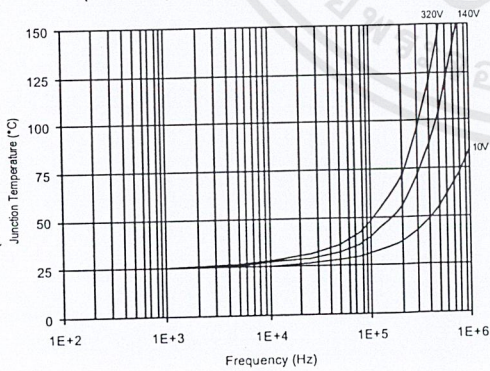


Figure 33. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC30) R_{GATE} = 22Ω, V_{CC} = 15V

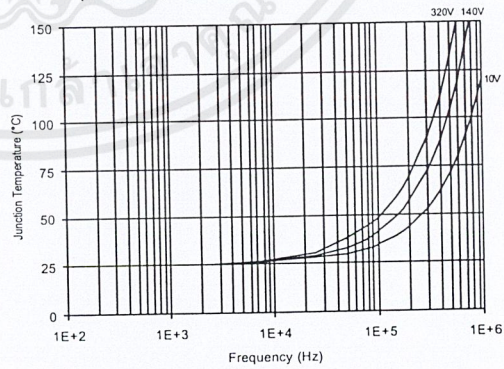


Figure 34. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFBC40) R_{GATE} = 15Ω, V_{CC} = 15V

IR2110/IR2113 (S)

International
IR Rectifier

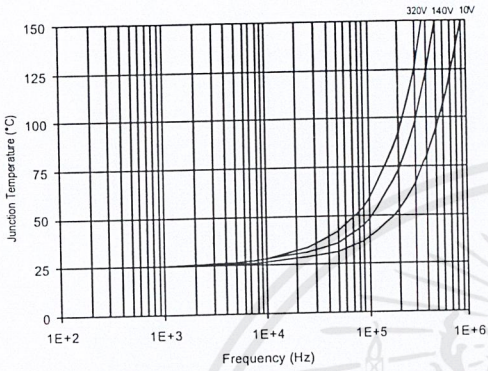


Figure 35. IR2110S/IR2113S T_J vs. Frequency (IRFPE50)
 $R_{GATE} = 10\Omega, V_{CC} = 15V$

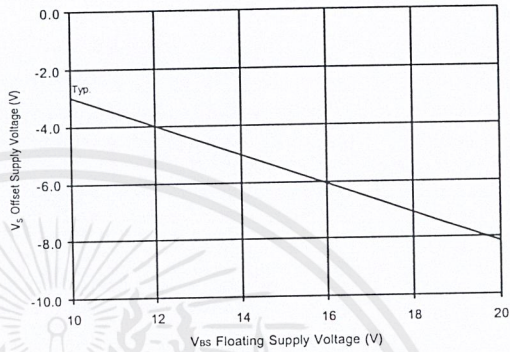


Figure 36. Maximum V_{ds} Negative Offset vs. V_{ds} Supply Voltage

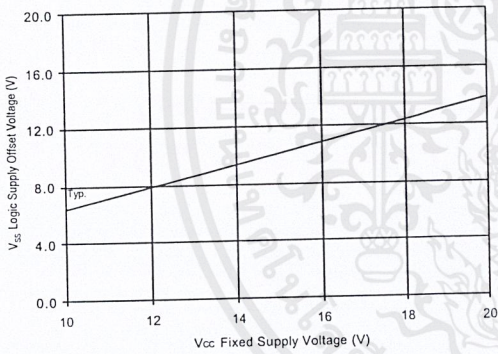
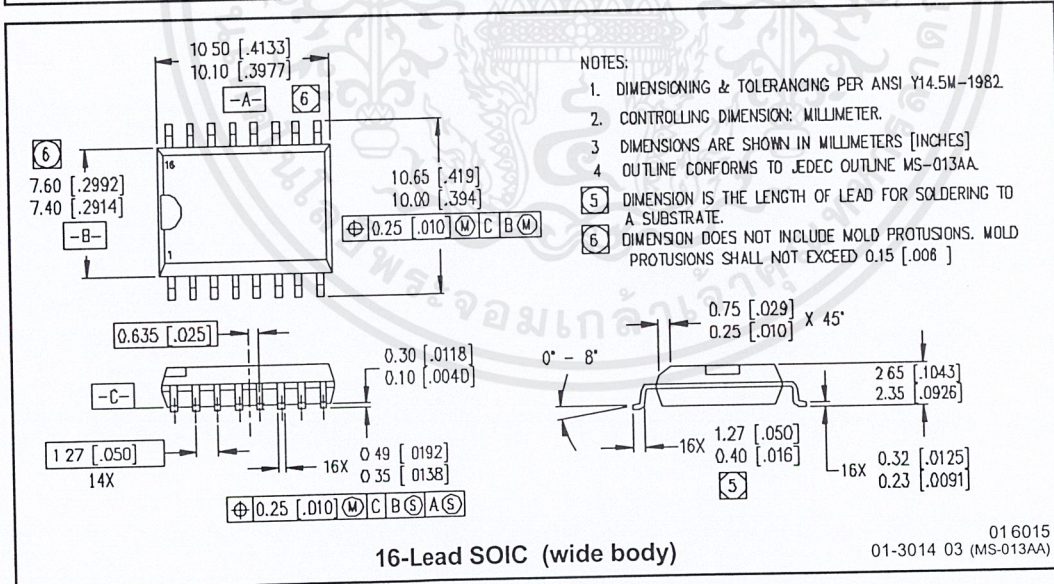
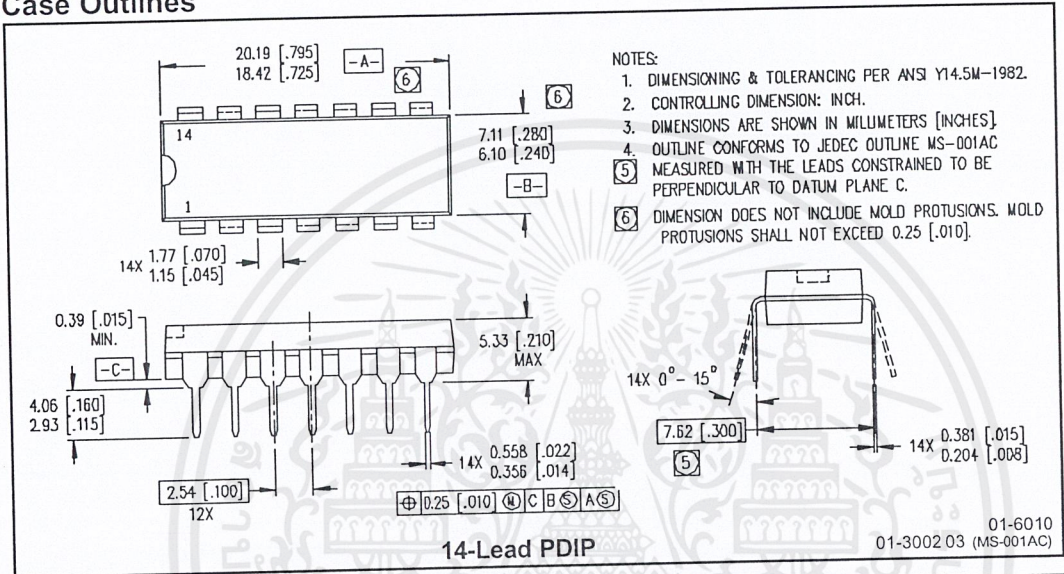


Figure 37. Maximum V_{ss} Positive Offset vs. V_{CC} Supply Voltage

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Case Outlines



WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245 Tel: (310) 252-7105
<http://www.irf.com/> Data and specifications subject to change without notice. 1/24/2002

14A, 500V, 0.400 Ohm, N-Channel Power MOSFET

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17435.

Ordering Information

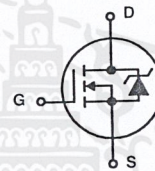
PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRFP450	TO-247	IRFP450

NOTE: When ordering, use the entire part number.

Features

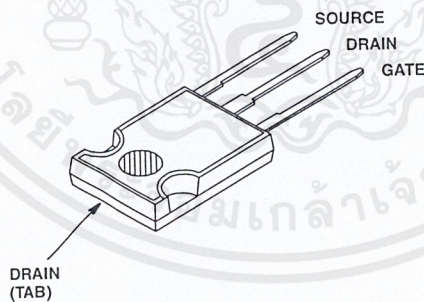
- 14A, 500V
- $r_{DS(ON)} = 0.400\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol



Packaging

JEDEC STYLE TO-247



IRFP450

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	IRFP450	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1)	500	V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20k\Omega$) (Note 1)	500	V
Continuous Drain Current	14	A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	8.8	A
Pulsed Drain Current (Note 3)	56	A
Gate to Source Voltage	± 20	V
Maximum Power Dissipation	180	W
Linear Derating Factor	1.44	W/ $^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	860	mJ
Operating and Storage Temperature	-55 to 150	$^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s.	300	$^\circ\text{C}$
Package Body for 10s, See Techbrief 334	260	$^\circ\text{C}$

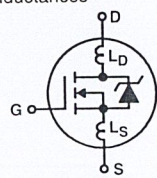
CAUTION: Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1. $T_J = 25^\circ\text{C}$ to 125°C .

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$I_D = 250\mu\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 10)	500	-	-	V
Gate Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}$, $I_D = 250\mu\text{A}$	2.0	-	4.0	V
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}$, $V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	25	μA
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	250	μA
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}$, $V_{GS} = 10\text{V}$	14	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{V}$	-	-	± 100	nA
On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$I_D = 7.9\text{A}$, $V_{GS} = 10\text{V}$ (Figures 8, 9)	-	0.3	0.4	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} \geq 50\text{V}$, $I_D = 7.9\text{A}$ (Figure 12)	9.3	13.8	-	S
Turn-On Delay Time	$t_{d(ON)}$	$V_{DD} = 250\text{V}$, $I_D = 14\text{A}$, $V_{GS} = 10\text{V}$, $R_{GS} = 6.1\Omega$, $R_L = 17.4\Omega$ MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature	-	16	27	ns
Rise Time	t_r		-	45	66	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{d(OFF)}$		-	68	100	ns
Fall Time	t_f		-	41	60	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain)	$Q_{g(TOT)}$	$V_{GS} = 10\text{V}$, $I_D = 14\text{A}$, $V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$ $I_{G(REF)} = 1.5\text{mA}$ (Figure 14) Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	82	130	nC
Gate to Source Charge	Q_{gs}		-	12	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	42	-	nC
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{DS} = 25\text{V}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $f = 1\text{MHz}$ (Figure 11)	-	2000	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}		-	400	-	pF
Reverse Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	100	-	pF
Internal Drain Inductance	L_D	Measured from the Contact Screw on Header Closer to Source and Gate Pins to Center of Die	-	5.0	-	nH
Internal Source Inductance	L_S	Measured from the Source Lead, 6.0mm (0.25in) from Header to Source Bonding Pad	-	12.5	-	nH
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$		-	-	0.70	$^\circ\text{C/W}$
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	Free Air Operation	-	-	30	$^\circ\text{C/W}$



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP450

Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Rectifier	-	-	14	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	I_{SDM}		-	-	56	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = 25^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 14\text{A}$, $V_{GS} = 0\text{V}$ (Figure 13)	-	-	1.4	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 150^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 13\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	1300	-	ns
Reverse Recovery Charge	Q_{RR}	$T_J = 150^\circ\text{C}$, $I_{SD} = 13\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	-	7.4	-	μC

NOTES:

- Pulse test: pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
- Repetitive rating: pulse width limited by Max junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
- $V_{DD} = 50\text{V}$, starting $T_J = 25^\circ\text{C}$, $L = 7.9\text{mH}$, $R_G = 25\Omega$, peak $I_{AS} = 14\text{A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified

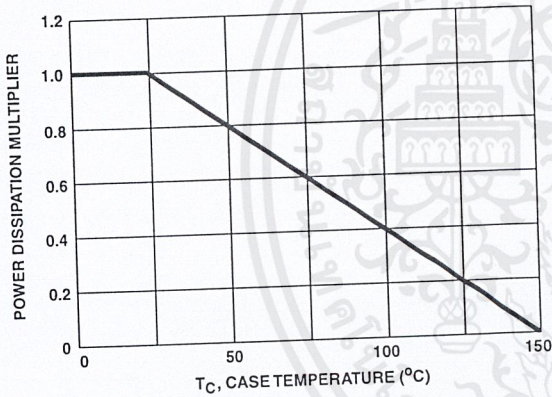


FIGURE 1. NORMALIZED POWER DISSIPATION vs CASE TEMPERATURE

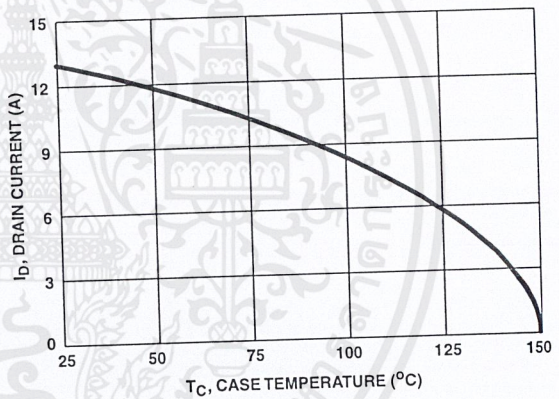


FIGURE 2. MAXIMUM CONTINUOUS DRAIN CURRENT vs CASE TEMPERATURE

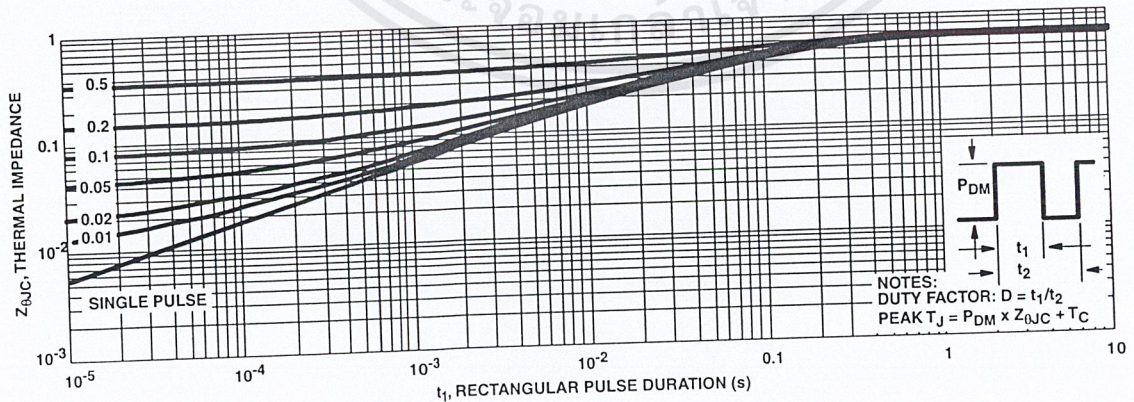


FIGURE 3. MAXIMUM TRANSIENT THERMAL IMPEDANCE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP450

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

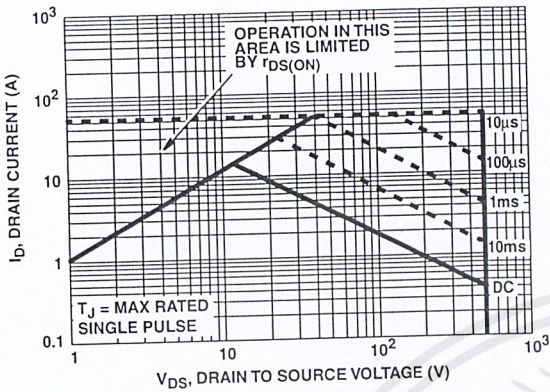


FIGURE 4. FORWARD BIAS SAFE OPERATING AREA

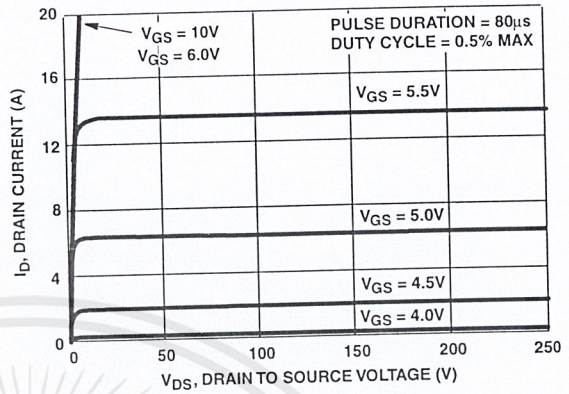


FIGURE 5. OUTPUT CHARACTERISTICS

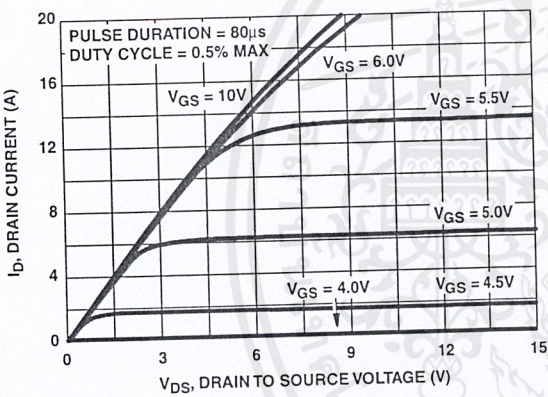


FIGURE 6. SATURATION CHARACTERISTICS

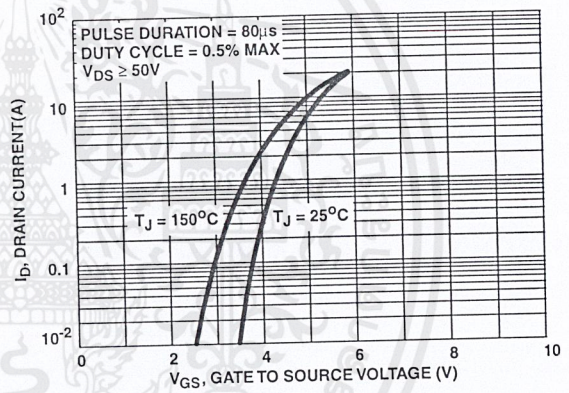
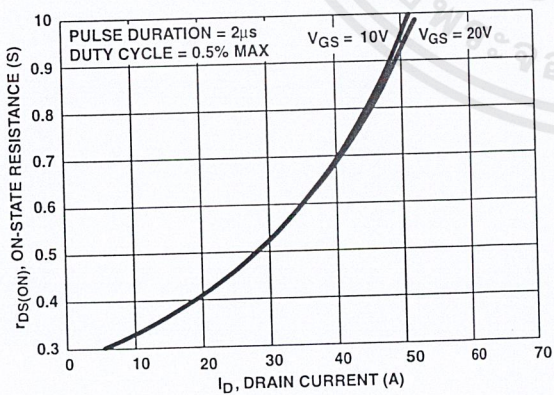


FIGURE 7. TRANSFER CHARACTERISTICS



NOTE: Heating effect of 2µs is minimal.

