

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การศึกษาและออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรีด้วยคอมพิวเตอร์  
STUDY AND DESIGN OF DIMMING ELECTRONICS BALLAST BY  
COMPUTER



ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม  
ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ปีการศึกษา 2546

รเลขหมู่.....  
เลขทะเบียน 55064  
วัน,เดือน,ปี 7 เม.ย. 2546

b.....  
.....

เอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
อื่น ๆ ใด ๆ ได้ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**STUDY AND DESIGN OF DIMMING ELECTRONICS BALLAST BY  
COMPUTER**



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

**2003**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองปริญญาานิพนธ์

หัวข้อปริญญาานิพนธ์ การศึกษาและออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่ด้วยคอมพิวเตอร์  
STUDY AND DESIGN OF DIMMING ELECTRONICS BALLAST BY  
COMPUTER

นักศึกษาคำสั่งทำ นายกรภช สุขวัฒนกุล รหัสประจำตัว 44015461  
นายสาโรจน์ เทียมวัง รหัสประจำตัว 44015488  
นายสุทธิสาร บำรุงสุข รหัสประจำตัว 44015490

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต  
สาขาวิชา วิศวกรรมการวัดคุม  
ปีการศึกษา 2546

อาจารย์ผู้ควบคุมปริญญาานิพนธ์		ลายมือชื่อ
รศ.สุพรรณ	กุลพาณิชย์	
รศ.วิริยะ	กองรัตน์	

วัน/เดือน/ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 23 มีนาคม 2547  
สถานที่สอบ ณ ห้องสอบปริญญาานิพนธ์ ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม

ภาควิชารับรองแล้ว



(รศ.ประสิทธิ์ จุลเสรีวงศ์)

หัวหน้าภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อปริญญานิพนธ์      การศึกษาและออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่ด้วยคอมพิวเตอร์  
STUDY AND DESIGN OF DIMMING ELECTRONICS BALLAST  
BY COMPUTER

นักศึกษาผู้จัดทำ      นายกรกช      สุขวัฒนกุล  
                                 นายสาโรจน์      เทียมวัง  
                                 นายสุทธิสาร      บำรุงสุข  
อาจารย์ที่ปรึกษา      รศ.สุพรรณ      กุลพาณิชย์  
                                 รศ.วิริยะ      กองรัตน์

ปีการศึกษา      2546

### บทคัดย่อ

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ได้รับการพัฒนาและมีการใช้งานมากขึ้น เพราะมีสมรรถนะที่สูงกว่าบัลลาสต์แบบแกนเหล็กหลายประการ เช่น มีกำลังสูญเสียต่ำ จุดหลอดติดทันที มีน้ำหนักเบา และรับแรงดันที่แปรเปลี่ยนได้สูงกว่า โดยมีช่วงการทำงานที่ความถี่สูงประมาณ 25 - 60 KHz ดังนั้นโปรเจกต์นี้ จึงได้เสนอแนวความคิดที่จะออกแบบสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถควบคุมการหรี่แสงของหลอดฟลูออเรสเซนต์ โดยการควบคุมการเปลี่ยนแปลงความถี่ในการสวิทช์ของวงจรฮาร์ฟบริดจ์ อีกทั้งยังเป็นการประหยัดพลังงานในการใช้แสงไฟ ในบริเวณที่ต้องการใช้แสงไฟน้อยๆ

โดยวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสงนี้ สามารถควบคุมการทำงานด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ลักษณะเด่นของบัลลาสต์นี้คือ สามารถติดต่อกับและควบคุมการหรี่แสงโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 เบอร์ AT89C51 เป็นอุปกรณ์ติดต่อระหว่างคอมพิวเตอร์กับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสง เพื่อสามารถที่จะควบคุมการปรับความเข้มการส่องสว่างได้ตามต้องการ

**Thesis Title** Study And Design Of Dimming Electronics Ballast By Computer  
**Authors** Mr. Korrakot Sukwattanakul  
Mr. Saroth Teamwang  
Mr. Suttisan Bumrungsuk  
**Thesis Advisor** Assoc.Prof. Suphan Gulpanich  
Assoc.Prof. Viriya Kongratana  
**Year** 2003

### ABSTRACT

Electronics ballast for fluorescent lamp have been developed and used significantly because they have higher performances than iron core type ballast such as low loss, instant ignition, light weight and ride through capability of higher voltage variations. The fluorescent lamps are operated at high frequency range 25 –60 kHz. In this project. The idea build the dimmer light of ballast electronics. It can control light of fluorescent lamp. Which is produced by a high frequency switching circuit. Ballast electronics is to save energy.

This dimming electronics ballast circuit is controlled by microcontroller (MCS-51). This microcontroller connected between the electronics ballast and computer. For control light of fluorescent lamp

# กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงได้ด้วยดีเพราะได้รับความเมตตาจาก รองศาสตราจารย์ สุพรรณ กุลพาณิชย์ และ รองศาสตราจารย์วิริยะ กองรัตน์ ที่ได้ให้คำแนะนำแก่ผู้วิจัยตลอดมา อีกทั้งยังเอื้อเฟื้ออุปกรณ์และเครื่องมือต่างๆในการทำปริญญาานิพนธ์นี้ผู้วิจัยรู้สึกซาบซึ้งและขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างยิ่ง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุมทุกท่าน ที่ได้ให้คำแนะนำอันเป็นประโยชน์ต่อการทำปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้

และที่ลืมเสียมิได้คือ ขอกราบขอบพระคุณคุณแม่ อันเป็นที่รักยิ่ง ที่สนับสนุนและเป็นแรงบัลดาลใจในการทำปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ ผู้วิจัยขอบแต่ผู้มีพระคุณทุกท่าน



คณะผู้จัดทำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญตาราง	VIII
สารบัญรูป	IX

บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและเหตุจูงใจของการวิจัย	1
1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์	2
1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์	2
1.4 ขั้นตอนการศึกษา	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและหลักการ	4
2.1 หลอดฟลูออเรสเซนต์ (Fluorescent Lamp)	4
2.1.1 โครงสร้างของหลอดฟลูออเรสเซนต์ มีลักษณะดังนี้	4
2.1.2 หลักการทำงานเบื้องต้น (Principle Operation)	5
2.1.3 ชนิดของหลอดฟลูออเรสเซนต์	7
2.1.4 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของหลอดฟลูออเรสเซนต์ (Electrical Characteristic of Fluorescent lamp)	9
2.1.5 อายุการใช้งานของหลอด	13
2.1.6 ประสิทธิภาพในการให้แสงสว่างของหลอดฟลูออเรสเซนต์	15
2.1.7 การใช้งานหลอดฟลูออเรสเซนต์กับบัลลาสต์แบบขดลวดแกนเหล็ก (Fluorescent Lamp Working With Magnetic Ballast)	15
2.2 บัลลาสต์แมกเนติก	17
2.2.1 โครงสร้างของบัลลาสต์แมกเนติก	17
2.2.2 หน้าที่ของบัลลาสต์แมกเนติก	18