FIGURE 8. DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs GATE VOLTAGE AND DRAIN CURRENT

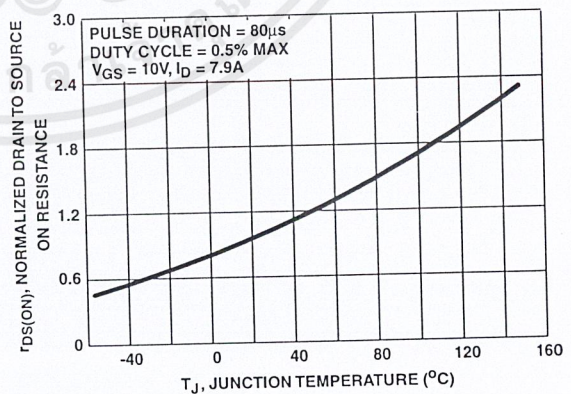


FIGURE 9. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE ON RESISTANCE vs JUNCTION TEMPERATURE

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRFP450

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified (Continued)

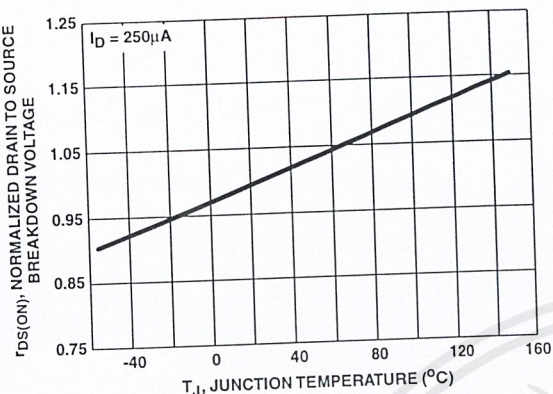


FIGURE 10. NORMALIZED DRAIN TO SOURCE BREAKDOWN VOLTAGE vs JUNCTION TEMPERATURE

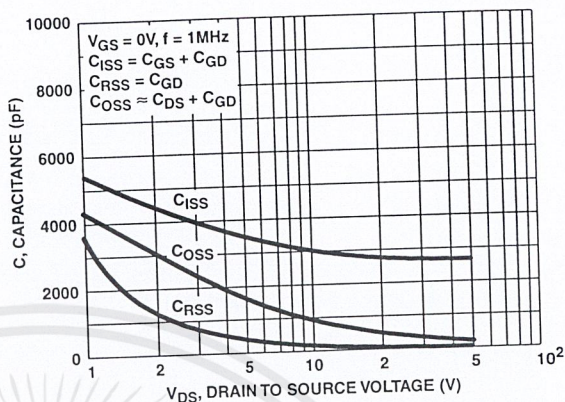


FIGURE 11. CAPACITANCE vs DRAIN TO SOURCE VOLTAGE

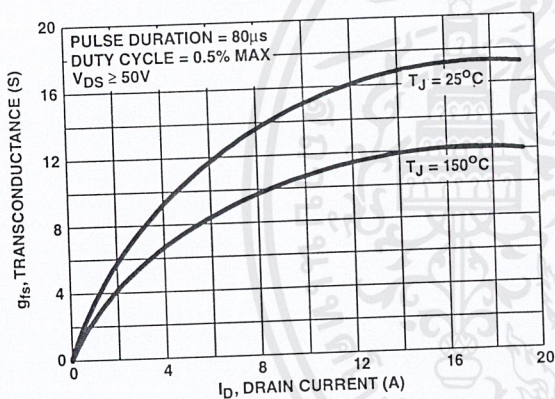


FIGURE 12. TRANSCONDUCTANCE vs DRAIN CURRENT

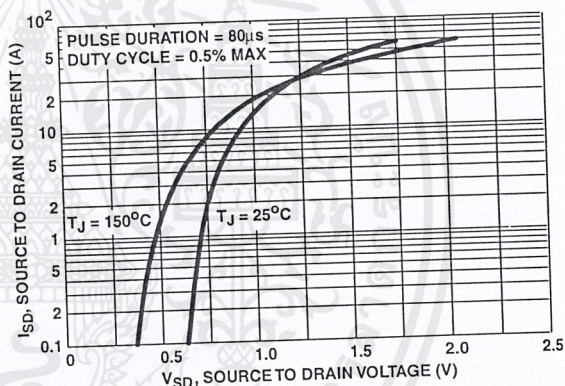


FIGURE 13. SOURCE TO DRAIN DIODE VOLTAGE

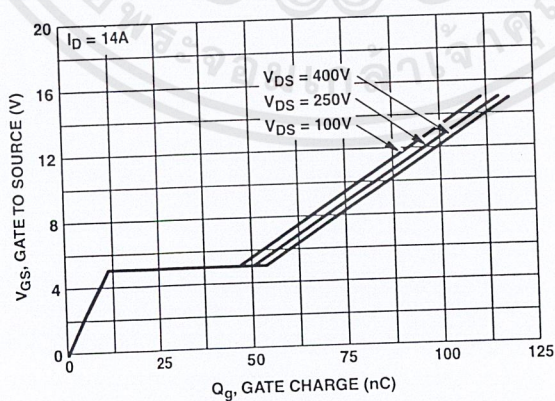


FIGURE 14. GATE TO SOURCE VOLTAGE vs GATE CHARGE

Test Circuits and Waveforms

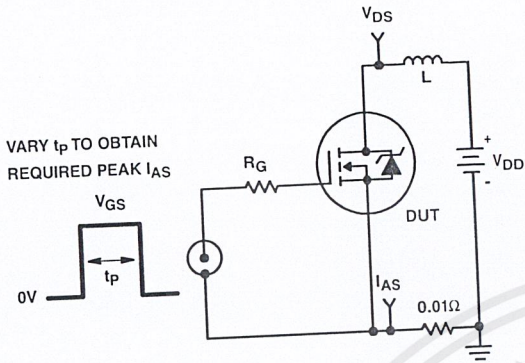


FIGURE 15. UNCLAMPED ENERGY TEST CIRCUIT

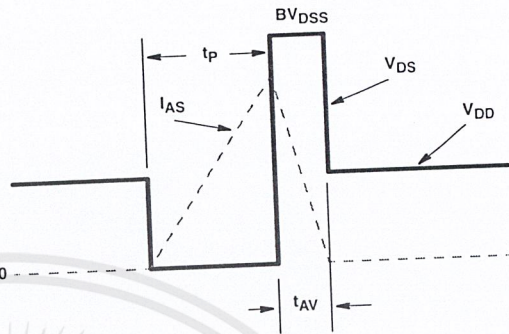


FIGURE 16. UNCLAMPED ENERGY WAVEFORMS

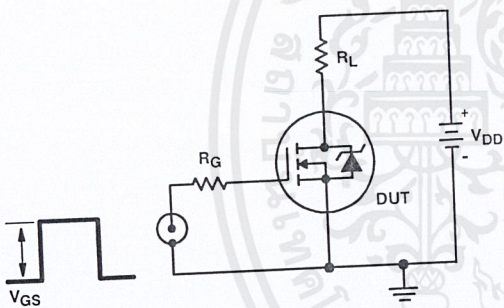


FIGURE 17. SWITCHING TIME TEST CIRCUIT

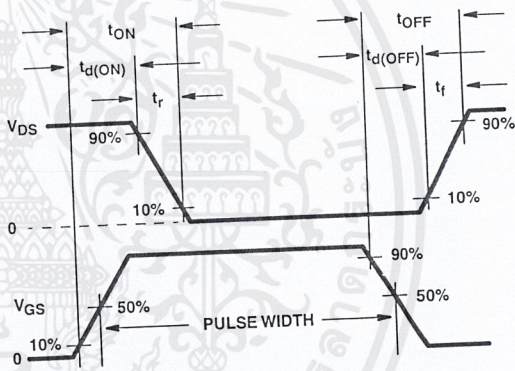


FIGURE 18. RESISTIVE SWITCHING WAVEFORMS

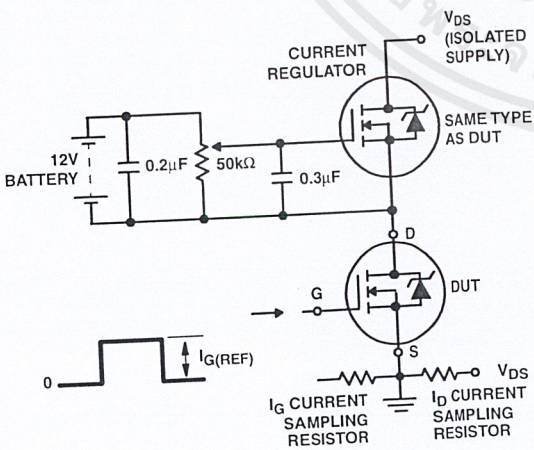


FIGURE 19. GATE CHARGE TEST CIRCUIT

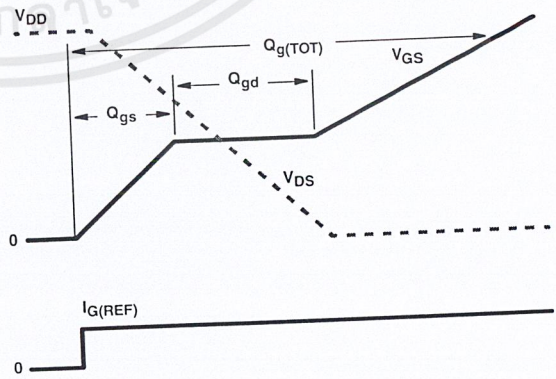


FIGURE 20. GATE CHARGE WAVEFORMS

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TRADEMARKS

The following are registered and unregistered trademarks Fairchild Semiconductor owns or is authorized to use and is not intended to be an exhaustive list of all such trademarks.

ACE _x [™]	FAST [®]	PACMAN [™]	SuperSOT [™] -3
Bottomless [™]	FAST _r [™]	POP [™]	SuperSOT [™] -6
CoolFET [™]	GlobalOptoisolator [™]	PowerTrench [®]	SuperSOT [™] -8
CROSSVOLT [™]	GTO [™]	QFET [™]	SyncFET [™]
DenseTrench [™]	HiSeC [™]	QS [™]	TinyLogic [™]
DO _M E [™]	ISOPLANAR [™]	QT Optoelectronics [™]	UHC [™]
EcoSPARK [™]	LittleFET [™]	Quiet Series [™]	UltraFET [™]
E ² CMOS [™]	MicroFET [™]	SILENT SWITCHER [®]	VCX [™]
EnSigna [™]	MICROWIRE [™]	SMART START [™]	
FACT [™]	OPTOLOGIC [™]	Star* Power [™]	
FACT Quiet Series [™]	OPTOPLANAR [™]	Stealth [™]	

DISCLAIMER

FAIRCHILD SEMICONDUCTOR RESERVES THE RIGHT TO MAKE CHANGES WITHOUT FURTHER NOTICE TO ANY PRODUCTS HEREIN TO IMPROVE RELIABILITY, FUNCTION OR DESIGN. FAIRCHILD DOES NOT ASSUME ANY LIABILITY ARISING OUT OF THE APPLICATION OR USE OF ANY PRODUCT OR CIRCUIT DESCRIBED HEREIN; NEITHER DOES IT CONVEY ANY LICENSE UNDER ITS PATENT RIGHTS, NOR THE RIGHTS OF OTHERS.

LIFE SUPPORT POLICY

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

1. Life support devices or systems are devices or systems which, (a) are intended for surgical implant into the body, or (b) support or sustain life, or (c) whose failure to perform when properly used in accordance with instructions for use provided in the labeling, can be reasonably expected to result in significant injury to the user.

2. A critical component is any component of a life support device or system whose failure to perform can be reasonably expected to cause the failure of the life support device or system, or to affect its safety or effectiveness.

PRODUCT STATUS DEFINITIONS

Definition of Terms

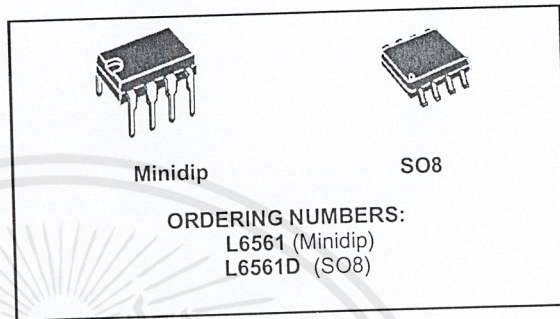
Datasheet Identification	Product Status	Definition
Advance Information	Formative or In Design	This datasheet contains the design specifications for product development. Specifications may change in any manner without notice.
Preliminary	First Production	This datasheet contains preliminary data, and supplementary data will be published at a later date. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
No Identification Needed	Full Production	This datasheet contains final specifications. Fairchild Semiconductor reserves the right to make changes at any time without notice in order to improve design.
Obsolete	Not In Production	This datasheet contains specifications on a product that has been discontinued by Fairchild semiconductor. The datasheet is printed for reference information only.

Rev. H

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

POWER FACTOR CORRECTOR

- VERY PRECISE ADJUSTABLE OUTPUT
- OVERVOLTAGE PROTECTION
- MICROPOWER START-UP CURRENT (50 μ A TYP.)
- VERY LOW OPERATING SUPPLY CURRENT (4mA TYP.)
- INTERNAL START-UP TIMER
- CURRENT SENSE FILTER ON CHIP
- DISABLE FUNCTION
- 1% PRECISION (@ T_j = 25°C) INTERNAL REFERENCE VOLTAGE
- TRANSITION MODE OPERATION
- TOTEM POLE OUTPUT CURRENT: \pm 400mA
- DIP8/SO8 PACKAGES



Realised in mixed BCD technology, the chip gives the following benefits:

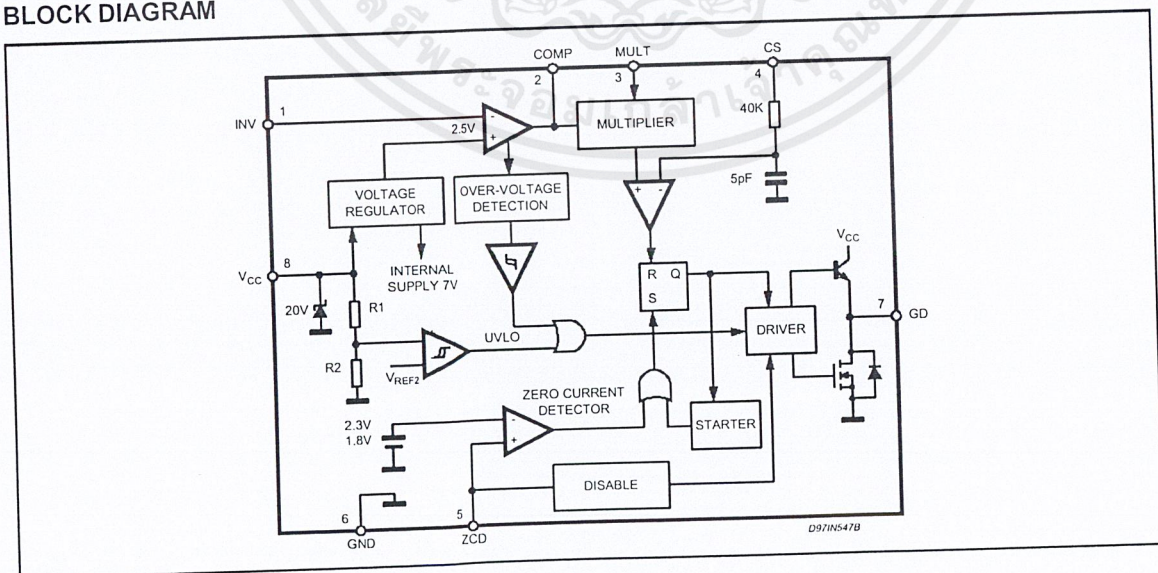
- micro power start up current
- 1% precision internal reference voltage (T_j = 25°C)
- Soft Output Over Voltage Protection
- no need for external low pass filter on the current sense
- very low operating quiescent current minimises power dissipation

The totem pole output stage is capable of driving a Power MOS or IGBT with source and sink currents of \pm 400mA. The device is operating in transition mode and it is optimised for Electronic Lamp Ballast application, AC-DC adaptors and SMPS.

DESCRIPTION

L6561 is the improved version of the L6560 standard Power Factor Corrector. Fully compatible with the standard version, it has a superior performant multiplier making the device capable of working in wide input voltage range applications (from 85V to 265V) with an excellent THD. Furthermore the start up current has been reduced at few tens of μ A and a disable function has been implemented on the ZCD pin, guaranteeing lower current consumption in stand by mode.

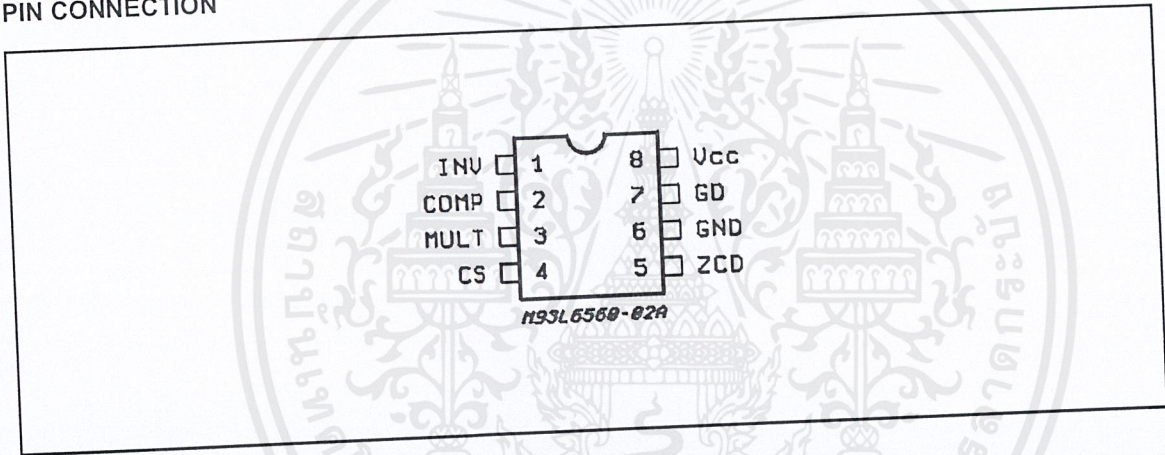
BLOCK DIAGRAM



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Pin	Parameter	Value	Unit
I_{VCC}	8	$I_{CC} + I_Z$	30	mA
I_{GD}	7	Output Totem Pole Peak Current (2 μ s)	± 700	mA
INV, COMP MULT	1, 2, 3	Analog Inputs & Outputs	-0.3 to 7	V
CS	4	Current Sense Input	-0.3 to 7	V
ZCD	5	Zero Current Detector	50 (source) -10 (sink)	mA
P_{tot}		Power Dissipation @ $T_{amb} = 50\text{ }^{\circ}\text{C}$	1 0.65	W
T_j		Junction Temperature Operating Range	-25 to 150	$^{\circ}\text{C}$
T_{stg}		Storage Temperature	-55 to 150	$^{\circ}\text{C}$

PIN CONNECTION



THERMAL DATA

Symbol	Parameter	SO 8	MINIDIP	Unit
$R_{th\ j-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	150	100	$^{\circ}\text{C/W}$

PIN FUNCTIONS

N.	Name	Function
1	INV	Inverting input of the error amplifier. A resistive divider is connected between the output regulated voltage and this point, to provide voltage feedback.
2	COMP	Output of error amplifier. A feedback compensation network is placed between this pin and the INV pin.
3	MULT	Input of the multiplier stage. A resistive divider connects to this pin the rectified mains. A voltage signal, proportional to the rectified mains, appears on this pin.
4	CS	Input to the comparator of the control loop. The current is sensed by a resistor and the resulting voltage is applied to this pin.
5	ZCD	Zero current detection input. If it is connected to GND, the device is disabled.
6	GND	Current return for driver and control circuits.
7	GD	Gate driver output. A push pull output stage is able to drive the Power MOS with peak current of 400mA (source and sink).
8	Vcc	Supply voltage of driver and control circuits.



ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($V_{CC} = 14.5V$; $T_{amb} = -25^{\circ}C$ to $125^{\circ}C$; unless otherwise specified)
SUPPLY VOLTAGE SECTION

Symbol	Pin	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_{CC}	8	Operating Range	after turn-on	11		18	V
$V_{CC\ ON}$	8	Turn-on Threshold		11	12	13	V
$V_{CC\ OFF}$	8	Turn-off Threshold		8.7	9.5	10.3	V
Hys	8	Hysteresis		2.2	2.5	2.8	V

SUPPLY CURRENT SECTION

Symbol	Pin	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{START-U}$	8	Start-up Current	before turn-on ($V_{CC} = 11V$)	20	50	90	μA
I_q	8	Quiescent Current			2.6	4	mA
I_{CC}		Operating Supply Current	$C_L = 1nF @ 70KHz$ in OVP condition $V_{pin1} = 2.7V$		4	5.5	mA
I_q		Quiescent Current	$V_{PIN5} \leq 150mV, V_{CC} > V_{CC\ off}$ $V_{PIN5} \leq 150mV, V_{CC} < V_{CC\ off}$		1.4	2.1	mA
V_Z	8	Zener Voltage	$I_{CC} = 25mA$	20	50	90	μA
				18	20	22	V

ERROR AMPLIFIER SECTION

Symbol	Pin	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_{INV}	1	Voltage Feedback Input Threshold	$T_{amb} = 25^{\circ}C$	2.465	2.5	2.535	V
			$12V < V_{CC} < 18V$	2.44		2.56	
		Line Regulation	$V_{CC} = 12$ to $18V$		2	5	mV
I_{INV}	1	Input Bias Current			-0.1	-1	μA
G_V		Voltage Gain	Open loop	60	80		dB
GB		Gain Bandwidth			1		MHz
I_{COMP}	2	Source Current	$V_{COMP} = 4V, V_{INV} = 2.4V$	-2	-4	-8	mA
		Sink Current	$V_{COMP} = 4V, V_{INV} = 2.6V$	2.5	4.5		mA
V_{COMP}	2	Upper Clamp Voltage	$I_{SOURCE} = 0.5mA$		5.8		V
		Lower Clamp Voltage	$I_{SINK} = 0.5mA$		2.25		V

MULTIPLIER SECTION

Symbol	Pin	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_{MULT}	3	Linear Operating Voltage		0 to 3	0 to 3.5		V
$\frac{\Delta V_{CS}}{\Delta V_{mult}}$		Output Max. Slope	$V_{MULT} =$ from $0V$ to $0.5V$ $V_{COMP} =$ Upper Clamp Voltage	1.65	1.9		
K		Gain	$V_{MULT} = 1V, V_{COMP} = 4V$	0.45	0.6	0.75	$1/V$

CURRENT SENSE COMPARATOR

Symbol	Pin	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_{CS}	4	Current Sense Reference Clamp	$V_{MULT} = 2.5V$ $V_{COMP} =$ Upper Clamp Voltage	1.6	1.7	1.8	V
I_{CS}	4	Input Bias Current	$V_{OS} = 0$		-0.05	-1	μA
$t_d (H-L)$	4	Delay to Output			200	450	ns
	4	Current Sense Offset			0	15	mV

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

ZERO CURRENT DETECTOR

Symbol	Pin	Parameter	Test Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
V_{ZCD}	5	Input Threshold Voltage Rising Edge	(1)		2.1		V
		Hysteresis	(1)	0.3	0.5	0.7	V
V_{ZCD}	5	Upper Clamp Voltage	$I_{ZCD} = 20\mu A$	4.5	5.1	5.9	V
V_{ZCD}	5	Upper Clamp Voltage	$I_{ZCD} = 3mA$	4.7	5.2	6.1	V
V_{ZCD}	5	Lower Clamp Voltage	$I_{ZCD} = -3mA$	0.3	0.65	1	V
I_{ZCD}	5	Sink Bias Current	$1V \leq V_{ZCD} \leq 4.5V$		2		μA
I_{ZCD}	5	Source Current Capability		-3		-10	mA
I_{ZCD}	5	Sink Current Capability		3		10	mA
V_{DIS}	5	Disable threshold		150	200	250	mV
I_{ZCD}	5	Restart Current After Disable	$V_{ZCD} < V_{DIS}; V_{CC} > V_{CCOFF}$	-100	-200	-300	μA

OUTPUT SECTION

V_{GD}	7	Dropout Voltage	$I_{GDsource} = 200mA$		1.2	2	V
			$I_{GDsource} = 20mA$		0.7	1	V
			$I_{GDsink} = 200mA$			1.5	V
			$I_{GDsink} = 20mA$			0.3	V
t_r	7	Output Voltage Rise Time	$C_L = 1nF$		40	100	ns
t_f	7	Output Voltage Fall Time	$C_L = 1nF$		40	100	ns
$I_{GD off}$	7	I_{GD} Sink Current	$V_{CC} = 3.5V$ $V_{GD} = 1V$	5	10	-	mA

OUTPUT OVERVOLTAGE SECTION

I_{OVP}	2	OVP Triggering Current		35	40	45	μA
		Static OVP Threshold		2.1	2.25	2.4	V

RESTART TIMER

t_{START}		Start Timer		70	150	400	μs
-------------	--	-------------	--	----	-----	-----	---------

(1) Parameter guaranteed by design, not tested in production.

OVER VOLTAGE PROTECTION OVP

The output voltage is expected to be kept by the operation of the PFC circuit close to its nominal value. This is set by the ratio of the two external resistors R_1 and R_2 (see fig. 2), taking into consideration that the non inverting input of the error amplifier is biased inside the L6561 at 2.5V.

In steady state conditions, the current through R_1 and R_2 is:

$$I_{R1sc} = \frac{V_{out} - 2.5}{R_1} = I_{R2} = \frac{2.5V}{R_2}$$

and, if the external compensation network is made only with a capacitor C_{comp} , the current through C_{comp} equals zero. When the output voltage increases abruptly the current through R_1 becomes:

$$I_{R1} = \frac{V_{outsc} + \Delta V_{OUT} - 2.5}{R_1} = I_{R1sc} + \Delta I_{R1}$$

Since the current through R_2 does not change, ΔI_{R1} must flow through the capacitor C_{comp} and enter the error amplifier.

This current is monitored inside the L6561 and when reaches about $37\mu A$ the output voltage of the multiplier is forced to decrease, thus reducing the energy drawn from the mains. If the current exceeds $40\mu A$, the OVP protection is triggered (Dynamic OVP), and the external power transistor is switched off until the current falls approximately below $10\mu A$.

However, if the overvoltage persists, an internal comparator (Static OVP) confirms the OVP condition keeping the external power switch turned off (see fig. 1).

Finally, the overvoltage that triggers the OVP function is:

$$\Delta V_{out} = R_1 \cdot 40\mu A.$$

Typical values for R_1 , R_2 and C are shown in the application circuits. The overvoltage can be set independently from the average output voltage. The precision in setting the overvoltage threshold is 7% of



the overvoltage value (for instance $\Delta V = 60V \pm 4.2V$).

Disable function

The zero current detector (ZCD) pin can be used

Figure 1.

for device disabling as well. By grounding the ZCD voltage the device is disabled reducing the supply current consumption at 1.4mA typical (@ 14.5V supply voltage).

Releasing the ZCD pin the internal start-up timer will restart the device.

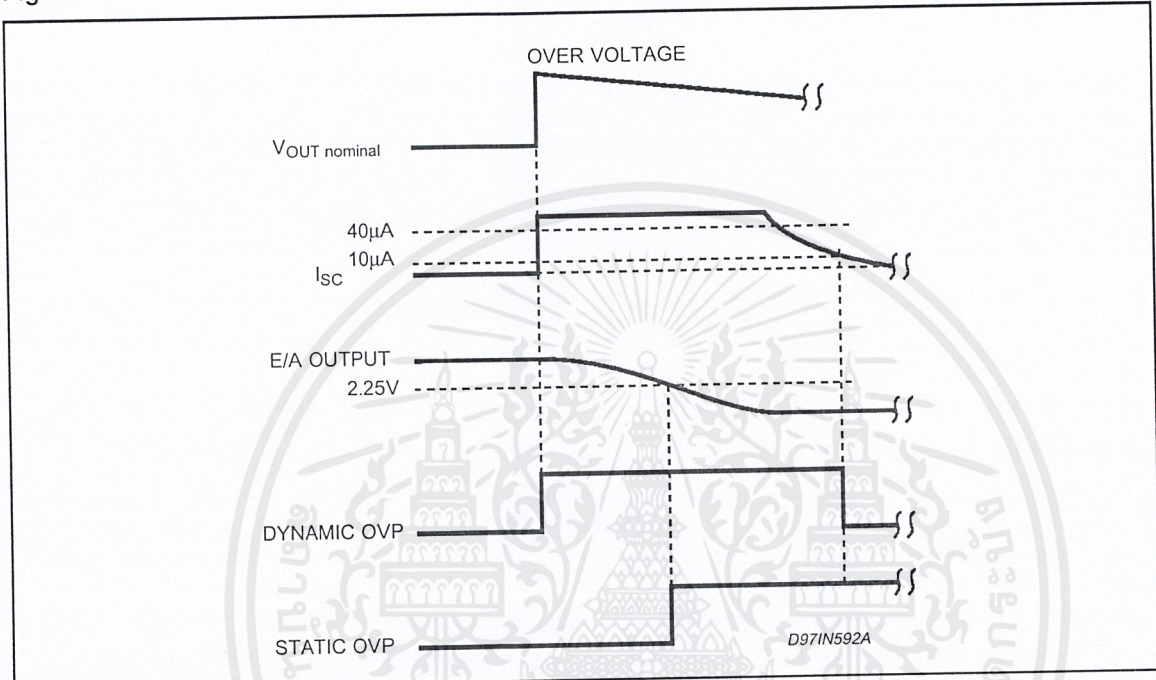


Figure 2. Overvoltage Protection Circuit

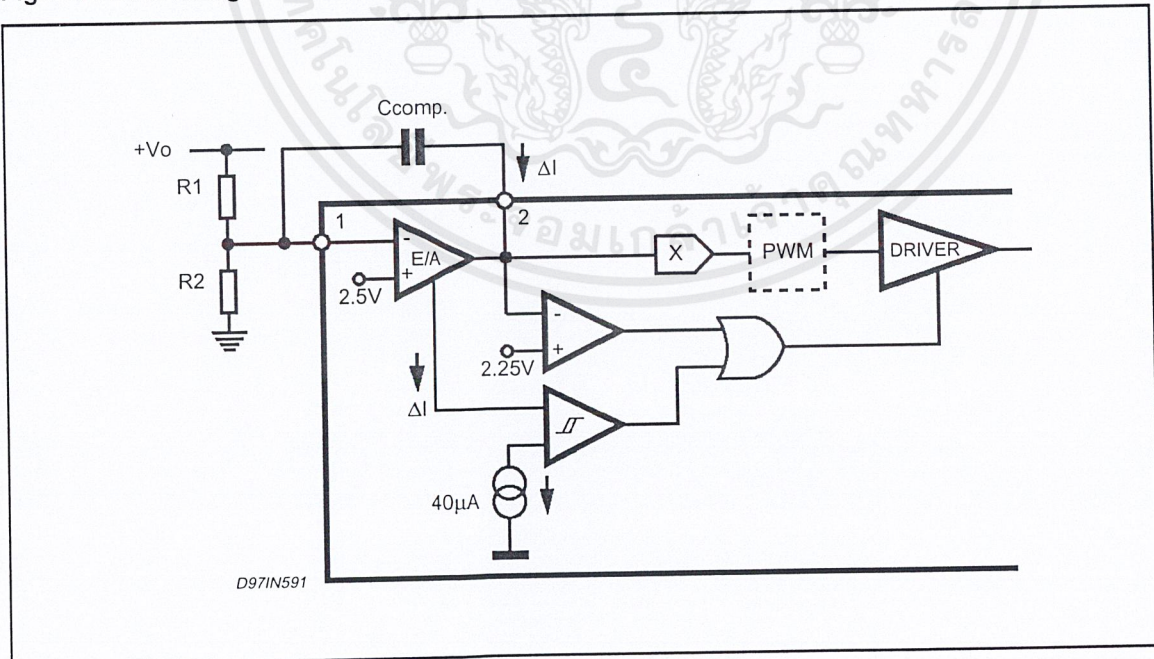


Figure 3. Typical Application Circuit (80W, 110VAC)