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการ IV เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.3 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Ballast)	19
2.3.1 หลักการของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	20
2.4 โครงสร้างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ (Construction of Electronic Ballast)	22
2.4.1 วงจรลดสัญญาณรบกวน Radio Frequency Interference (RFI) Input Filter	22
2.4.2 วงจรเรียงกระแส (Rectifier circuit)	23
2.4.3 วงจรค่านัดสัญญาณพัลส์ (Pulse Width Modulation)	23
2.4.4 วงจรอินเวอร์เตอร์	26
2.4.5 Half Bridge Inverter	27
2.4.6 วงจรรีโซแนนท์	27
2.5 ข้อควรคำนึงในการออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	29
2.5.1 ตัวประกอบกำลัง (Input Power Factor: PF)	29
2.5.2 ความผิดเพี้ยนของแรงดัน (Line Harmonic Distortion)	30
2.5.3 ความผิดเพี้ยนของกระแส (Input Current Harmonics)	30
2.5.4 การกระเพื่อมของแรงดันดีซี (DC Link Voltage Ripple)	32
2.5.5 อุปกรณ์ป้องกันแรงดันเกินชั่วขณะ (Line Transient Protection)	32
2.5.6 การรบกวนทางสนามแม่เหล็ก (Radio Frequency Interference)	32
2.5.7 แรงดันจุดหลอด	33
2.5.8 การกระพริบของหลอด (Flicker)	33
2.5.9 รูปลักษณะของกระแสหลอด (Lamp Current Waveshape)	33
2.5.10 การเลือกความถี่ในการทำงานของหลอดดิสชาร์จ	33
2.6 เกณฑ์การเลือกใช้วาริสเตอร์ป้องกันแรงดันเกิน	34
2.6.1 เลือกพิทการทนแรงดัน (Maximum Operating Voltage)	34
2.6.2 พิจารณาถึงคุณสมบัติของการใช้วาริสเตอร์	35
2.6.3 พิจารณาตรวจสอบแรงดันเกิน	36
2.7 การควบคุมการทำงานของวงจร Active Power Factor Correction	36
2.7.1 การควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.7.2 การควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ มีความต่อเนื่อง โดยมีค่าต่ำสุดเท่ากับศูนย์	39
2.8 การควบคุมการทำงานของวงจร AC-DC Boost Converter ด้วยไอซี MC33262P	39
2.8.1 การควบคุมค่าขดของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ	40
2.8.2 การควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ให้มีค่าเป็นศูนย์พอดีเมื่อสิ้นสุดคาบ เวลาสวิตช์	41
2.9 ส่วนควบคุมการหรี่ไฟ (Dimmable Control)	42
2.9.1 DC Link Voltage Control	42
2.9.2 Duty Cycle Control	43
2.9.3 Switching Frequency Control	44
2.10 ไมโครคอนโทรลเลอร์	45
2.10.1 ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51	45
บทที่ 3 การออกแบบ การสร้าง และการทำงาน	49
3.1 การออกแบบวงจร	49
3.2 ส่วนของตัวนำคลื่นอิเล็กทรอนิกส์	51
3.2.1 วงจรลดสัญญาณรบกวน Radio Frequency Interference (RFI) และ วงจร EMI	51
3.2.2 วงจร เรียงกระแส (Rectifier circuit)	52
3.2.3 การออกแบบวงจร Power Factor Correction	52
3.2.4 การออกแบบวงจรควบคุม AC-DC Boost Converter	57
3.2.5 การออกแบบวงจรสร้างสัญญาณพัลส์ความถี่สูงขับสวิตช์ ของวงจรฮาร์ฟบริดจ์ อินเวอร์เตอร์ และวงจรเปลี่ยนแปลง ความถี่ขับสวิตช์เพื่อการหรี่แสง	60
3.2.6 การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์	61
3.2.7 การออกแบบวงจร High Frequency Filter Circuit (High Frequency Resonant)	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
3.3 ส่วนการเปลี่ยนแปลงความถี่การสวิตช์ด้วยคอมพิวเตอรื	64
3.3.1 โปรแกรมควบคุมแสงสว่างทางหน้าจคอมพิวเตอรื	64
3.3.2 การออกแบบวงจรการสื่อสารระหว่างคอมพิวเตอรื กับไมโครคอนโทรลเลอร์	65
3.3.3 การออกแบบวงจรควบคุมการเปลี่ยนแปลงความถี่ในการสวิตช์	65
3.3.4 วงจรการเปลี่ยนแปลงสัญญาณ ดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก	66
<b>บทที่ 4 ผลการทดลองและการวิเคราะห์</b>	<b>70</b>
4.1 ผลการทดลอง	70
4.1.1 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองและวัดผล	70
4.1.2 รูปแสดงการต่อวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสง จากคอมพิวเตอรื และวัดสัญญาณแรงดัน กระแส และความเข้มแสง	70
4.1.3 ลักษณะของรูปสัญญาณของวงจร	71
4.1.4 ผลการทดลองเมื่อวัดค่าต่างๆทางด้านเอาต์พุต	76
4.2 การวิเคราะห์ผลการทดลอง	77
4.2.1 เมื่อพิจารณาทางด้านเอาต์พุต เปรียบเทียบกับความถี่ในการสวิตช์	77
<b>บทที่ 5 บทสรุป ปัญหา แนวทางแก้ไข และพัฒนา</b>	<b>80</b>
5.1 บทสรุป	80
5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไขปัญหา	80
5.3 แนวทางในการพัฒนา	81
<b>บรรณานุกรม</b>	<b>82</b>
<b>ภาคผนวก</b>	<b>83</b>
ภาคผนวก ก วงจรและลายวงจรพิมพ์	84
ภาคผนวก ข แผนผังการทำงานและโปรแกรม	91
ภาคผนวก ค แสดงรายละเอียด Data Sheet ของไอซีที่ใช้ในโครงการ	98

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่

หน้า

4.1 แสดงผลการทดลองเมื่อวัดค่าต่างๆทางด้านเอาท์พุท

76



# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงโครงสร้างของหลอดฟลูออเรสเซนต์	4
2.2 แสดงหลักการทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์	6
2.3 แสดงวงจรขับหลอดฟลูออเรสเซนต์แบบชนิดอุ่นไส้	7
2.4 แสดงวงจรขับหลอดฟลูออเรสเซนต์ชนิดติดทันที	8
2.5 แสดงวงจรขับหลอดฟลูออเรสเซนต์แบบชนิดติดเร็ว	8
2.6 แสดงคุณสมบัติด้านไฟตรงของแรงดันคร่อมหลอดกับ กระแสผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์	10
2.7 แสดงวงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ในช่วงก่อนหลอด และขณะจุดหลอด	10
2.8 แสดงคุณสมบัติ V-I ของหลอดฟลูออเรสเซนต์เมื่อเปลี่ยนความถี่การทำงาน	11
2.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคร่อมหลอด และกระแสผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์	12
2.10 แสดงแบบจำลองของหลอดฟลูออเรสเซนต์ขณะทำงานปกติ	13
2.11 แสดงการเปรียบเทียบฟลักซ์การส่องสว่างของหลอดชนิดต่างๆ	14
2.12 แสดงผลของความถี่ในการสตาร์ทต่ออายุการใช้งาน ของหลอดฟลูออเรสเซนต์	14
2.13 แสดงลักษณะการต่อหลอดฟลูออเรสเซนต์ใช้งานร่วมกับบัลลาสต์แกนเหล็ก และสตาร์ทเตอร์	16
2.14 แสดงลักษณะของบัลลาสต์แมกเนติก	17
2.15 แสดงวงจรหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ใช้บัลลาสต์แมกเนติก	18
2.16 แสดงการเพิ่มขึ้นของแสงสว่างกับความถี่ของกระแสผ่านหลอด	21
2.17 แสดงโครงสร้างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	22
2.18 แสดงวงจร RFI Filter Circuit	23
2.19 วงจรกระแสแบบบริดจ์เรกติไฟเออร์	23
2.20 แสดงลักษณะรูปร่างและการจัดขาของ IR2151	24
2.21 แสดงบล็อกลายวงจรภายในของ IR2151	25
2.22 แสดงพื้นฐานวงจรประยุกต์ใช้งานเบื้องต้น	26
2.23 แสดงวงจร Series load resonant converter	28

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.24 แสดงวงจร Parallel load resonant converter	28
2.25 แสดงวงจร Hybrid-resonant converter	29
2.26 แสดงวงจร Input Filter With Protections	33
2.27 แสดงวงจรแปลงไฟสลับเป็นไฟตรงที่มีการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง	37
2.28 แสดงบล็อกควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจร AC-DC Boost Converter	37
2.29 แสดงการควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำให้ต่อเนื่องโดยค่าต่ำสุด ในแต่ละคาบเวลาสวิตช์มากกว่าศูนย์	38
2.30 แสดงการควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบมีค่าเป็นศูนย์พอดี เมื่อสิ้นสุดคาบเวลาสวิตช์	39
2.31 แสดงการควบคุมค่ายอดของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ให้เป็นรูปคลื่นซายน์	40
2.32 แสดงวงจรควบคุมให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าเป็นศูนย์ เมื่อสิ้นสุดคาบเวลาสวิตช์	41
2.33 แสดงลักษณะของสัญญาณ $i_L$ $V_L$ และ $V_a$	42
2.34 แสดงวงจร Duty Cycle Control	43
2.35 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้ากับความถี่ในการ Switching	44
2.36 แสดงโครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์	46
2.37 แสดงสถาปัตยกรรมภายในของ MCS-51	48
3.1 แผนผังการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรีแสง ด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์	49
3.2 แสดงวงจรลดสัญญาณรบกวน Radio Frequency Interference (RFI) และ วงจร EMI	50
3.3 แสดงวงจรเรียงกระแส	51
3.4 แสดงวงจร Power Factor Correction หรือวงจร AC – DC Boost Converter	52
3.5 แสดงวงจร RFI Filter and Active Power Factor Correction	59
3.6 แสดงวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์ความถี่สูงและการวงจรเปลี่ยนความถี่	61
3.7 แสดงวงจรฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ความถี่สูง	62
3.8 แสดงวงจร High Frequency Filter Circuit	62

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9 แสดงวงจรการสื่อสารผ่านพอร์ตอนุกรม RS-232	64
3.10 แสดงวงจรควบคุมการเปลี่ยนแปลงความถี่ในการสวิตช์	65
3.11 แสดงถึงการเปลี่ยนแปลงสัญญาณ Digital	66
3.12 แสดงวงจรวงจรที่ใช้แปลงค่า Digital ให้เป็น Analog	67
3.13 แสดงวงจรเปลี่ยนแปลงความถี่การสวิตช์	67
3.14 แสดงวงจรเปลี่ยนแปลงความถี่การสวิตช์	69
4.1 แสดงการต่อวัดคุณลักษณะทางไฟฟ้า	70
4.2 แสดงสัญญาณทางด้านอินพุท	71
4.3 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจร Rectifier	71
4.4 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรแก้เพาเวอร์แฟกเตอร์	72
4.5 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรฮาร์โมนิกอินเวอร์เตอร์	72
4.6 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรฮาร์โมนิกอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 22.72 KHz	73
4.7 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรฮาร์โมนิกอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 31.25 KHz	73
4.8 แสดงสัญญาณเอาต์พุทของวงจรฮาร์โมนิกอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่ 41.67 KHz	74
4.9 แสดงสัญญาณเอาต์พุทความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 21.7 KHz	74
4.10 แสดงสัญญาณเอาต์พุทความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 24.39 KHz	75
4.11 แสดงสัญญาณเอาต์พุทความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 25 KHz	75
4.12 กราฟแสดงค่าแรงดันเอาต์พุทเปรียบเทียบกับความถี่การสวิตช์ที่เปลี่ยนไป	77
4.13 กราฟแสดงค่ากระแสเอาต์พุทเปรียบเทียบกับความถี่การสวิตช์ที่เปลี่ยนไป	78
4.14 กราฟแสดงค่าความสว่างของหลอดเปรียบเทียบกับความถี่การสวิตช์ที่เปลี่ยนไป	79

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและเหตุจูงใจของการวิจัย

พัฒนาทางวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยี ทำให้มนุษย์มีเครื่องอำนวยความสะดวกใช้มากมาย แต่ขณะเดียวกัน ก็ทำให้ทรัพยากรของโลกห่วยหรือลดลง ทรัพยากรที่สำคัญที่สุดอันหนึ่งที่เป็นสิ่งอำนวยความสะดวกของเราก็คือ พลังงาน อุปกรณ์ให้แสงสว่างที่มีใช้กันทั่วไปก็เป็นอีกสิ่งหนึ่งที่ได้รับการพัฒนาต่อมาเรื่อยๆ ดังนั้นการใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ จึงเป็นอีกทางเลือกหนึ่งที่จะช่วยประหยัดพลังงานได้ จึงได้มีแนวความคิดที่จะสร้างชุดควบคุมบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ให้สามารถลดระดับความเข้มแสงได้ตามต้องการ

เมื่อการประหยัดพลังงานหมายถึง การลดต้นทุนที่สามารถเอาชนะคู่แข่งได้ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ จึงเข้ามามีบทบาทเป็นอย่างมากในการถูกเลือกให้เป็นหนึ่งในบรรดาอุปกรณ์ประหยัดพลังงานเพราะนอกเหนือจากการประหยัดพลังงานได้ถึง 30 %

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานในการหรี่หลอดฟลูออเรสเซนต์ (Dimming) และการอุ่นไส้หลอด (Preheating) การหรี่หลอดฟลูออเรสเซนต์ก็เพื่อการประหยัดพลังงาน เช่น ในอาคารหนึ่งๆ ความต้องการความสว่างของแต่ละห้องไม่เท่ากัน เช่น ห้องทำงาน ต้องการแสงสว่างมากกว่าแสงสว่างบริเวณทางเดิน หรือไฟถนนต้องการแสงสว่างสูงเมื่อฝนตก และการหรี่หลอดฟลูออเรสเซนต์ยังช่วยประหยัดพลังงานในส่วนที่เกินความจำเป็นในการใช้งานด้วย การหรี่หลอดฟลูออเรสเซนต์ต่างกับการหรี่หลอดไส้ธรรมดา เราจะไม่สามารถหรี่แสงแบบหลอดไส้ได้ การหรี่หลอดฟลูออเรสเซนต์สามารถทำได้โดยการควบคุมการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เนื่องจากบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50 เฮิร์ต เป็นไฟฟ้ากระแสตรงและกรองความถี่รบกวนออกไป และเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงนี้ให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ค่าระหว่าง 25 – 60 กิโลเฮิร์ตด้วยวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์เพื่อป้อนให้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์ จึงสามารถหรี่หลอดฟลูออเรสเซนต์ได้ด้วยการควบคุมการเปลี่ยนแปลงความถี่ในการสวิตช์ของวงจรฮาร์ฟบริดจ์

การควบคุมการเปลี่ยนแปลงความถี่ในการสวิตช์จะนำคอมพิวเตอร์เข้ามาประยุกต์ใช้งานในการเปลี่ยนแปลงความถี่ ก็คือสามารถหรี่แสงหลอดฟลูออเรสเซนต์ได้ด้วยคอมพิวเตอร์นั่นเอง

## 1.2 วัตถุประสงค์ของปริญญานิพนธ์

ปริญญานิพนธ์เล่มนี้จะเป็นการศึกษาและออกแบบสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถหรี่แสงหลอดฟลูออเรสเซนต์ได้และสามารถควบคุมแสงสว่างของหลอดฟลูออเรสเซนต์หรือการหรี่แสงนี้ได้ด้วยคอมพิวเตอร์