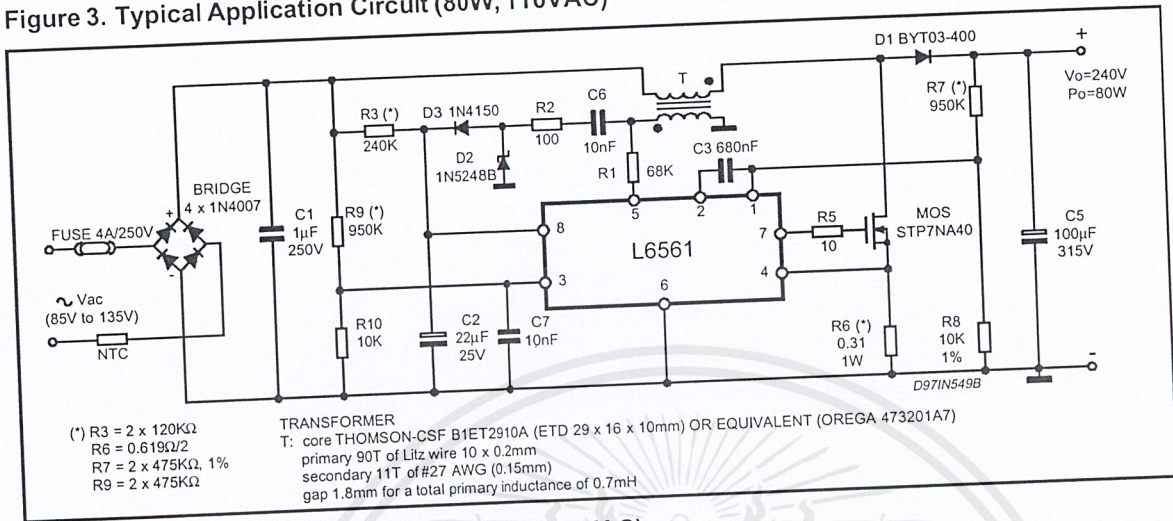


Figure 4. Typical Application Circuit (120W, 220VAC)

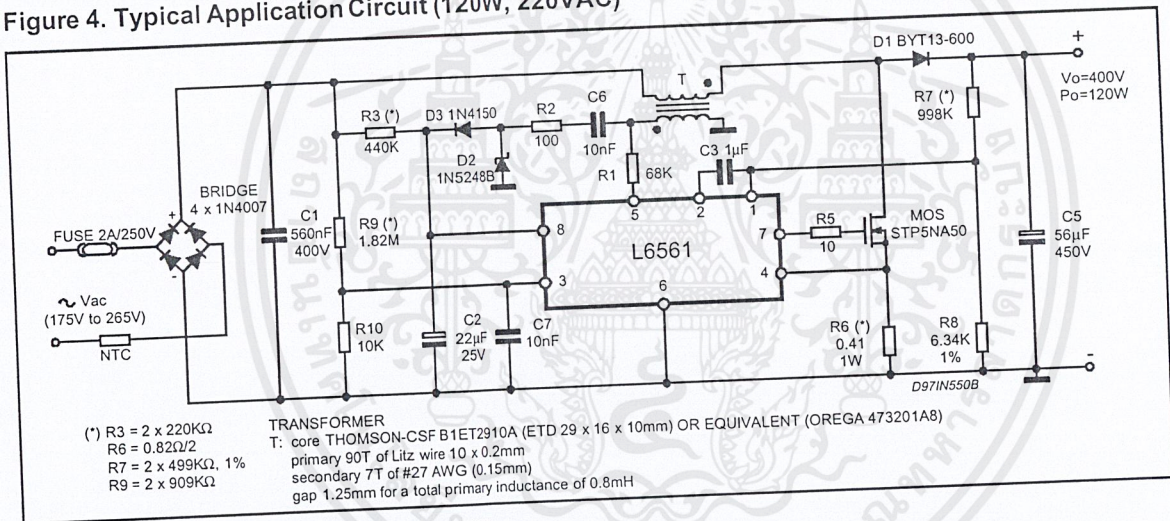


Figure 5. Wide-Range Application (80W)

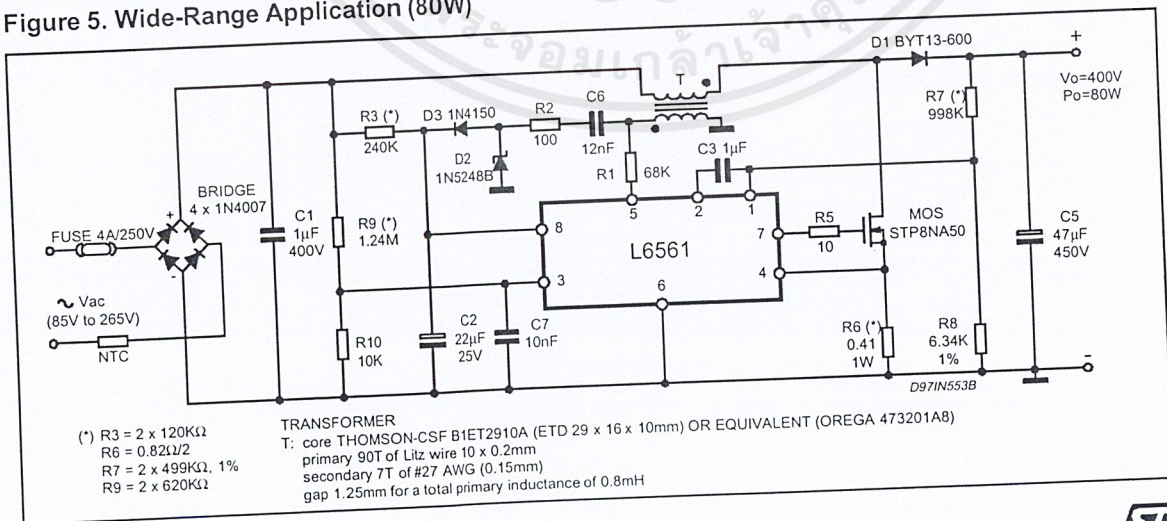


Figure 6. P.C. Board and Components Layout of the Figg. 3, 4 and 5 (1:1.25 scale)

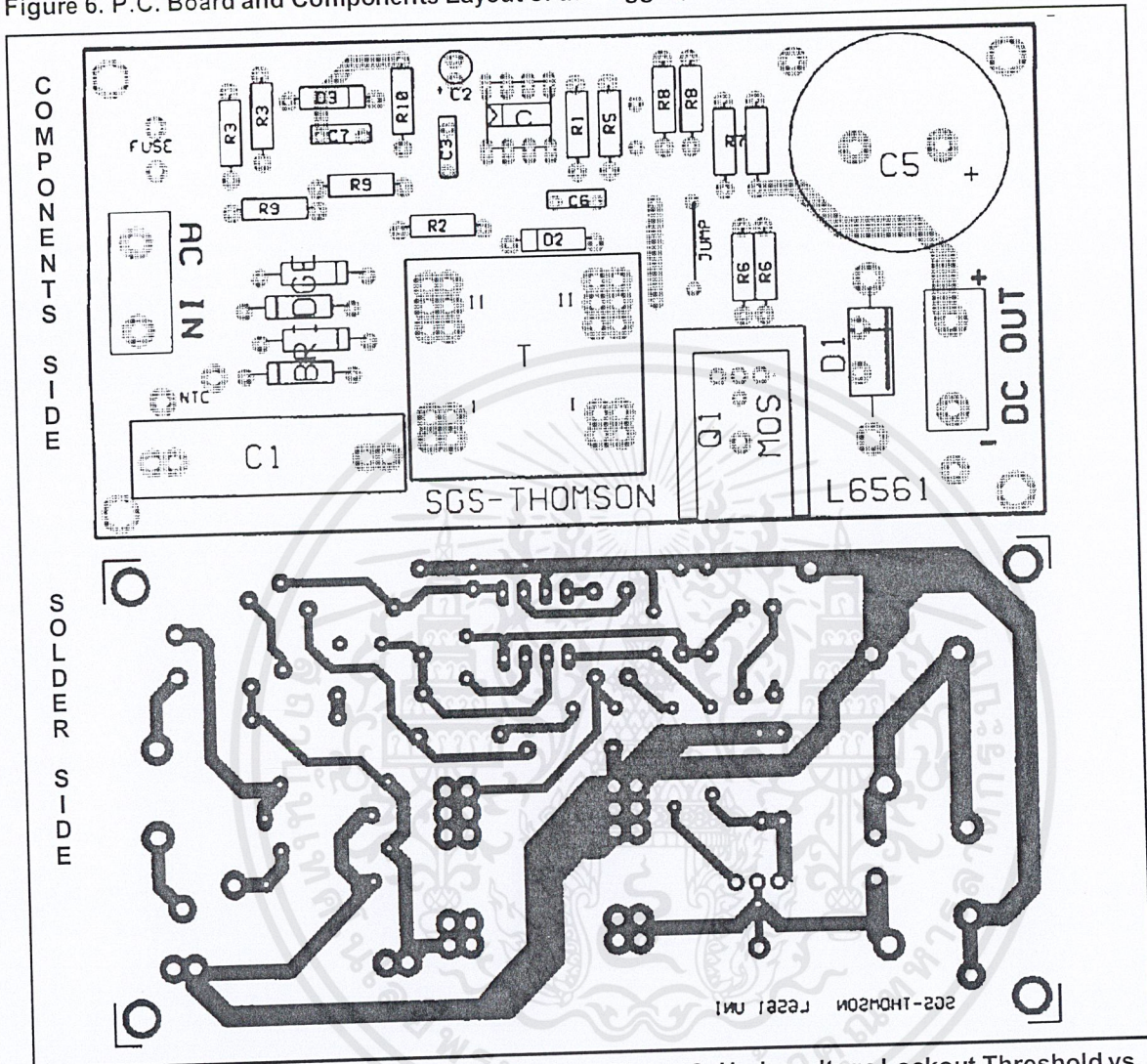


Figure 7. OVP Current Threshold vs. Temperature

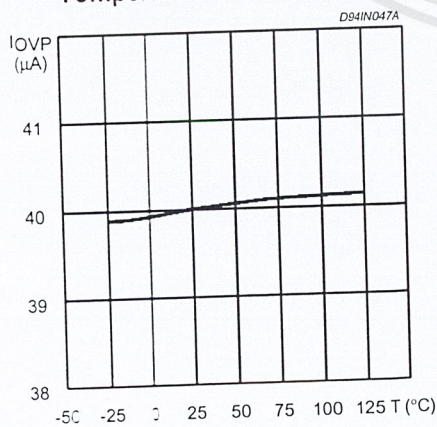


Figure 8. Undervoltage Lockout Threshold vs. Temperature

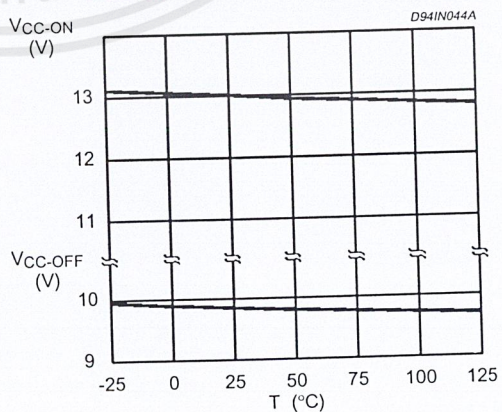


Figure 9. Supply Current vs. Supply Voltage

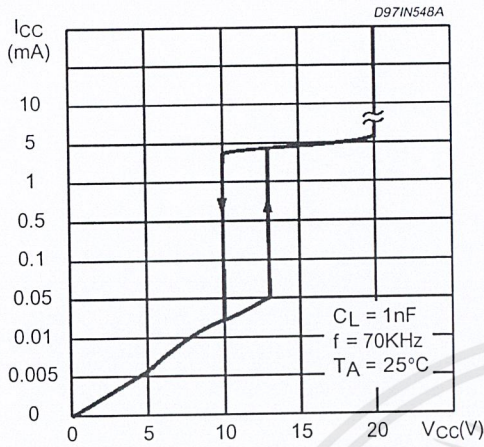


Figure 10. Voltage Feedback Input Threshold vs. Temperature

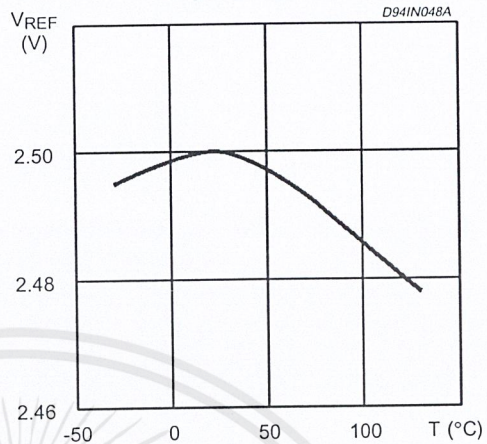


Figure 11. Output Saturation Voltage vs. Sink Current

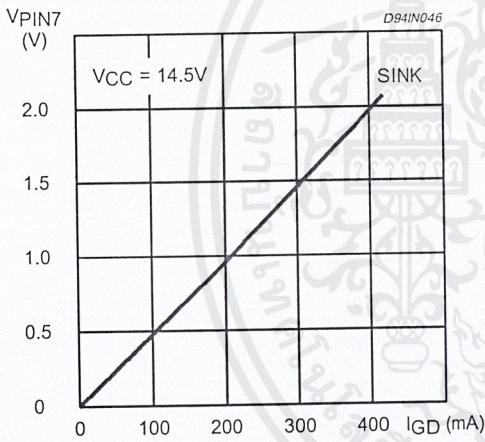


Figure 12. Output Saturation Voltage vs. Source Current

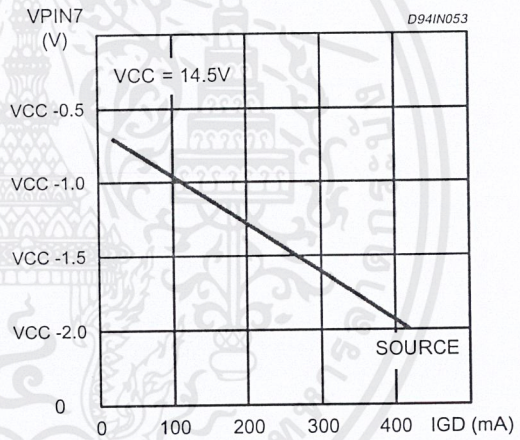
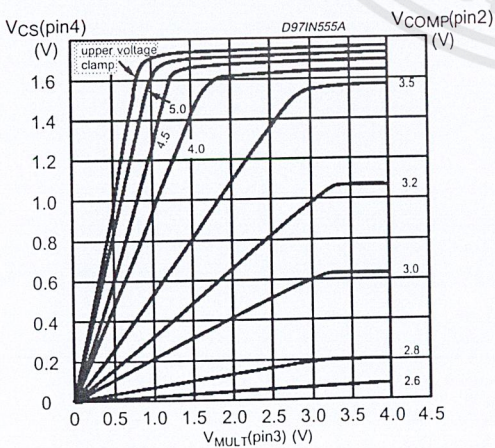
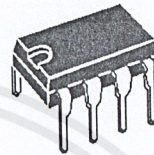


Figure 13. Multiplier Characteristics Family

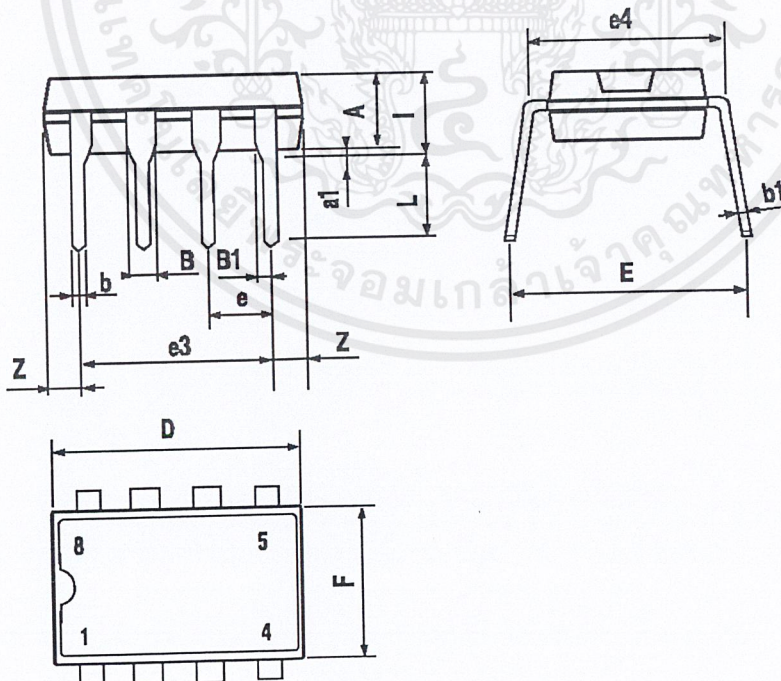


DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A		3.32			0.131	
a1	0.51			0.020		
B	1.15		1.65	0.045		0.065
b	0.356		0.55	0.014		0.022
b1	0.204		0.304	0.008		0.012
D			10.92			0.430
E	7.95		9.75	0.313		0.384
e		2.54			0.100	
e3		7.62			0.300	
e4		7.62			0.300	
F			6.6			0.260
I			5.08			0.200
L	3.18		3.81	0.125		0.150
Z			1.52			0.060