1. เพื่อศึกษาหลักการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
2. เพื่อออกแบบวงจรการทำงานบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสงได้
3. เพื่อออกแบบวงจรการทำงานบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสงที่สามารถควบคุมการหรี่แสงจากคอมพิวเตอร์ได้
4. เพื่อทดสอบการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสงที่ควบคุมการหรี่แสงจากคอมพิวเตอร์ได้
5. เพื่อนำบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสงที่ควบคุมการหรี่แสงด้วยคอมพิวเตอร์ไปใช้งานจริงได้

## 1.3 ขอบเขตของปริญญานิพนธ์

1. สามารถรู้หลักการทำงานและออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสงได้
2. สามารถออกแบบให้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสงมีประสิทธิภาพดีขึ้นได้
3. ออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสง ที่สามารถใช้คอมพิวเตอร์หรี่แสงของหลอดฟลูออเรสเซนต์ได้

## 1.4 ขั้นตอนการศึกษา

การทำโครงการวิจัยในปริญญานิพนธ์ฉบับนี้มีขั้นตอนการศึกษาการทำงานของบัลลาสต์แบบต่างๆ เช่น บัลลาสต์แบบขดลวด บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบทั่วไป และบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสง ศึกษาว่าบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ประกอบด้วยวงจรหลักอะไรบ้าง เช่น วงจรลดสัญญาณรบกวน, วงจรเรียงกระแส, วงจรสร้างสัญญาณพัลส์ความถี่สูง, วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ เป็นต้น และ ศึกษาวิธีการหรี่แสงหลอดฟลูออเรสเซนต์ ศึกษาการนำเอาคอมพิวเตอร์มาควบคุมการหรี่แสงหลอดฟลูออเรสเซนต์ ศึกษาการแก้ไขตัวประกอบกำลังของวงจร และข้อกำหนดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสงจากมาตรฐาน มอก.

## 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. ได้รับความรู้เกี่ยวกับหลักการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสง
2. ได้รับความรู้เกี่ยวกับหลักการทำงานบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสงที่ควบคุมการหรี่แสงด้วยคอมพิวเตอร์
3. ได้ต้นแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสงที่ควบคุมการหรี่แสงหรือตัดด้วยคอมพิวเตอร์
4. ได้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสงที่มีประสิทธิภาพสูง
5. ได้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสงที่ควบคุมการหรี่แสงที่ควบคุมการหรี่แสงด้วยคอมพิวเตอร์ไปประยุกต์ใช้งาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ทฤษฎีและหลักการ

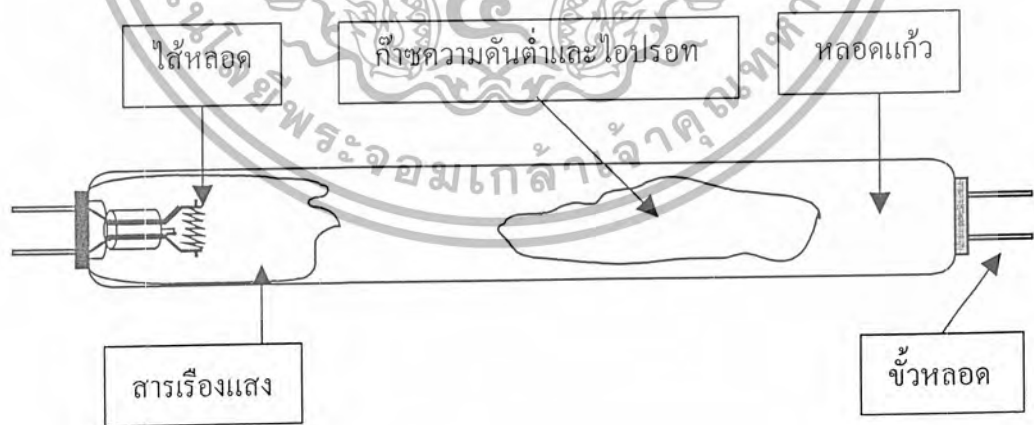
### 2.1 หลอดฟลูออเรสเซนต์ (Fluorescent Lamp)

หลอดฟลูออเรสเซนต์คือหลอดคิซาร์จไอปรอทความดันต่ำ (Low Pressure Mercury Gas Discharge Lamp) ที่ได้นำเสนอ (J.R. Coaton and A.M.Marden, 1990) จะทำหน้าที่เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าให้เป็นแสงสว่าง โดยใช้คุณสมบัติของก๊าซความดันต่ำ ไอปรอท และสารเรืองแสง ซึ่งจะแตกต่างจากหลอดแบบเผาไส้ (Incandescent Lamp) ที่ใช้กระแสเผาไส้หลอดให้ร้อนเพื่อให้เกิดแสงสว่าง

#### 2.1.1 โครงสร้างของหลอดฟลูออเรสเซนต์ มีลักษณะดังนี้

##### 2.1.1.1 หลอดแก้วทรงกระบอกยาว (Fluorescent Lamp)

ดังรูปที่ 2.1 ตัวหลอดแก้วทรงกระบอกยาวเป็นที่ยึดของอุปกรณ์และห่อหุ้มส่วนประกอบการกำเนิดแสงไว้ภายในตัวหลอดทรงกระบอกยาว มีลักษณะเป็นหลอดแก้วที่มีขนาดและรูปร่างแตกต่างกันขึ้นอยู่กับวัตถุประสงค์การใช้งาน มีรหัสบอกลักษณะรูปร่างตามมาตรฐานอุตสาหกรรม ตัวอย่างเช่นตัว T หมายถึงหลอด ฟลูออเรสเซนต์พื้นที่หน้าตัดเป็นวงกลมและตามด้วยตัวเลขซึ่งแสดงขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของหลอดที่มีหน่วยเป็นทวิน (1/8 ของนิ้ว) สามารถเขียนลักษณะของหลอดเป็นรหัสได้ว่า T18



รูปที่ 2.1 แสดงโครงสร้างของหลอดฟลูออเรสเซนต์

### 2.1.1.2 ขั้วหลอดฟลูออเรสเซนต์ (Lamp Terminal)

ขั้วหลอดฟลูออเรสเซนต์เป็นส่วนรับพลังงานไฟฟ้าจากภายนอกเข้าภายในหลอด เพื่อให้หลอดฟลูออเรสเซนต์สามารถกำเนิดแสงสว่างได้ ขั้วหลอดฟลูออเรสเซนต์มีความแตกต่างกันขึ้นอยู่กับชนิดของหลอด เช่น หลอดฟลูออเรสเซนต์ชนิดอุ่นไส้ (Perheat) ต้องการขั้วไฟฟ้า 2 ขั้วในแต่ละข้างของหลอด ดังนั้นขั้วหลอดจึงต้องเป็นชนิด 2 ขั้วด้วยดังในรูปที่ 2.1 ส่วนหลอดชนิดสลิมไลน์ (Slimline) จะต้องการขั้วไฟฟ้า 1 ขั้วในแต่ละข้างของหลอดเท่านั้น

### 2.1.1.3 ไส้หลอดฟลูออเรสเซนต์ (Filament lamp)

ไส้หลอดฟลูออเรสเซนต์ดังรูปที่ 2.1 เป็นขดลวดทั้งสแตนที่นำมาขดซ้อนๆกันและฉาบด้วยสารชนิดที่ปล่อยอิเล็กตรอนออกมาได้ง่ายเมื่อได้รับความร้อน เนื่องจากโลหะทั้งสแตนจะปล่อยอิเล็กตรอนที่อุณหภูมิค่อนข้างสูงประมาณ 700 องศาเซลเซียส (Hammer E.E., 1999)

### 2.1.1.4 ก๊าซความดันต่ำและไอปรอท (Mercury Vapor and Gas Discharge)

ก๊าซความดันต่ำและไอปรอททำหน้าที่กำเนิดแสงอัลตราไวโอเล็ตซึ่งเป็นแสงสว่างที่ตามองไม่เห็นเมื่อก๊าซความดันต่ำและไอปรอทถูกกระตุ้นด้วยกระแสไฟฟ้าก่อนจุดหลอด หลอดฟลูออเรสเซนต์จะยังไม่นำกระแสเนื่องจากปกติแล้วก๊าซความดันต่ำและไอปรอทจะเป็นฉนวนไฟฟ้า แต่ถ้าแรงดันไฟฟ้าสูงพอจะเกิดการกระตุ้นให้มีการปล่อยประจุและสามารถนำไฟฟ้าได้เมื่อก๊าซความดันต่ำและไอปรอทนำกระแสจะมีการปล่อยแสงอัลตราไวโอเล็ตความยาวคลื่น 253.7 นาโนเมตรออกมา แสงสว่างนี้ไม่สามารถมองเห็นด้วยตาเปล่า แต่จะถูกเปลี่ยนให้เป็นแสงในช่วงความถี่ที่ตามองเห็นได้ด้วยสารเรืองแสงซึ่งฉาบอยู่ภายในหลอดดังรูปที่ 2.1

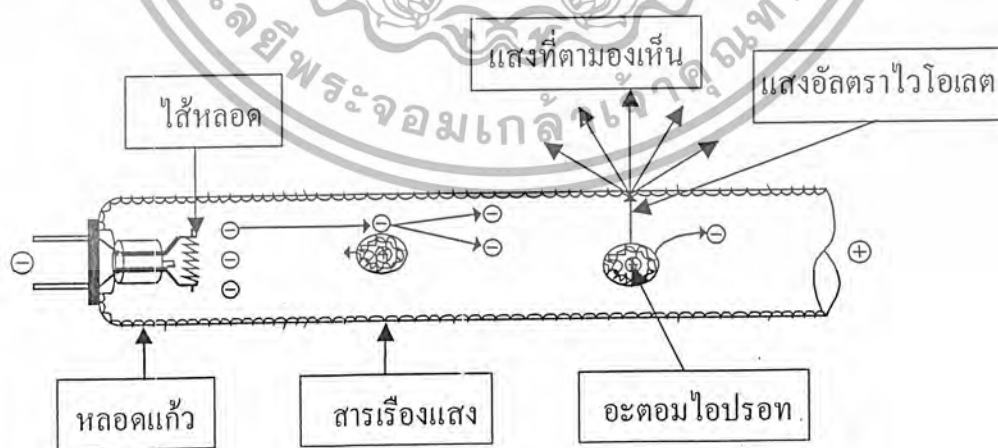
### 2.1.1.5 สารเรืองแสง (Phosphor)

สารเรืองแสงซึ่งฉาบด้านในตัวหลอดแก้วดังรูปที่ 2.1 เป็นสารที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแสงอัลตราไวโอเล็ตให้เป็นแสงที่ตามองเห็น ความยาวคลื่นของแสงที่เปล่งออกมาจากหลอดฟลูออเรสเซนต์ขึ้นกับส่วนประกอบทางเคมีของสารที่ใช้ฉาบภายในของหลอด การใช้ส่วนผสมที่แตกต่างกันไปทำให้หลอดฟลูออเรสเซนต์มีสีสันต่างๆได้ เมื่อยังไม่นำกระแสหลอดไฟจะยังคงมีสีขาวอยู่ยกเว้นหลอดชนิดที่ต้องการสีเข้มและหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ให้แสงเหมือนกับหลอดแบบเผาไส้จะไม่ใช่สีขาว

## 2.1.2 หลักการทำงานเบื้องต้น (Principle Operation)

การทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์จะอาศัยพลังงานอุลตราไวโอเล็ต ซึ่งเกิดจากไอปรอทที่บรรจุในก๊าซเฉื่อย เช่น อาร์กอน ,คริปทอน หรือนีออนที่ความดันต่ำๆแสงอุลตราไวโอเล็ตจะถูกเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เปลี่ยนเป็นแสงสว่างที่สามารถมองเห็นได้ด้วย สารเรืองแสงที่ฉาบอยู่ภายในตัวของหลอด ซึ่งตัวหลอดจะถูกนำไปดูดเอาอากาศออก และปล่อยปรอทจำนวนเล็กน้อยพร้อมทั้งก๊าซเฉื่อยภายใน เมื่อปล่อยให้กระแสผ่านหลอดทางเดินของกระแสจะผ่านขั้วอิเล็กโทรดทำให้ขั้วอิเล็กโทรดร้อน และปล่อยอิเล็กตรอนออกจากสารเคลือบอิเล็กตรอน (emission material) ซึ่งเคลือบไว้บนไส้หลอด นอกจากนั้นยังมีอิเล็กตรอนบางส่วนที่ถูกปล่อยออกมาเนื่องจากความแตกต่างของค่าแรงดัน ระหว่างขั้วอิเล็กโทรดทั้งสอง อิเล็กตรอนจะเคลื่อนที่ด้วยความเร็วสูงจากขั้วอิเล็กโทรดหนึ่งไปยังอีกขั้วอิเล็กโทรดหนึ่ง ก่อให้เกิดลำอิเล็กตรอนหรืออาร์คเคลื่อนที่ผ่านไอปรอท ทำให้ปรอทได้รับพลังงานจากอิเล็กตรอน และทำให้หลอดได้รับความร้อนและเพิ่มค่าแรงดัน ไอปรอทถึงจุดที่หลอดจะมีประสิทธิภาพสูงสุด สภาวะที่เกิดขึ้นในหลอดแก้วนี้จะมีคุณสมบัติที่ขึ้นอยู่กับความดันของก๊าซที่อยู่ในภายในและค่าความต่างศักย์ระหว่างขั้วอิเล็กโทรดทั้งสอง คุณสมบัติที่สำคัญคือ การก่อก่อให้เกิดแสงที่สามารถมองเห็นได้ด้วยตาเปล่าและแสงอุลตราไวโอเล็ตเมื่ออิเล็กตรอนที่เคลื่อนที่เข้าชนกับอะตอมของไอปรอททำให้อิเล็กตรอนของไอปรอทกระเด็นหลุดจากวงโคจรของมันอิเล็กตรอนที่หลุดกระเด็นเหล่านี้พยายามจะกลับเข้าสู่วงโคจรเดิม ดังนั้นมันจะปล่อยพลังงานที่มันได้รับออกมาก่อนที่จะกลับเข้าสู่สถานะเดิมพลังงานที่ปลดปล่อยออกมานี้ส่วนใหญ่แล้วจะเป็นแสงอุลตราไวโอเล็ตที่มีความยาวคลื่น 253.7 นาโนเมตร แสงอุลตราไวโอเล็ตนี้จะถูกเปลี่ยนเป็นแสงที่ตาสามารถมองเห็นได้ โดยสารเรืองแสงซึ่งมีคุณสมบัติในการดูดกลืนแสงอุลตราไวโอเล็ตเอาไว้และปล่อยแสงที่มีความยาวคลื่นมากกว่าซึ่งตามนุษย์เห็นได้ออกมา พูดอีกอย่างหนึ่งก็คือ ตัวสารเรืองแสงนี้จะถูกกระตุ้นให้เปล่งแสงออกมาโดยแสงอุลตราไวโอเล็ตที่มีความยาวคลื่นที่เหมาะสมสีของแสงที่ได้จะขึ้นอยู่กับส่วนประกอบที่ใช้ทาภายในของหลอดแก้ว หลักการทำงานเบื้องต้นของหลอดฟลูออเรสเซนต์จะปรากฏดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดงหลักการทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.3 ชนิดของหลอดฟลูออเรสเซนต์

หลอดฟลูออเรสเซนต์นั้นสามารถแบ่งออกได้เป็น 3 ประเภทใหญ่ๆตามลักษณะการทำงานของหลอดคือ