OUTLINE AND MECHANICAL DATA

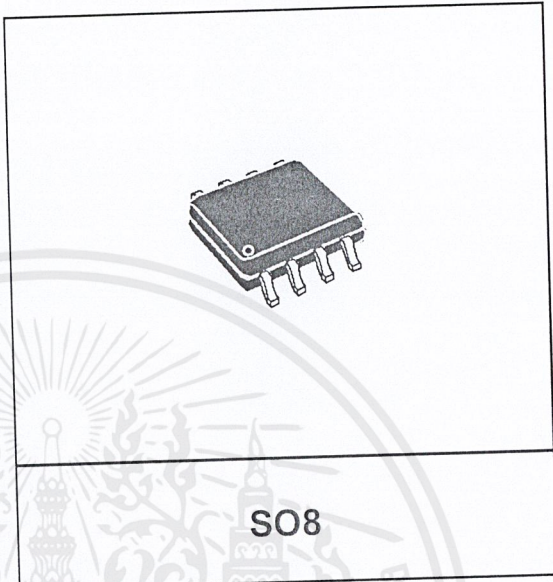


Minidip

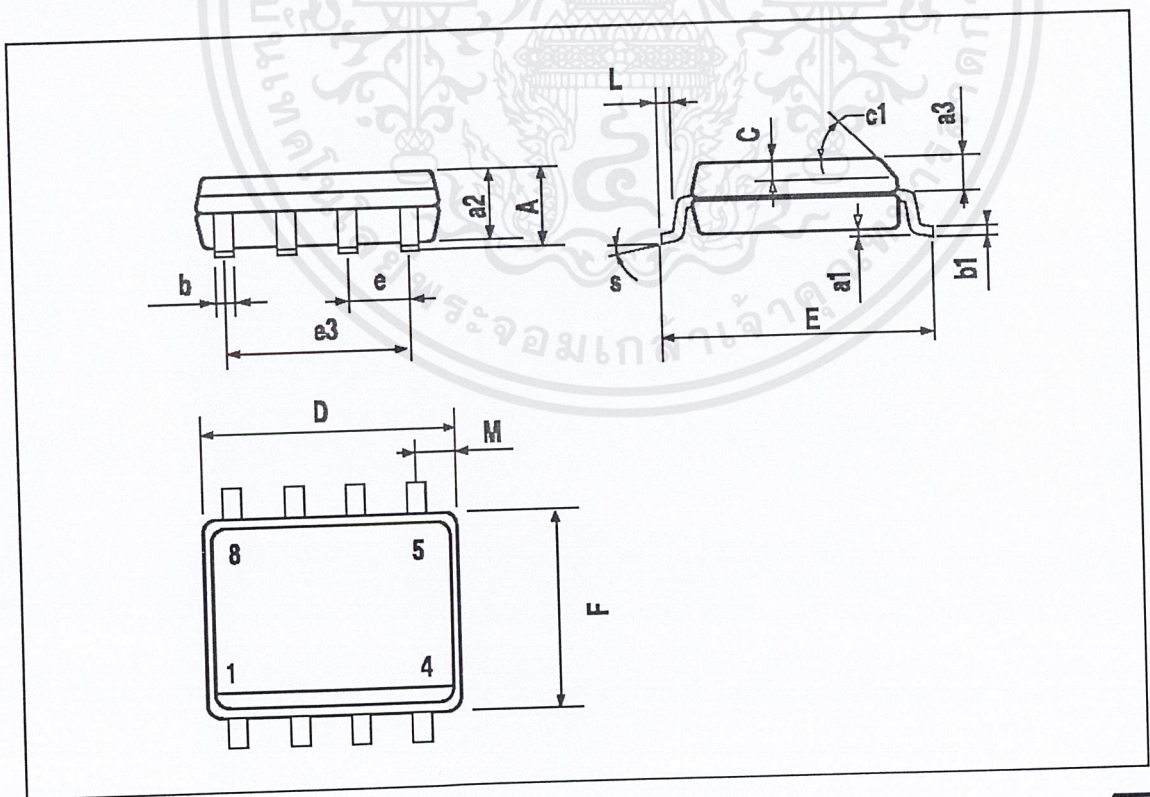


DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A			1.75			0.069
a1	0.1		0.25	0.004		0.010
a2			1.65			0.065
a3	0.65		0.85	0.026		0.033
b	0.35		0.48	0.014		0.019
b1	0.19		0.25	0.007		0.010
C	0.25		0.5	0.010		0.020
c1	45° (typ.)					
D (1)	4.8		5.0	0.189		0.197
E	5.8		6.2	0.228		0.244
e		1.27			0.050	
e3		3.81			0.150	
F (1)	3.8		4.0	0.15		0.157
L	0.4		1.27	0.016		0.050
M			0.6			0.024
S	8° (max.)					

OUTLINE AND MECHANICAL DATA



(1) D and F do not include mold flash or protrusions. Mold flash or protrusions shall not exceed 0.15mm (.006inch).





Information furnished is believed to be accurate and reliable. However, STMicroelectronics assumes no responsibility for the consequences of use of such information nor for any infringement of patents or other rights of third parties which may result from its use. No license is granted by implication or otherwise under any patent or patent rights of STMicroelectronics. Specification mentioned in this publication are subject to change without notice. This publication supersedes and replaces all information previously supplied. STMicroelectronics products are not authorized for use as critical components in life support devices or systems without express written approval of STMicroelectronics.

The ST logo is a registered trademark of STMicroelectronics
 © 1999 STMicroelectronics – Printed in Italy – All Rights Reserved
 STMicroelectronics GROUP OF COMPANIES

Australia - Brazil - Canada - China - France - Germany - Italy - Japan - Korea - Malaysia - Malta - Mexico - Morocco - The Netherlands - Singapore - Spain - Sweden - Switzerland - Taiwan - Thailand - United Kingdom - U.S.A.

<http://www.st.com>

PC817 Series

High Density Mounting Type Photocoupler

* Lead forming type (I type) and taping reel type (P type) are also available. (PC817I/PC817P)
 ** TÜV (VDE0884) approved type is also available as an option.

■ Features

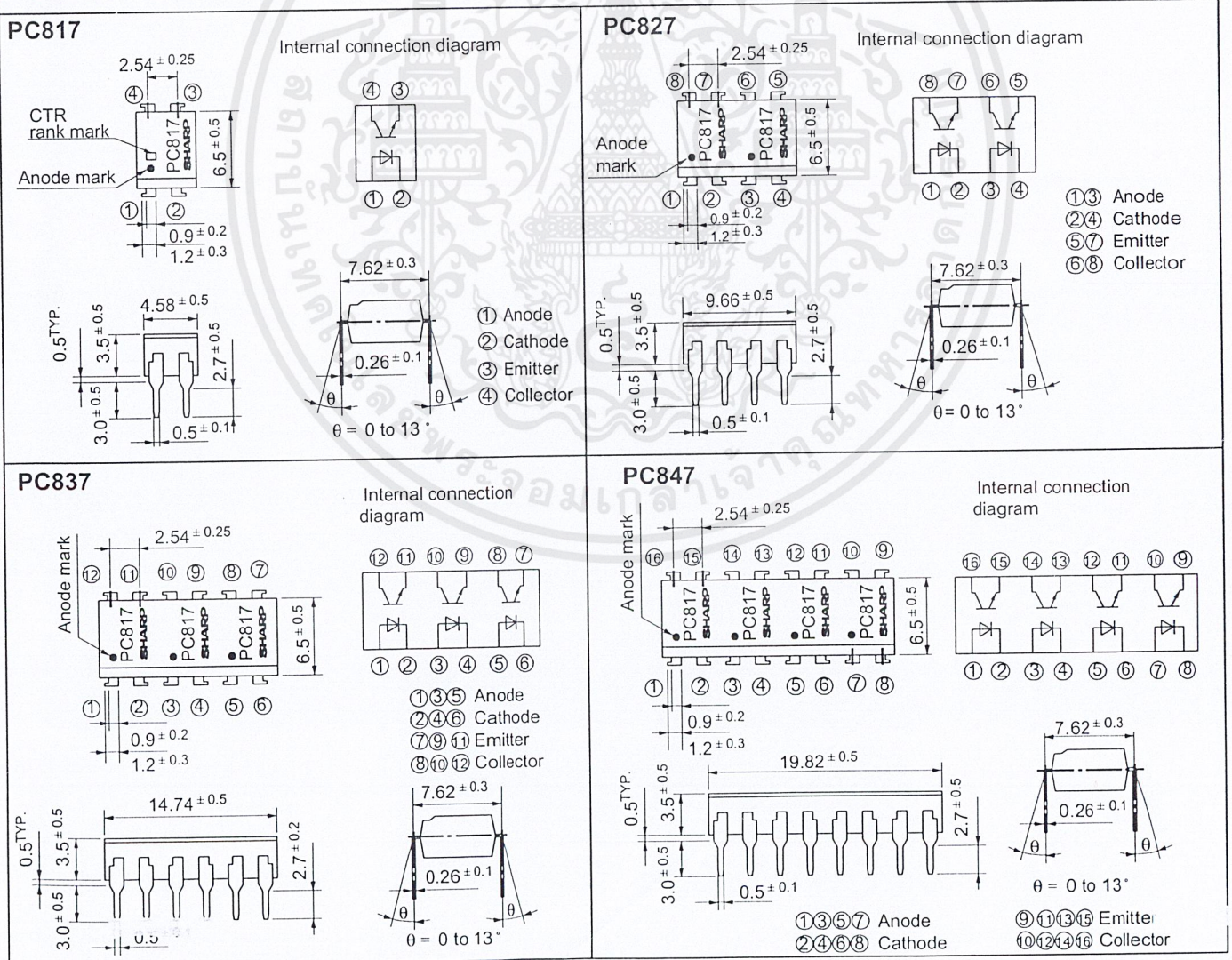
1. Current transfer ratio
 (CTR: MIN. 50% at $I_F = 5\text{mA}$, $V_{CE} = 5\text{V}$)
2. High isolation voltage between input and output ($V_{iso} : 5000\text{V}_{rms}$)
3. Compact dual-in-line package
PC817 : 1-channel type
PC827 : 2-channel type
PC837 : 3-channel type
PC847 : 4-channel type
4. Recognized by UL, file No. E64380

■ Applications

1. Computer terminals
2. System appliances, measuring instruments
3. Registers, copiers, automatic vending machines
4. Electric home appliances, such as fan heaters, etc.
5. Signal transmission between circuits of different potentials and impedances

■ Outline Dimensions

(Unit : mm)



"In the absence of confirmation by device specification sheets, SHARP takes no responsibility for any defects that occur in equipment using any of SHARP's devices, shown in catalogs, data books, etc. Contact SHARP in order to obtain the latest version of the device specification sheets before using any SHARP's device."

■ Absolute Maximum Ratings

(Ta = 25°C)

Parameter		Symbol	Rating	Unit
Input	Forward current	I_F	50	mA
	*1 Peak forward current	I_{FM}	1	A
	Reverse voltage	V_R	6	V
	Power dissipation	P	70	mW
Output	Collector-emitter voltage	V_{CEO}	35	V
	Emitter-collector voltage	V_{ECO}	6	V
	Collector current	I_C	50	mA
	Collector power dissipation	P_C	150	mW
Total power dissipation		P_{tot}	200	mW
*2 Isolation voltage		V_{iso}	5 000	V_{rms}
Operating temperature		T_{opr}	- 30 to + 100	°C
Storage temperature		T_{stg}	- 55 to + 125	°C
*3 Soldering temperature		T_{sol}	260	°C

*1 Pulse width ≤ 100μs, Duty ratio : 0.001

*2 40 to 60% RH, AC for 1 minute

*3 For 10 seconds

■ Electro-optical Characteristics

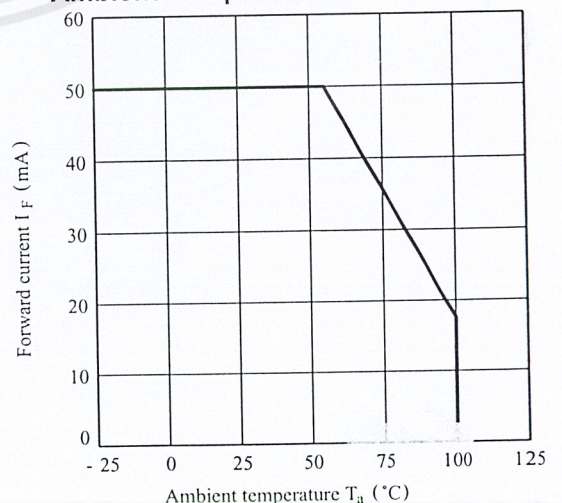
(Ta = 25°C)

Parameter		Symbol	Conditions	MIN.	TYP.	MAX.	Unit	
Input	Forward voltage	V_F	$I_F = 20mA$	-	1.2	1.4	V	
	Peak forward voltage	V_{FM}	$I_{FM} = 0.5A$	-	-	3.0	V	
	Reverse current	I_R	$V_R = 4V$	-	-	10	μA	
	Terminal capacitance	C_t	$V = 0, f = 1kHz$	-	30	250	pF	
Output	Collector dark current	I_{CEO}	$V_{CE} = 20V$	-	-	10^{-7}	A	
Transfer characteristics	*4 Current transfer ratio	CTR	$I_F = 5mA, V_{CE} = 5V$	50	-	600	%	
	Collector-emitter saturation voltage	$V_{CE(sat)}$	$I_F = 20mA, I_C = 1mA$	-	0.1	0.2	V	
	Isolation resistance	R_{iso}	DC500V, 40 to 60% RH	5×10^{10}	10^{11}	-	Ω	
	Floating capacitance	C_f	$V = 0, f = 1MHz$	-	0.6	1.0	pF	
	Response time	Cut-off frequency	f_c	$V_{CE} = 5V, I_C = 2mA, R_L = 100\Omega, -3dB$	-	80	-	kHz
		Rise time	t_r	$V_{CE} = 2V, I_C = 2mA, R_L = 100\Omega$	-	4	18	μs
Fall time	t_f	-	3		18	μs		

*4 Classification table of current transfer ratio is shown below.