#### 2.1.3.1 หลอดฟลูออเรสเซนต์แบบชนิดอุ่นไส้ (Preheat Fluorescent Lamp)

คือ หลอดฟลูออเรสเซนต์ที่มักใช้กันคุ้นเคยทั่วไปมากที่สุด โดยจะทำงานและเปล่งแสงสว่างออกมาได้จะต้องทำการอุ่นขั้วคาโทดโดยการปล่อยกระแสให้ไหลผ่านตัวหลอดแก้วก่อนจนกระทั่งสามารถปล่อยอิเล็กตรอนออกมาทำให้ก๊าซภายในหลอดแตกตัวเป็นไอออน หลอดประเภทนี้จะต้องใช้เวลาในการอุ่นขั้วหลอดประมาณ 2-3 วินาทีกว่าจะเปล่งแสงสว่างได้และมักจะใช้ควบคู่กับสตาร์ทเตอร์ (Starter) ซึ่งจะทำหน้าที่ต่อวงจรระหว่างไส้หลอดทั้งสองข้างในช่วงการสตาร์ทช่วงเริ่มแรก เมื่อไส้หลอดมีอุณหภูมิพอตัวสตาร์ทเตอร์จะทำการเปิดวงจรออกในช่วงนี้จะเกิดแรงดันไฟฟ้าทำให้กระแสไหลจากไส้หลอดข้างหนึ่งวิ่งผ่านตัวหลอดแก้วไปยังไส้หลอดอีกด้านหนึ่ง วงจรการทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์ชนิดอุ่นไส้แสดงดังรูปที่ 2.3

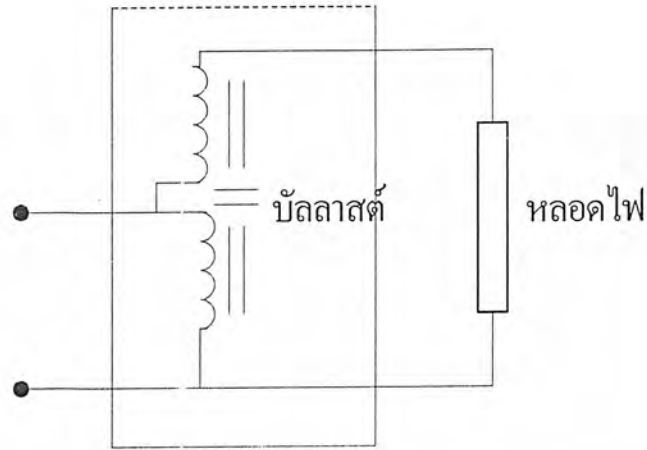


รูปที่ 2.3 แสดงวงจรขับหลอดฟลูออเรสเซนต์แบบชนิดอุ่นไส้

#### 2.1.3.2 หลอดฟลูออเรสเซนต์แบบชนิดติดทันที (Instant Start Fluorescent Lamp)

หลอดประเภทนี้สามารถทำงานได้โดยไม่ต้องอุ่นไส้หลอดให้ร้อนก่อน จึงไม่ต้องมีสตาร์ทเตอร์อยู่ในวงจรด้วย โดยบัลลาสต์จะทำหน้าที่สร้างแรงดันไฟฟ้าที่มีค่าสูงเพื่อเอาชนะความต้านทานภายในหลอด ซึ่งจะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านจากขั้วหลอดข้างหนึ่งไปยังขั้วหลอดอีกข้างหนึ่ง และเนื่องจากไม่มีความจำเป็นที่ต้องอุ่นไส้หลอดก่อน หลอดฟลูออเรสเซนต์ประเภทนี้มักจะมียาหลอดที่ขั้วหลอดเพียงขาเดียว อายุการใช้งานของหลอดโดยทั่วไปจะสั้นกว่าหลอดชนิดอุ่นไส้ และแบบชนิดติดเร็วที่จะกล่าวถึงต่อไป แต่สามารถสว่างขึ้นในทันทีทันใดที่วงจรมีการทำงาน วงจรการทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์ชนิดติดทันทีแสดงดังรูปที่ 2.4 หลอดชนิดนี้มักจะใช้ในห้องเย็น หรือตู้ทำความเย็น

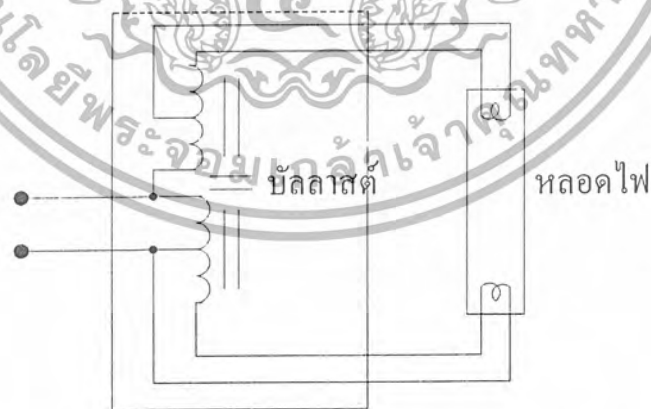
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.4 แสดงวงจรขับหลอดฟลูออเรสเซนต์ชนิดติดทันที

### 2.1.3.3 หลอดฟลูออเรสเซนต์แบบชนิดติดเร็ว (Rapid Start Fluorescent Lamp)

คือ หลอดชนิดที่เกิดขึ้นจากความพยายามที่จะรวมเอาคุณสมบัติของหลอดสองชนิดเข้าไว้ด้วยกัน ส่วนวงจรบัลลาสต์จะมีขดลวดพิเศษเพิ่มขึ้นอีกชุดหนึ่งซึ่งจะทำหน้าที่อุ่นไส้หลอดตลอด การส่องสว่างชนิดนี้จะเกิดขึ้นช้ากว่าหลอดฟลูออเรสเซนต์แบบชนิดติดทันทีเล็กน้อย และไม่ต้องอาศัยแรงดันไฟฟ้าสูงเหมือนกับกรณีของหลอดแบบชนิดที่ติดทันที ทำให้อายุการใช้งานของหลอดประเภทนี้นานกว่าหลอดแบบชนิดที่ติดทันทีอีกทั้งไม่มีความจำเป็นที่จะต้องใช้อุปกรณ์ช่วยในการทำงาน หลอดฟลูออเรสเซนต์ชนิดนี้เป็นหลอดที่ได้รับความนิยมสูงมากในปัจจุบัน วงจรการทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์ชนิดติดเร็วแสดงดังรูปที่ 2.5



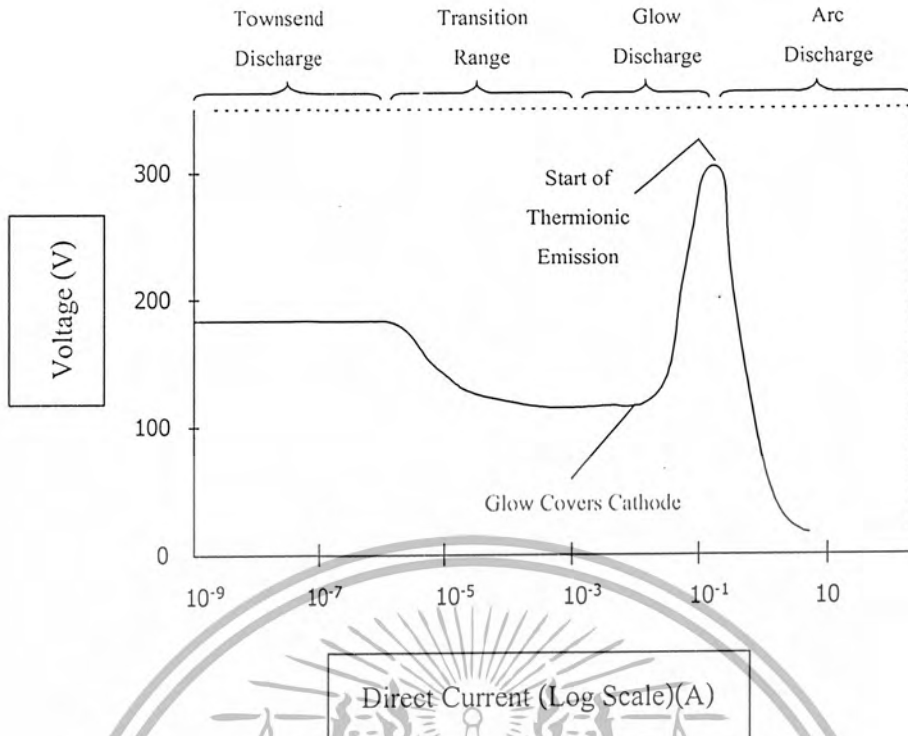
รูปที่ 2.5 แสดงวงจรขับหลอดฟลูออเรสเซนต์แบบชนิดติดเร็ว