Model No.	Rank mark	CTR (%)
PC817A	A	80 to 160
PC817B	B	130 to 260
PC817C	C	200 to 400
PC817D	D	300 to 600
PC8*7AB	A or B	80 to 260
PC8*7BC	B or C	130 to 400
PC8*7CD	C or D	200 to 600
PC8*7AC	A, B or C	80 to 400
PC8*7BD	B, C or D	130 to 600
PC8*7AD	A, B, C or D	80 to 600
PC8*7	A, B, C, D or No mark	50 to 600

Fig. 1 Forward Current vs. Ambient Temperature



* : 1 or 2 or 3 or 4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Fig. 2 Collector Power Dissipation vs. Ambient Temperature

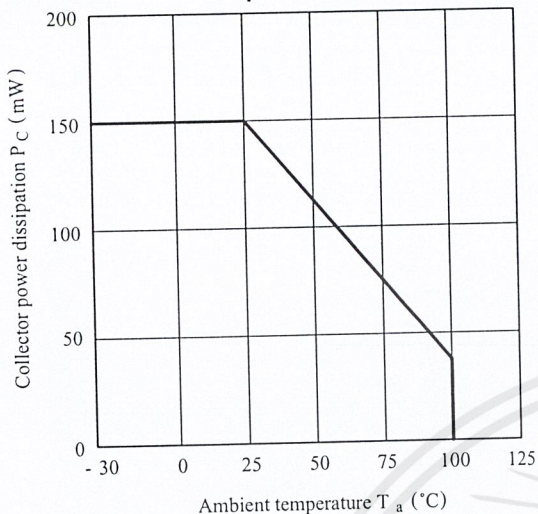


Fig. 3 Peak Forward Current vs. Duty Ratio

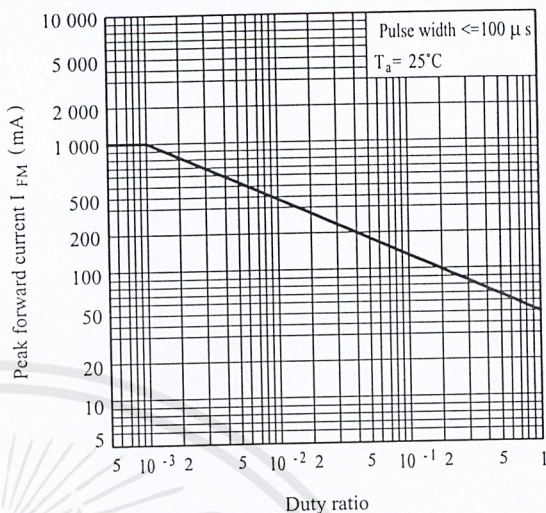


Fig. 4 Current Transfer Ratio vs. Forward Current

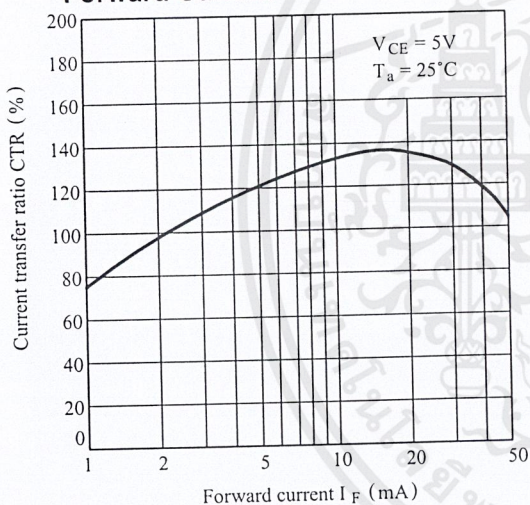


Fig. 5 Forward Current vs. Forward Voltage

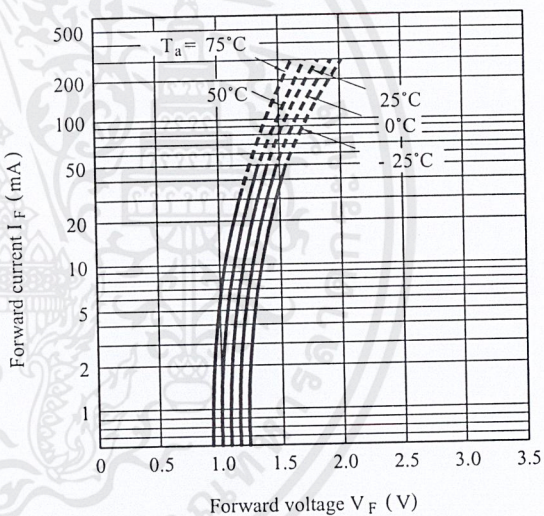


Fig. 6 Collector Current vs. Collector-emitter Voltage

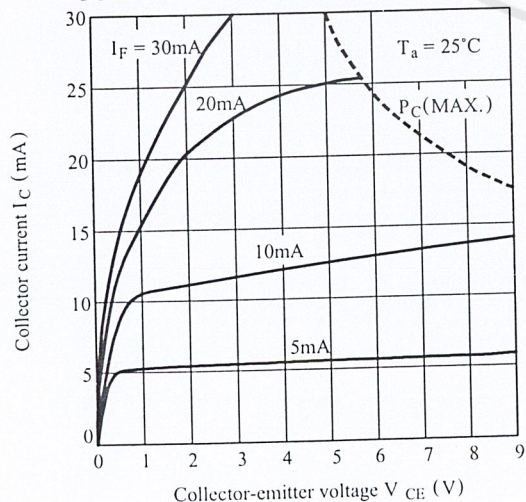


Fig. 7 Relative Current Transfer Ratio vs. Ambient Temperature

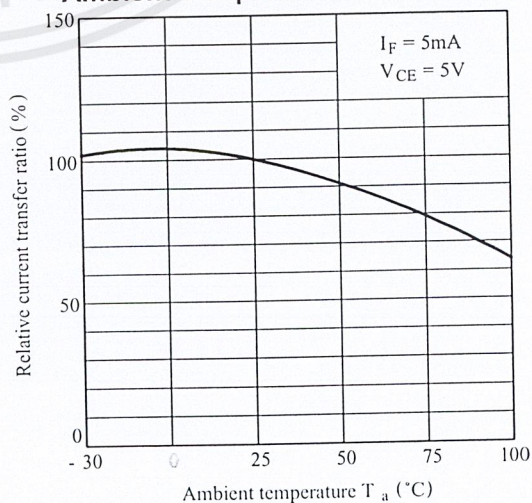


Fig. 8 Collector-emitter Saturation Voltage vs. Ambient Temperature

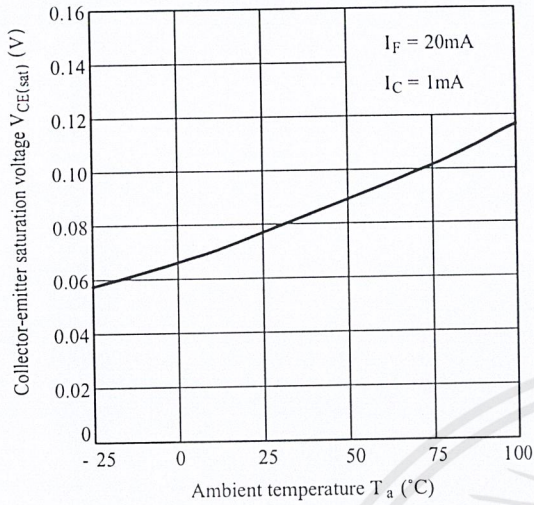


Fig. 9 Collector Dark Current vs. Ambient Temperature

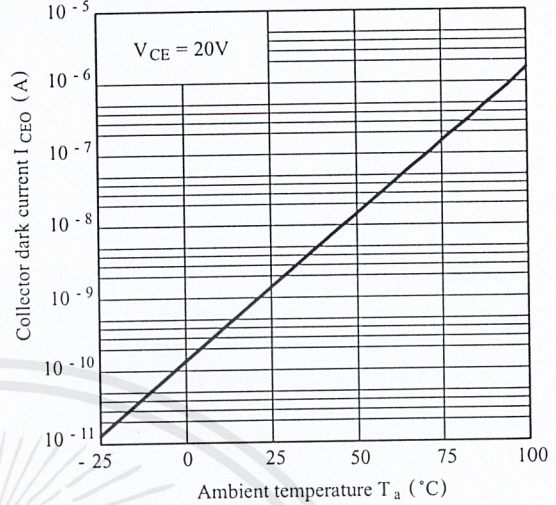


Fig.10 Response Time vs. Load Resistance

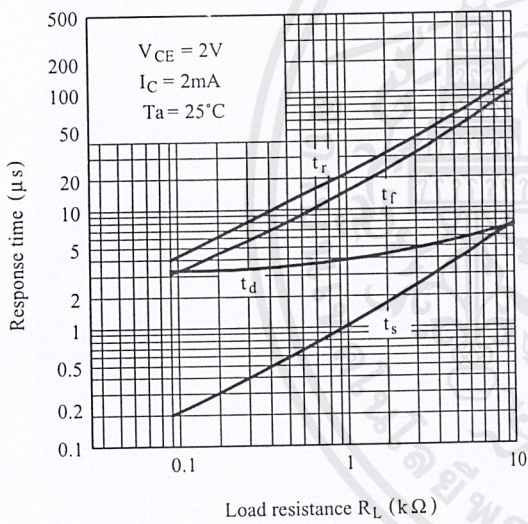
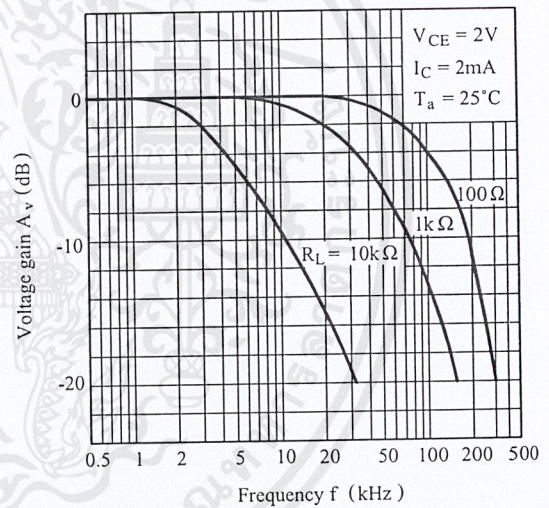
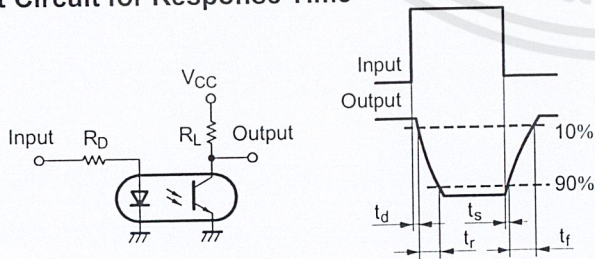


Fig.11 Frequency Response



Test Circuit for Response Time



Test Circuit for Frequency Response

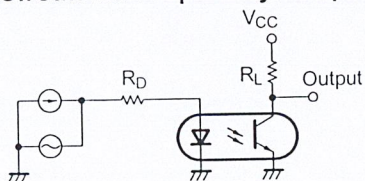
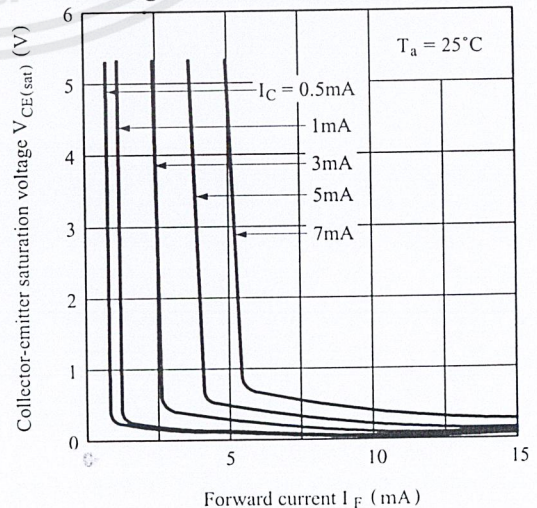


Fig.12 Collector-emitter Saturation Voltage vs. Forward Current



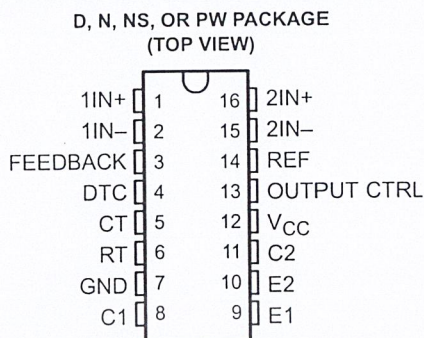
● Please refer to the chapter “Precautions for Use” for the safe use of this product. Do not use this product in environments where the temperature is outside the specified range.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

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



description

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

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

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

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

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

FUNCTION TABLE

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



Please be aware that an important notice concerning availability, standard warranty, and use in critical applications of Texas Instruments semiconductor products and disclaimers thereto appears at the end of this data sheet.

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

 **TEXAS
INSTRUMENTS**

POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

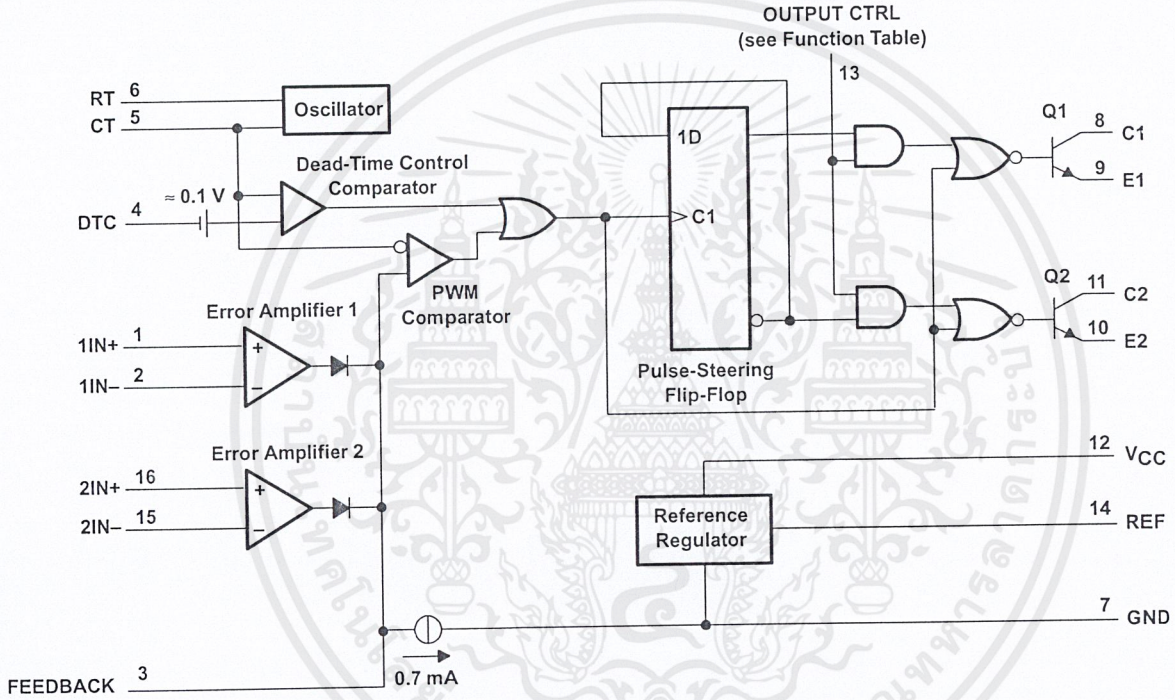
SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

AVAILABLE OPTIONS

T _A	PACKAGED DEVICES				CHIP FORM (Y)
	SMALL OUTLINE (D)	PLASTIC DIP (N)	SMALL OUTLINE (NS)	SHRINK SMALL OUTLINE (PW)	
0°C to 70°C	TL494CD	TL494CN	TL494CNS	TL494CPW	TL494Y
-40°C to 85°C	TL494ID	TL494IN	—	—	—

The D, NS, and PW packages are available taped and reeled. Add the suffix R to device type (e.g., TL494CDR). Chip forms are tested at 25°C.

functional block diagram



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

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

		TL494	UNIT	
Supply voltage, V_{CC} (see Note 1)		41	V	
Amplifier input voltage, V_I		$V_{CC}+0.3$	V	
Collector output voltage, V_O		41	V	
Collector output current, I_O		250	mA	
Package thermal impedance, θ_{JA} (see Notes 2 and 3)	D package	73	°C	
	N package	88		
	NS package	64		
	PW package	108		
Lead temperature 1.6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds		D, N, or PW package	260	°C
Storage temperature range, T_{stg}		-65 to 150		°C

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

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

- Maximum power dissipation is a function of $T_J(\max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\max) - T_A)/\theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can impact reliability.
- The package thermal impedance is calculated in accordance with JESD 51, except for through-hole packages, which use a trace length of zero.

recommended operating conditions

	TL494		UNIT
	MIN	MAX	
Supply voltage, V_{CC}	7	40	V
Amplifier input voltage, V_I	-0.3	$V_{CC}-2$	V
Collector output voltage, V_O	40		V
Collector output current (each transistor)	200		mA
Current into feedback terminal	0.3		mA
Oscillator frequency, f_{osc}	1	300	kHz
Timing capacitor, C_T	0.47	10000	nF
Timing resistor, R_T	1.8	500	k Ω
Operating free-air temperature, T_A	TL494C	0	°C
	TL494I	-40	



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

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

reference section

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

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

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

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

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS†	TL494, TL494I			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Frequency			10		kHz
Standard deviation of frequency¶	All values of V_{CC} , C_T , R_T , and T_A constant		100		Hz/kHz
Frequency change with voltage	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		1		Hz/kHz
Frequency change with temperature#	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$			10	Hz/kHz

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

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

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

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

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

error-amplifier section (see Figure 2)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494I			UNIT
		MIN	TYP‡	MAX	
Input offset voltage	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		2	10	mV
Input offset current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		25	250	nA
Input bias current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		0.2	1	μA
Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$		-0.3 to $V_{CC}-2$		V
Open-loop voltage amplification	$\Delta V_O = 3\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$, $V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$		70	95	dB
Unity-gain bandwidth	$V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2\text{ k}\Omega$		800		kHz
Common-mode rejection ratio	$\Delta V_O = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		65	80	dB
Output sink current (FEEDBACK)	$V_{ID} = -15\text{ mV to }-5\text{ V}$, $V (\text{FEEDBACK}) = 0.7\text{ V}$		0.3	0.7	mA
Output source current (FEEDBACK)	$V_{ID} = 15\text{ mV to }5\text{ V}$, $V (\text{FEEDBACK}) = 3.5\text{ V}$		-2		mA

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



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL494

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

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

reference section

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

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

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

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

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

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

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

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

error-amplifier section (see Figure 2)