## 2.1.4 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของหลอดฟลูออเรสเซนต์ (Electrical Characteristic of Fluorescent lamp)

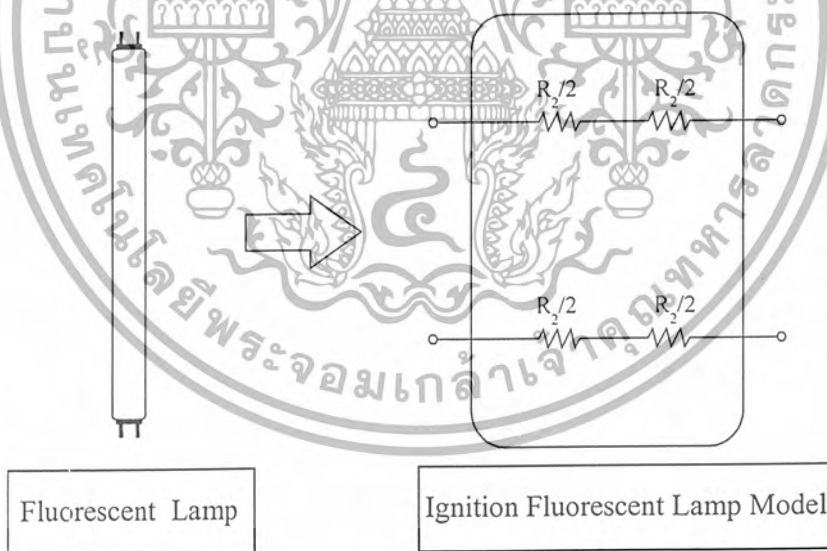
การใช้งานหลอดแบบเผาไส้กำเนิดแสงสว่างสามารถต่อเข้ากับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าได้โดยตรง แต่สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ต้องใช้ร่วมกับบัลลาสต์ (Ballast) และสตาร์ทเตอร์ (Starter) เพื่อให้หลอดฟลูออเรสเซนต์ทำงานได้ ดังนั้นในการออกแบบบัลลาสต์จึงควรทราบคุณสมบัติของหลอดฟลูออเรสเซนต์ทั้งขณะก่อนจุดหลอดขณะจุดหลอด และขณะที่หลอดติดสว่าง คุณสมบัติทางไฟฟ้าของหลอดฟลูออเรสเซนต์สามารถจำแนกตามลักษณะการทำงานได้ 2 แบบคือลักษณะสมบัติก่อนและขณะจุดหลอดฟลูออเรสเซนต์ และลักษณะสมบัติขณะทำงานปกติ โดยอธิบายรายละเอียดได้ดังต่อไปนี้

### 2.1.4.1 ลักษณะสมบัติก่อนและขณะจุดหลอดฟลูออเรสเซนต์

ก่อนจุดหลอดความต้านทานหลอดมีค่าสูงมากเป็นอนันต์ การจุดหลอดต้องใช้แรงดันไฟฟ้าสูงเพื่อกระตุ้นให้ก๊าซความดันต่ำเกิดการแตกตัวเกิดประจุที่เป็นพาหะนำกระแสเคลื่อนที่ ทำให้หลอดฟลูออเรสเซนต์นำกระแสได้และหลอดติดสว่าง แรงดันไฟฟ้าที่ใช้ในการจุดหลอดมีค่าแตกต่างกันขึ้นอยู่กับความยาวของหลอดฟลูออเรสเซนต์ อุณหภูมิรอบตัวหลอด เมื่อหลอดฟลูออเรสเซนต์เริ่มติดสว่างความต้านทานของหลอดฟลูออเรสเซนต์ต่ำลง ดังรูปที่ 2.6 แสดงความสัมพันธ์ด้านไฟตรงแรงดันคร่อมหลอดและกระแสผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์จะเห็นว่าในช่วง Townsend Discharge และช่วง Transition Range เป็นช่วงที่ค่าความต้านทานของหลอดฟลูออเรสเซนต์มีค่าสูงมาก ต่อมาเมื่อให้แรงดันไฟฟ้าสูงแบบทันทีใดในช่วง Glow Discharge อิเล็กตรอนจากไส้หลอดมีการแตกตัว เกิดแสงอัลตราไวโวลิตออกมา เมื่อหลอดติดสว่างแล้วจุดทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์จะอยู่ในช่วง Arc Discharge ที่กำลังด้านออกเกิดการเปลี่ยนแปลงของกระแสผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์ในช่วงแรกมีการเพิ่มขึ้นอย่างช้า ๆ จากค่าต่ำไปสู่จุดทำงานในช่วง Arc Discharge แต่แรงดันตกคร่อมหลอดในช่วง Glow Discharge จะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็ว



รูปที่ 2.6 แสดงคุณสมบัติด้านไฟฟ้าตรงของแรงดันคร่อมหลอดกับกระแสผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์



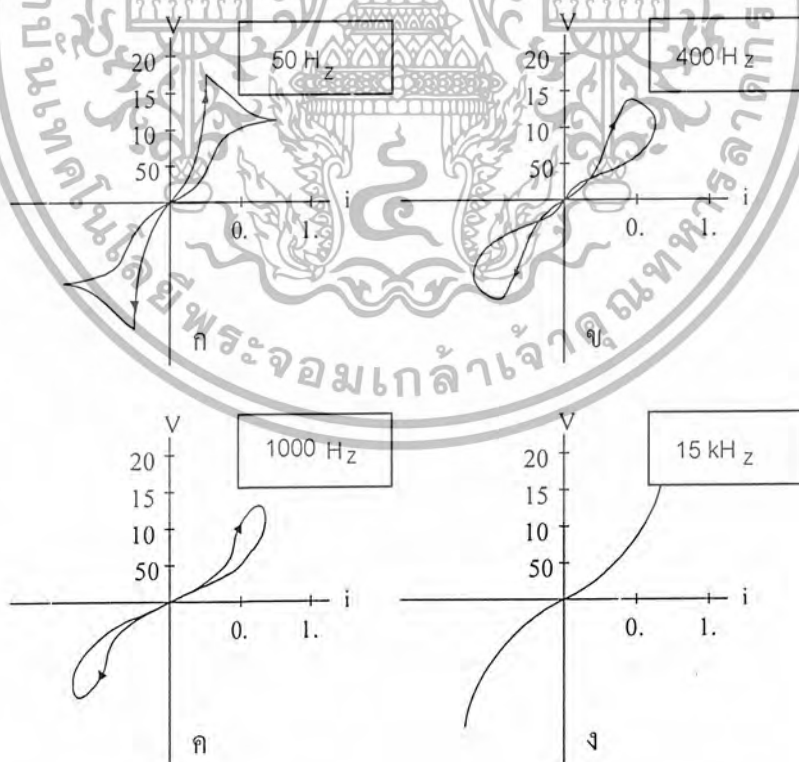
รูปที่ 2.7 แสดงวงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ในช่วงก่อนหลอดและขณะจุดหลอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากคุณสมบัติดังกล่าวสามารถเขียนวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของหลอดฟลูออเรสเซนต์ ในช่วงก่อนจุดหลอดและขณะจุดหลอดฟลูออเรสเซนต์ โดยให้ความต้านทานหลอดฟลูออเรสเซนต์ มีมากเป็นอนันต์ และใส่หลอดมีค่าความต้านทานของโลหะทั้งสแตนของทั้ง 2 ขั้วหลอดฟลูออเรสเซนต์ ดังในรูปที่ 2.7