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

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



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

TL494

PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

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

output section

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y		UNIT
		MIN	TYP†	
Collector off-state current	$V_{CE} = 40\text{ V}$, $V_{CC} = 40\text{ V}$	2	100	μA
Emitter off-state current	$V_{CC} = V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0$			-100 μA
Collector-emitter saturation voltage	Common emitter $V_E = 0$, $I_C = 200\text{ mA}$	1.1	1.3	V
	Emitter follower $V_{O(C1\text{ or }C2)} = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$	1.5	2.5	
Output control input current	$V_I = V_{ref}$		3.5	mA

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

dead-time control section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y		UNIT
		MIN	TYP†	
Input bias current (DEAD-TIME CTRL)	$V_I = 0$ to 5.25 V	-2	-10	μA
Maximum duty cycle, each output	V_I (DEAD-TIME CTRL) = 0, $C_T = 0.1\text{ }\mu\text{F}$, $R_T = 12\text{ k}\Omega$		45%	
Input threshold voltage (DEAD-TIME CTRL)	Zero duty cycle		3	V
	Maximum duty cycle	0	3.3	

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

PWM comparator section (see Figure 1)

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y		UNIT	
		MIN	TYP†		MAX
Input threshold voltage (FEEDBACK)	Zero duty cycle		4	4.5	V
Input sink current (FEEDBACK)	V (FEEDBACK) = 0.7 V	0.3	0.7	mA	

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

total device

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y		UNIT	
		MIN	TYP†		MAX
Standby supply current	$R_T = V_{ref}$, All other inputs and outputs open	$V_{CC} = 15\text{ V}$	6	10	mA
		$V_{CC} = 40\text{ V}$	9	15	
Average supply current	V_I (DEAD-TIME CTRL) = 2 V , See Figure 1		7.5	mA	

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

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

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494, TL494Y		UNIT
		MIN	TYP†	
Rise time	Common-emitter configuration, See Figure 3	100	200	ns
Fall time		25	100	
Rise time	Emitter-follower configuration, See Figure 4	100	200	ns
Fall time		40	100	

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



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

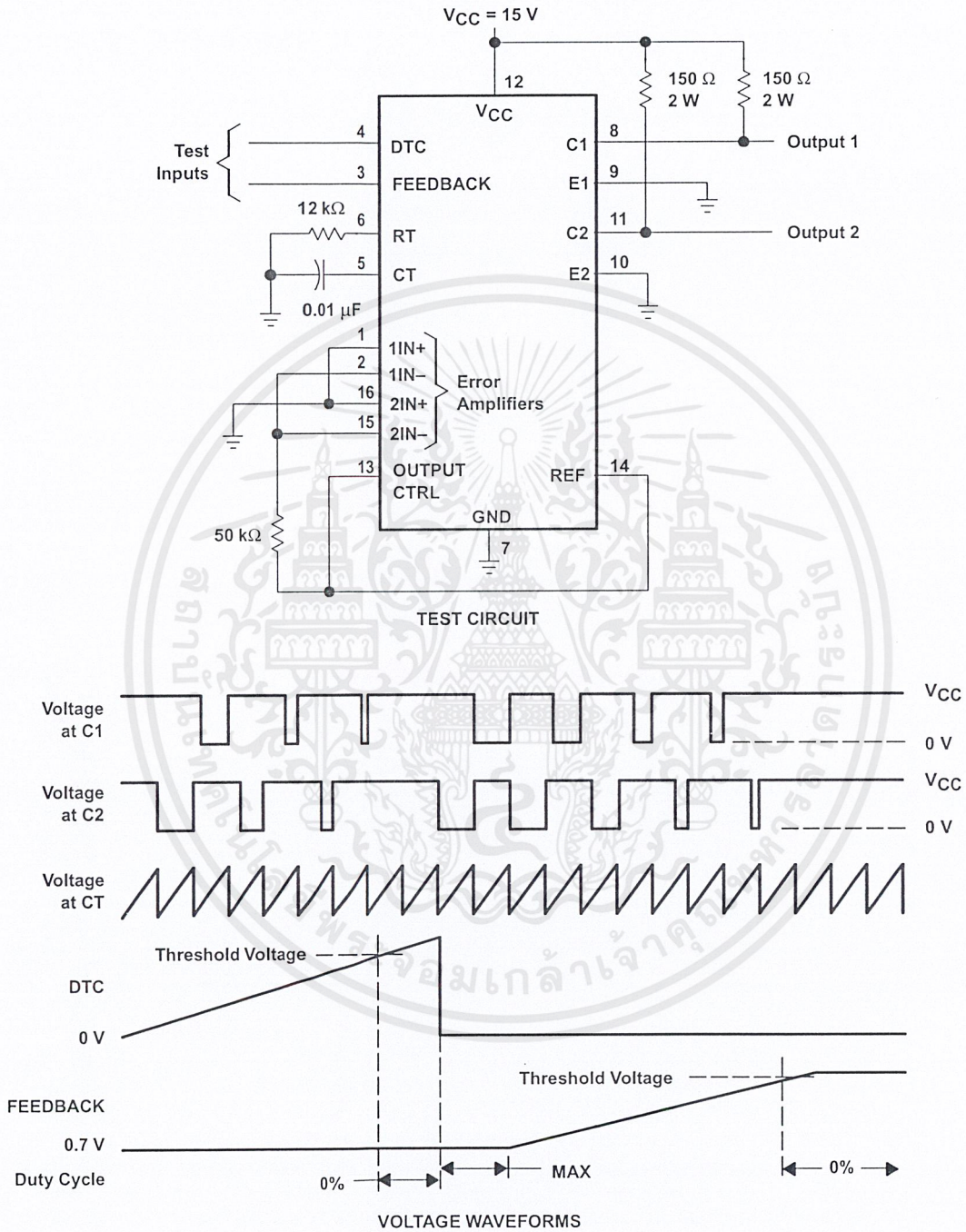


Figure 1. Operational Test Circuit and Waveforms

TL494 PULSE-WIDTH-MODULATION CONTROL CIRCUITS

SLVS074B – JANUARY 1983 – REVISED JULY 1999

PARAMETER MEASUREMENT INFORMATION

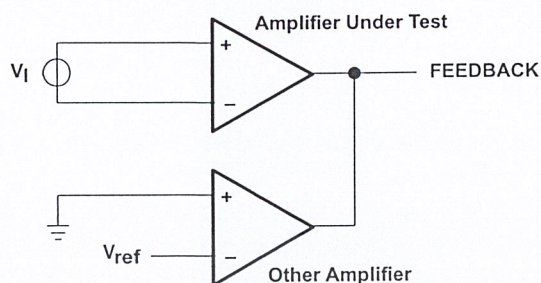
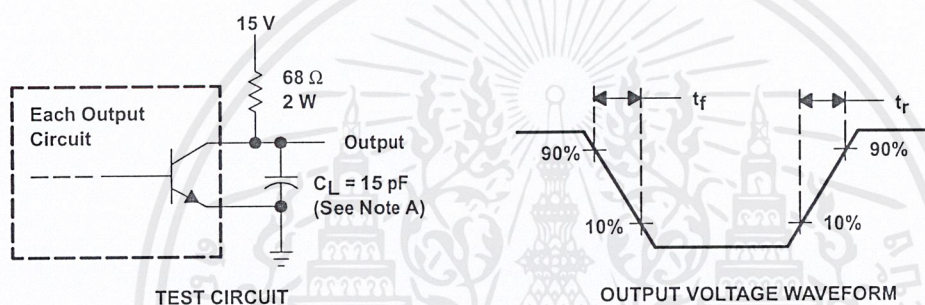
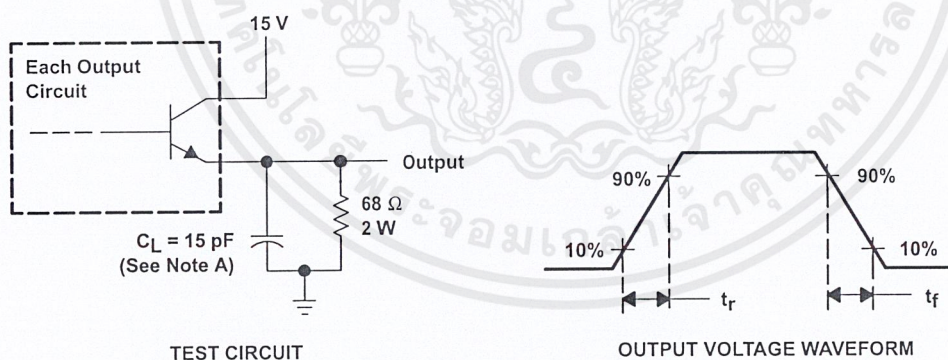


Figure 2. Amplifier Characteristics



NOTE A: C_L includes probe and jig capacitance.

Figure 3. Common-Emitter Configuration



NOTE A: C_L includes probe and jig capacitance.

Figure 4. Emitter-Follower Configuration



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

TYPICAL CHARACTERISTICS

OSCILLATOR FREQUENCY AND
FREQUENCY VARIATION†

vs

TIMING RESISTANCE

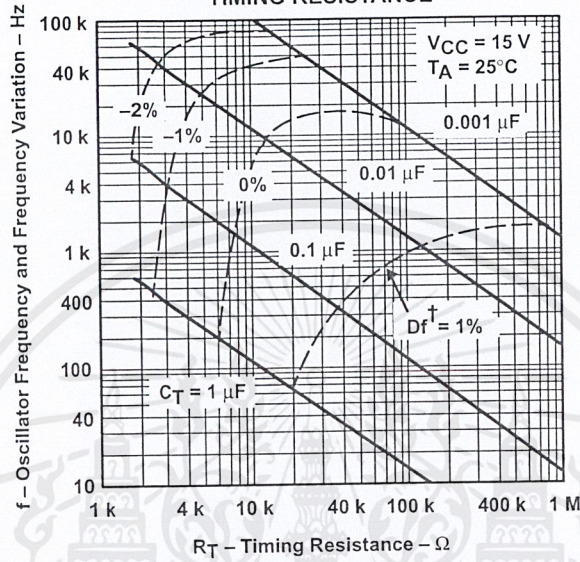


Figure 5

AMPLIFIER VOLTAGE AMPLIFICATION
vs
FREQUENCY

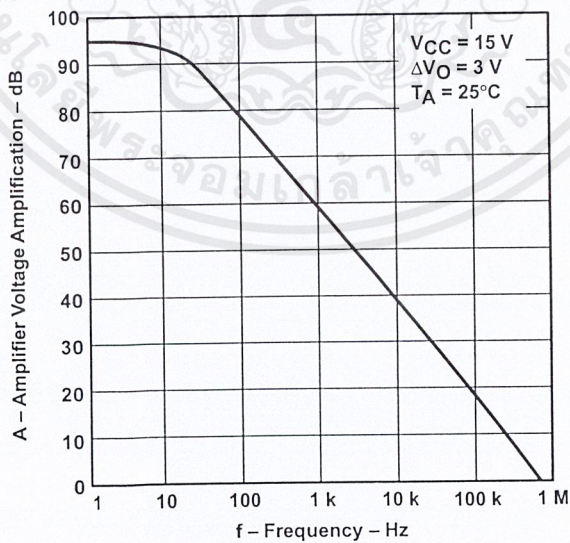


Figure 6



POST OFFICE BOX 655303 • DALLAS, TEXAS 75265

IMPORTANT NOTICE

Texas Instruments and its subsidiaries (TI) reserve the right to make changes to their products or to discontinue any product or service without notice, and advise customers to obtain the latest version of relevant information to verify, before placing orders, that information being relied on is current and complete. All products are sold subject to the terms and conditions of sale supplied at the time of order acknowledgement, including those pertaining to warranty, patent infringement, and limitation of liability.

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

CERTAIN APPLICATIONS USING SEMICONDUCTOR PRODUCTS MAY INVOLVE POTENTIAL RISKS OF DEATH, PERSONAL INJURY, OR SEVERE PROPERTY OR ENVIRONMENTAL DAMAGE ("CRITICAL APPLICATIONS"). TI SEMICONDUCTOR PRODUCTS ARE NOT DESIGNED, AUTHORIZED, OR WARRANTED TO BE SUITABLE FOR USE IN LIFE-SUPPORT DEVICES OR SYSTEMS OR OTHER CRITICAL APPLICATIONS. INCLUSION OF TI PRODUCTS IN SUCH APPLICATIONS IS UNDERSTOOD TO BE FULLY AT THE CUSTOMER'S RISK.

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

TI assumes no liability for applications assistance or customer product design. TI does not warrant or represent that any license, either express or implied, is granted under any patent right, copyright, mask work right, or other intellectual property right of TI covering or relating to any combination, machine, or process in which such semiconductor products or services might be or are used. TI's publication of information regarding any third party's products or services does not constitute TI's approval, warranty or endorsement thereof.

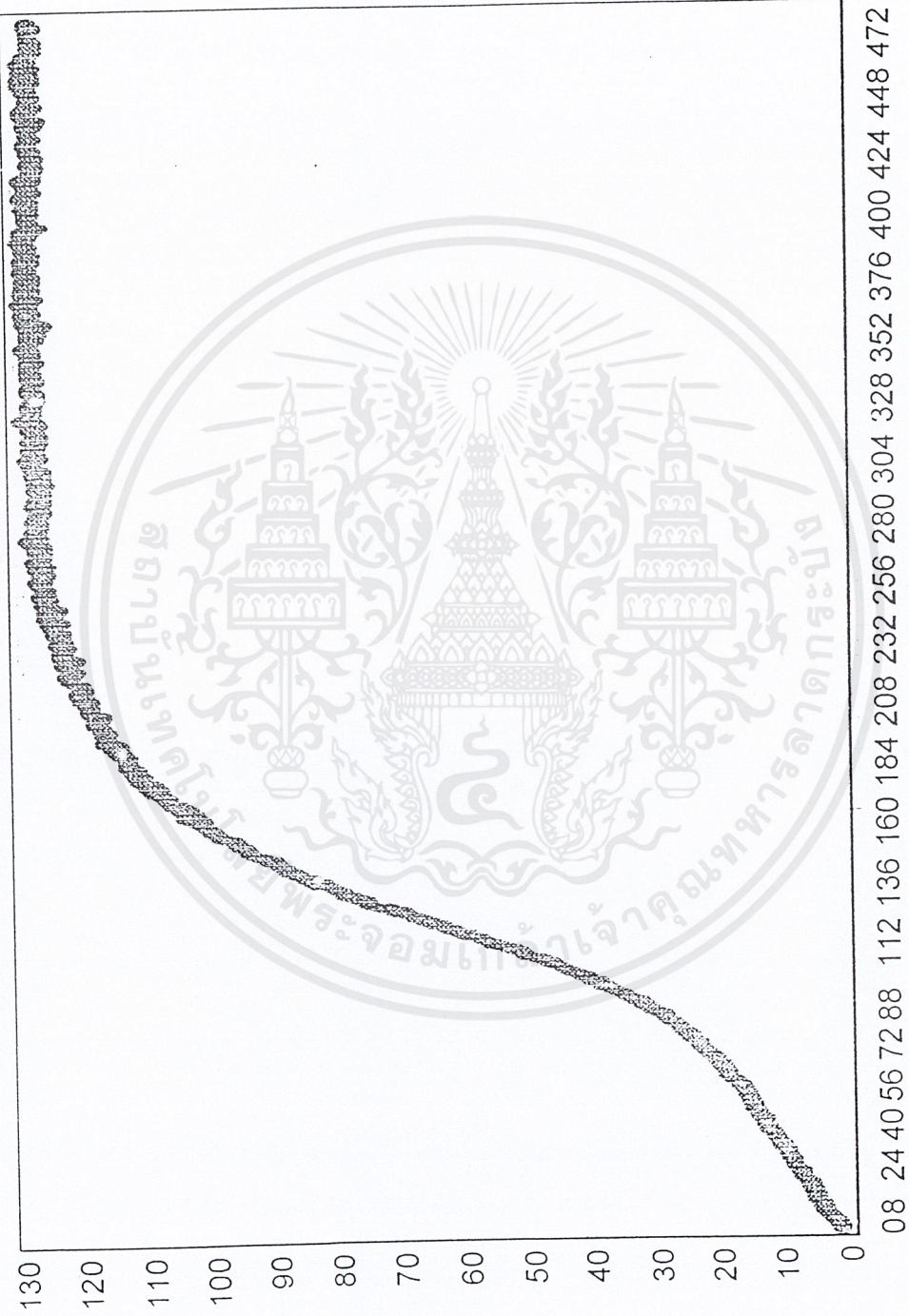
Copyright © 1999, Texas Instruments Incorporated

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Luminous Intensity (cd) vs Time (s)



กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเข้มการส่องสว่างกับเวลาของบัลลาสต์แมกเนติกชนิดที่ 1

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[Lamp]

Description=OSRAM VIALOX 250 Watt HPS
Ballast=T.TRILUXS N 250
Capacitor=-
Igniter=Magnetek
Photometry Date=28/03/2002
Last Used=28/03/2002
Total Lumens=27892.701171875
Stray Lumens=0
Lumens=27892.701171875
BurnCount=0

[Zone Intensities]

Zone0=220.9
Zone1=577.6
Zone2=1114.5
Zone3=1594.7
Zone4=2069.3
Zone5=2460.9
Zone6=2746.4
Zone7=2888.4
Zone8=2977.1
Zone9=2943.0
Zone10=2807.2
Zone11=2598.8
Zone12=2272.8
Zone13=1821.4
Zone14=1287.2
Zone15=665.9
Zone16=72.6
Zone17=25.6

[Zone Lumens]

Zone0=21.1 (21.1, 0.1%, 0.1%)
Zone1=163.7 (184.8, 0.6%, 0.7%)
Zone2=515.9 (700.7, 1.8%, 2.5%)
Zone3=1001.8 (1702.5, 3.6%, 6.1%)
Zone4=1602.5 (3305.0, 5.7%, 11.8%)
Zone5=2207.9 (5512.9, 7.9%, 19.8%)
Zone6=2726.1 (8239.0, 9.8%, 29.5%)
Zone7=3055.7 (11294.7, 11.0%, 40.5%)
Zone8=3248.2 (14542.9, 11.6%, 52.1%)
Zone9=3211.0 (17753.9, 11.5%, 63.7%)
Zone10=2969.7 (20723.6, 10.6%, 74.3%)
Zone11=2579.6 (23303.2, 9.2%, 83.5%)
Zone12=2039.1 (25342.3, 7.3%, 90.9%)
Zone13=1410.6 (26752.8, 5.1%, 95.9%)
Zone14=808.6 (27561.5, 2.9%, 98.8%)

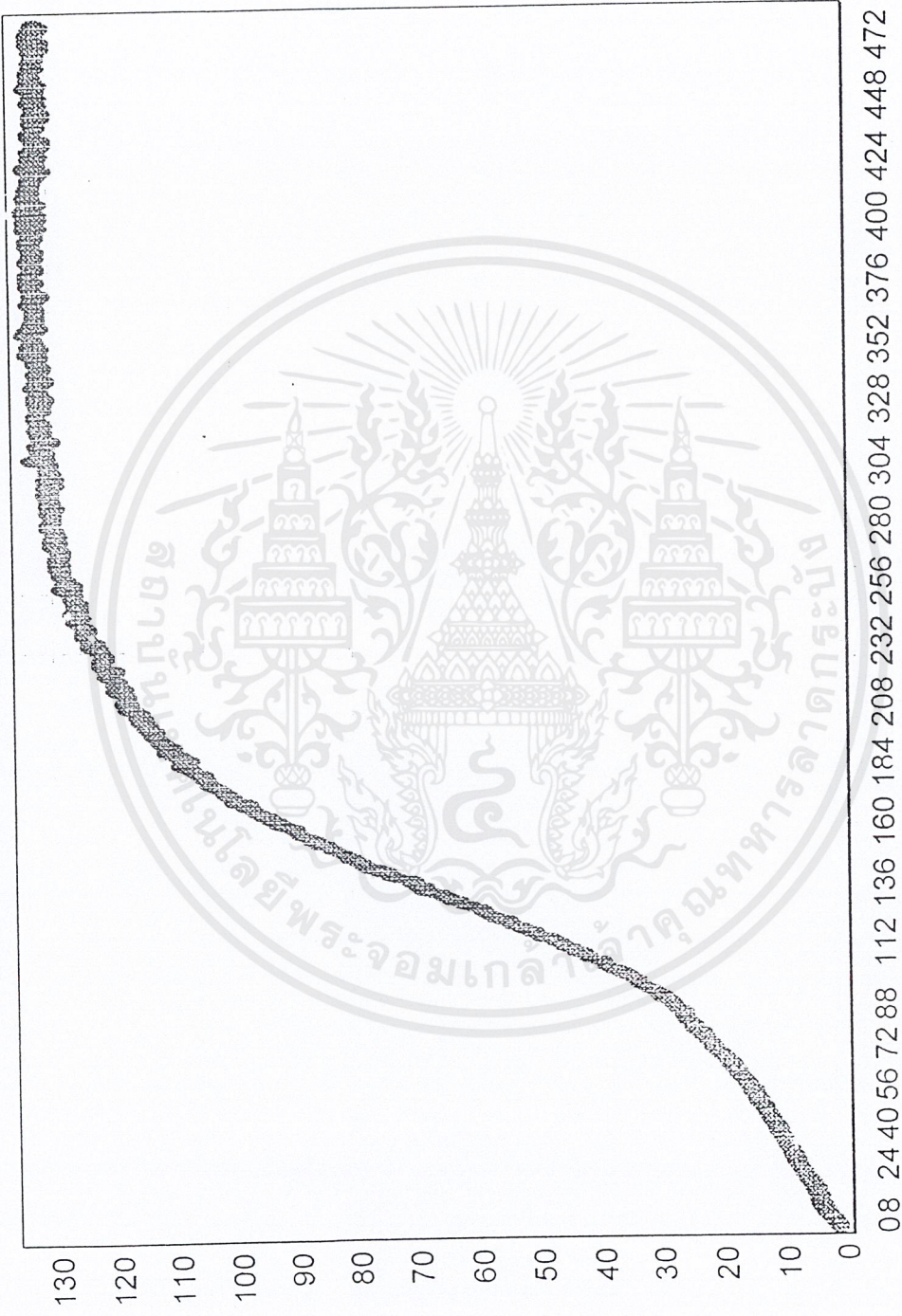
Zone15=308.2 (27869.7, 1.1%, 99.9%)
Zone16=20.6 (27890.3, 0.1%, 100.0%)
Zone17=2.4 (27892.7, 0.0%, 100.0%)

[Electrical]

Mains=Mains Voltage: 220.6 V, Current: 3.125 A, Power: 257.5 W
Lamp=Lamp Voltage: 85.1 V, Current: 3.165 A, Power: 225.0 W



Luminous Intensity (cd) vs Time (s)



กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเข้มการส่องสว่างกับเวลาของบัลลาสต์แมกเนติกชนิดที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[Lamp]

Description=Osram vialox 250 w HPS
Ballast=SYLVANIA OGS 250W
Capacitor=-
Igniter=Magnetek TYPE ZG4,5
Photometry_Date=28/03/2002
Last_Used=28/03/2002
TotalLumens=29355.8671875
StrayLumens=0
Lumens=29355.8671875
BurnCount=0

[ZoneIntensities]

Zone0=232.1
Zone1=606.9
Zone2=1172.6
Zone3=1663.9
Zone4=2169.2
Zone5=2582.8
Zone6=2875.0
Zone7=3053.0
Zone8=3129.3
Zone9=3102.6
Zone10=2969.7
Zone11=2732.7
Zone12=2405.5
Zone13=1910.6
Zone14=1338.9
Zone15=726.3
Zone16=76.7
Zone17=26.5

[ZoneLumens]

Zone0=22.2 (22.2, 0.1%, 0.1%)
Zone1=172.0 (194.2, 0.6%, 0.7%)
Zone2=542.7 (736.9, 1.8%, 2.5%)
Zone3=1045.2 (1782.2, 3.6%, 6.1%)
Zone4=1680.0 (3462.1, 5.7%, 11.8%)
Zone5=2317.2 (5779.3, 7.9%, 19.7%)
Zone6=2853.7 (8633.0, 9.7%, 29.4%)
Zone7=3229.8 (11862.9, 11.0%, 40.4%)
Zone8=3414.2 (15277.1, 11.6%, 52.0%)
Zone9=3385.1 (18662.2, 11.5%, 63.6%)
Zone10=3141.7 (21803.9, 10.7%, 74.3%)
Zone11=2712.6 (24516.5, 9.2%, 83.5%)
Zone12=2158.2 (26674.7, 7.4%, 90.9%)
Zone13=1479.7 (28154.3, 5.0%, 95.9%)
Zone14=841.1 (28995.4, 2.9%, 98.8%)

Zone15=336.2 (29331.6, 1.1%, 99.9%)
Zone16=21.7 (29353.3, 0.1%, 100.0%)
Zone17=2.5 (29355.9, 0.0%, 100.0%)

[Electrical]

Mains=Mains Voltage: 220.6 V, Current: 3.075 A, Power: 267.5 W

Lamp=Lamp Voltage: 89.2 V, Current: 3.125 A, Power: 234.5 W



Luminous Intensity (cd) vs Time (s)



08 24 40 56 72 88 112 136 160 184 208 232 256 280 304 328 352 376 400 424 448 472

กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเข้มการส่องสว่างกับเวลาของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบมีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[Lamp]

Description=Osram VIALOX 250 watt HPS
 Ballast=KMITL Electronic Ballast Prototype I (with Boost)
 Capacitor=-
 Igniter=-
 Photometry_Date=28/03/2002
 Last_Used=28/03/2002
 TotalLumens=42251.5859375
 StrayLumens=0
 Lumens=42251.5859375
 BurnCount=0

[ZoneIntensities]

Zone0=325.5
 Zone1=840.8
 Zone2=1616.6
 Zone3=2311.5
 Zone4=3043.3
 Zone5=3655.5
 Zone6=4141.7
 Zone7=4427.0
 Zone8=4560.3
 Zone9=4521.4
 Zone10=4306.6
 Zone11=3964.5
 Zone12=3445.4
 Zone13=2749.1
 Zone14=1925.6
 Zone15=1045.0
 Zone16=119.1
 Zone17=41.8

[ZoneLumens]

Zone0=31.1 (31.1, 0.1%, 0.1%)
 Zone1=238.3 (269.4, 0.6%, 0.6%)
 Zone2=748.3 (1017.7, 1.8%, 2.4%)
 Zone3=1452.1 (2469.7, 3.4%, 5.8%)
 Zone4=2356.8 (4826.6, 5.6%, 11.4%)
 Zone5=3279.6 (8106.1, 7.8%, 19.2%)
 Zone6=4111.1 (12217.2, 9.7%, 28.9%)
 Zone7=4683.4 (16900.6, 11.1%, 40.0%)
 Zone8=4975.5 (21876.1, 11.8%, 51.8%)
 Zone9=4933.1 (26809.2, 11.7%, 63.5%)
 Zone10=4556.0 (31365.2, 10.8%, 74.2%)
 Zone11=3935.2 (35300.4, 9.3%, 83.5%)
 Zone12=3091.0 (38391.4, 7.3%, 90.9%)
 Zone13=2129.0 (40520.4, 5.0%, 95.9%)
 Zone14=1209.7 (41730.1, 2.9%, 98.8%)

Zone15=483.7 (42213.8, 1.1%, 99.9%)
Zone16=33.8 (42247.6, 0.1%, 100.0%)
Zone17=4.0 (42251.6, 0.0%, 100.0%)

[Electrical]

Mains=Mains Voltage: 222.2 V, Current: 2.170 A, Power: 372.0 W
Lamp=Lamp Voltage: 221.5 V, Current: 2.680 A, Power: 369.0 W



Luminous Intensity (cd) vs Time (s)



กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความเข้มการส่องสว่างกับเวลาของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบไม่มีวงจรแก้ไขค่าตัวประกอบกำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

[Lamp]

Description=Osram VIALOX 250 watt HPS
Ballast=KMITL Electronic Ballast (Adjust Gap of L)
Capacitor=-
Igniter=-
Photometry_Date=28/03/2002
Last_Used=28/03/2002
TotalLumens=27059.53515625
StrayLumens=0
Lumens=27059.53515625
BurnCount=0

[ZoneIntensities]

Zone0=215.5
Zone1=554.9
Zone2=1067.8
Zone3=1524.6
Zone4=1986.7
Zone5=2371.4
Zone6=2655.2
Zone7=2825.8
Zone8=2883.4
Zone9=2849.3
Zone10=2751.1
Zone11=2521.1
Zone12=2218.8
Zone13=1759.8
Zone14=1240.3
Zone15=678.3
Zone16=76.6
Zone17=26.8

[ZoneLumens]

Zone0=20.6 (20.6, 0.1%, 0.1%)
Zone1=157.3 (177.9, 0.6%, 0.7%)
Zone2=494.2 (672.1, 1.8%, 2.5%)
Zone3=957.8 (1629.9, 3.5%, 6.0%)
Zone4=1538.6 (3168.5, 5.7%, 11.7%)
Zone5=2127.6 (5296.0, 7.9%, 19.6%)
Zone6=2635.6 (7931.6, 9.7%, 29.3%)
Zone7=2989.5 (10921.0, 11.0%, 40.4%)
Zone8=3146.0 (14067.0, 11.6%, 52.0%)
Zone9=3108.8 (17175.8, 11.5%, 63.5%)
Zone10=2910.4 (20086.2, 10.8%, 74.2%)
Zone11=2502.5 (22588.7, 9.2%, 83.5%)
Zone12=1990.6 (24579.3, 7.4%, 90.8%)
Zone13=1362.9 (25942.2, 5.0%, 95.9%)
Zone14=779.1 (26721.3, 2.9%, 98.8%)

Zone15=314.0 (27035.3, 1.2%, 99.9%)
Zone16=21.7 (27057.0, 0.1%, 100.0%)
Zone17=2.6 (27059.5, 0.0%, 100.0%)

[Electrical]

Mains=Mains Voltage: 220.5 V, Current: 1.755 A, Power: 240.0 W
Lamp=Lamp Voltage: 220.0 V, Current: 2.090 A, Power: 238.5 W



กิตติกรรมประกาศ

ปริญญานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีเพราะได้รับความอนุเคราะห์ที่ดีมาโดยตลอดจากหน่วยงาน บริษัท และบุคคล ดังรายนามต่อไปนี้

รศ.ศุภี บรรจงจิตร, อ.เชาว์ ชมภูอินไหว, อ.วรกัลป์ ลี้มเจริญ อาจารย์ที่ปรึกษาที่ทำให้คำแนะนำที่ดีในการออกแบบ, การทดลอง ตลอดจนอำนวยความสะดวกด้านอุปกรณ์ในการทดลอง และติดต่อกับองค์กรภายนอก รวมถึงพาไปรับประทานอาหารโดยตลอด

ดร. วีระเชษฐุ์ ชันเงิน อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่ให้คำปรึกษาด้านการออกแบบและให้ความอนุเคราะห์ EMI Filter เพื่อนำมาใช้ในการทดลอง

คุณศุภชัย สายพิมพ์ Head of Engineering Department KV Electronic Assembly Co.,Ltd. ที่ได้อำนวยความสะดวกและอนุเคราะห์ในเรื่องตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงแกนเฟอร์ไรต์

บริษัท WE-EF Lighting Co.,Ltd. ที่ให้ความอนุเคราะห์โคมและหลอดโซเดียมความดันสูงเพื่อใช้ในการทดลอง

บริษัท เสดต้า อิเล็กทรอนิกส์ (ประเทศไทย) จำกัด มหาชน ที่ให้ความอนุเคราะห์ EMI Filter เพื่อนำมาใช้ในการทดลอง

ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ ที่ได้อำนวยความสะดวกในเรื่องเครื่องมือวัดค่าความเหนี่ยวนำ และทำแผ่นวงจรพิมพ์ในห้องปฏิบัติการแผ่นวงจรพิมพ์

ขอขอบคุณเจ้าหน้าที่ Store ที่ได้อำนวยความสะดวกในเรื่องเครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทำการทดลอง

ขอขอบคุณ บิดา – มารดาที่ได้ให้กำเนิดมาและให้เงินในการศึกษาและทำการทดลองในครั้งนี้ รวมทั้งกำลังใจและที่พึ่งทางใจตลอดกาลของพวกเขา

ขอขอบคุณเพื่อนๆ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าที่ให้ความช่วยเหลือ และให้กำลังใจตลอดมา ทำให้เข้าใจในคำว่า “เพื่อน”

ขอบใจ “น้องจอย น้องชิง น้องตูน น้องวิ และน้องๆ ห้อง 5 ทุกๆ คน” ที่คอยมาช่วยกวน ให้กำลังใจ และผ่านมาทักทายตลอดการทำโครงการ

ขอขอบพระคุณเป็นอย่างยิ่ง

คณะผู้จัดทำ

เอกสารอ้างอิง

- [1] Wang Wei, Zhang Weiqiang, Gao Guoan and Xu Dianguo, “A study of an electronic ballast for high pressure sodium lamp”, *IEEE Transaction and Industrial Electronics.*, vol.53, No.4, August 2000.
- [2] ปริชญานิพนธ์, “บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดแอกทีฟ”, ปีการศึกษา 2543.
- [3] สมาคมไฟฟ้าแสงสว่างแห่งประเทศไทย, “บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์กับการประหยัดพลังงาน”, สัมมนาELENEX 5 มีนาคม 2542.
- [4] Ned Mohan, Tore M. Undeland and William P. Robbins, “Power Elecyronics Converters, Applications and Design” Second Edition, John Willey & Sons, Inc.
- [5] ศุทธิ์ บรรจงจิตร, “วิศวกรรมการส่องสว่าง”, บริษัท ซีเอ็ดยูเคชั่น จำกัด, 2538.
- [6] Richard Lee Ozenbaugh, “EMI Filter Design”, New York, Marcel Dekker, 1996.
- [7] วีระเชษฐ์ ชันเงิน, “เอกสารประกอบการสอน EMI Filter”, ปีการศึกษา 2544.