### 2.1.4.2 ลักษณะสมบัติขณะทำงานปกติของหลอดฟลูออเรสเซนต์

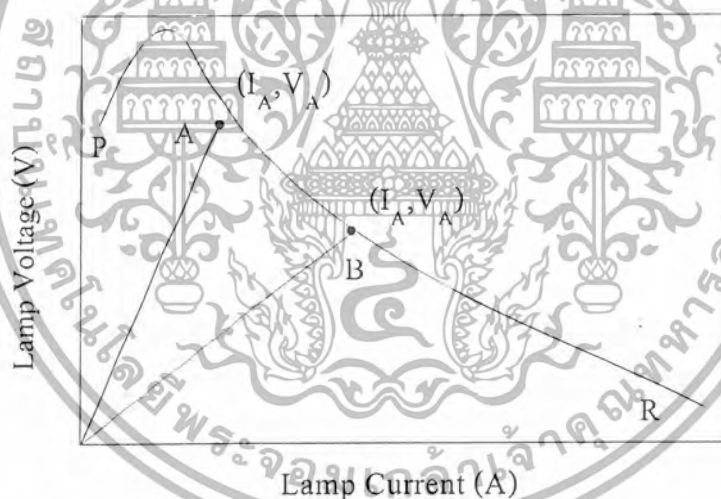
ลักษณะสมบัติกระแสและแรงดันของหลอดฟลูออเรสเซนต์ในช่วง Arc Discharge จะมีลักษณะไม่เชิงเส้นและมีค่าความต้านทานพลวัตในการภาวะการทำงานปกติเป็นหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่ความถี่ต่าง ๆ กัน มีความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคร่อมหลอดและกระแสผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์แตกต่างกันดังรูปที่ 2.8 จะเห็นได้ว่าเมื่อใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่อิมพีแดนซ์ของหลอดฟลูออเรสเซนต์มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นและความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับแรงดันขณะเพิ่มและลดไม่เหมือนกันดังรูปที่ 2.8 (ก) และเมื่อเพิ่มความถี่ การทำงาน ลักษณะสมบัติกระแสกับแรงดันของหลอดฟลูออเรสเซนต์จะมีลักษณะเข้าใกล้ความต้านทานแบบเชิงเส้นมากขึ้นดังรูปที่ 2.8 (ข)-(ง) เรียงลำดับ และที่ความถี่มากกว่า 15 kHz จะมีความไม่เป็นเชิงเส้นเพียงเล็กน้อย



รูปที่ 2.8 แสดงคุณสมบัติ V-I ของหลอดฟลูออเรสเซนต์เมื่อเปลี่ยนความถี่การทำงาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงป้อนให้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์ ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคร่อมหลอดและกระแสผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์จะมีลักษณะเกือบเป็นเชิงเส้นที่ค่าความต้านทานสมมูลขึ้นกับความชัน (Slop) ของกราฟอย่างไรก็ดีความชันของกราฟของแรงดันคร่อมหลอดและกระแสผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์จะแปรตามกำลังไฟฟ้าที่ป้อนให้กับหลอด รูปที่ 2.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคร่อมหลอดและกระแสผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่กำลังเอาท์พุท 2 ค่า มีค่ายอดของกระแสผ่านหลอดและแรงดันคร่อมหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่จุด A และ B เมื่อนำค่ายอด (Peak Value) หรือค่าประสิทธิผล (Effective Value) ของกระแสผ่านหลอดและแรงดันคร่อมหลอดที่กำลังไฟฟ้าค่าต่างๆ ไปเขียนบนกราฟของกระแสและแรงดันจะได้กราฟ (PR) เส้นกราฟดังกล่าวเป็นความสัมพันธ์ระหว่างค่ายอดหรือประสิทธิผลของกระแสผ่านหลอดและแรงดันคร่อมหลอดที่กำลังค่าต่างๆ กันซึ่งจะเรียกว่าเส้นหลอด (Lamp Line) จะเห็นได้ว่าความชันของกราฟคุณสมบัติกระแสและแรงดันจะเพิ่มขึ้นถ้ากำลังออกของหลอดลดลงเนื่องจากกำลังออกจะเพิ่มตามกระแสที่ผ่าน ดังนั้นแรงดันของหลอดจะลดลงเมื่อกระแสเพิ่มขึ้นลักษณะดังกล่าวจะเป็นลักษณะของอุปกรณ์ที่มีค่าความต้านทานพลวัตเป็นลบ ( $dV/di < 0$ )

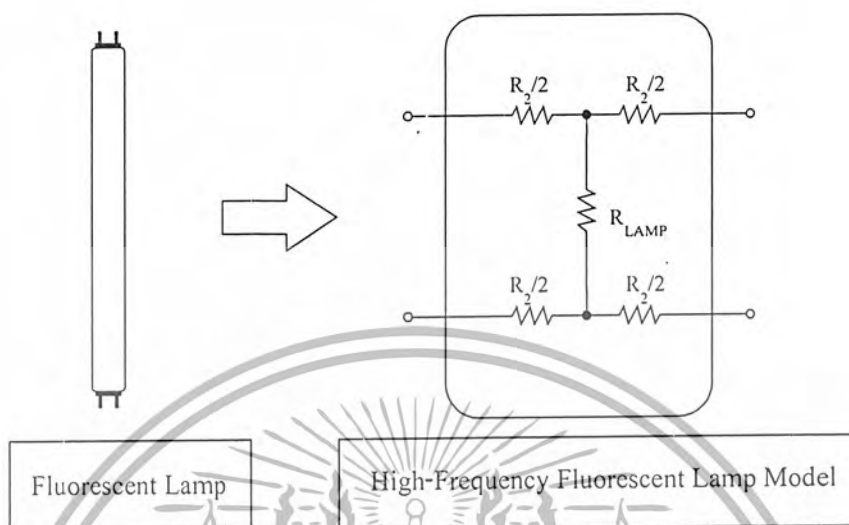


รูปที่ 2.9 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันคร่อมหลอดและกระแสผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์

สำหรับไส้หลอดทั้งสแตนด์บายของหลอดฟลูออเรสเซนต์จะมีค่าความต้านทานที่เพิ่มขึ้นตามอุณหภูมิ ดังนั้น จากความสัมพันธ์ระหว่างกระแสผ่านหลอดและแรงดันคร่อมหลอดฟลูออเรสเซนต์ช่วงทำงานปกติได้โดยสมมติให้กระแสผ่านฟลูออเรสเซนต์เป็นกระแสที่ออกจากจุดกึ่งกลางของไส้หลอดทำให้สามารถแบ่งความต้านทานไส้หลอดแต่ละข้างเป็นครึ่ง ดังรูปที่ 2.10 เพื่อให้เป็นกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นที่หลอดฟลูออเรสเซนต์จริง แต่ในทางปฏิบัติการวัดค่ากำลังออก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

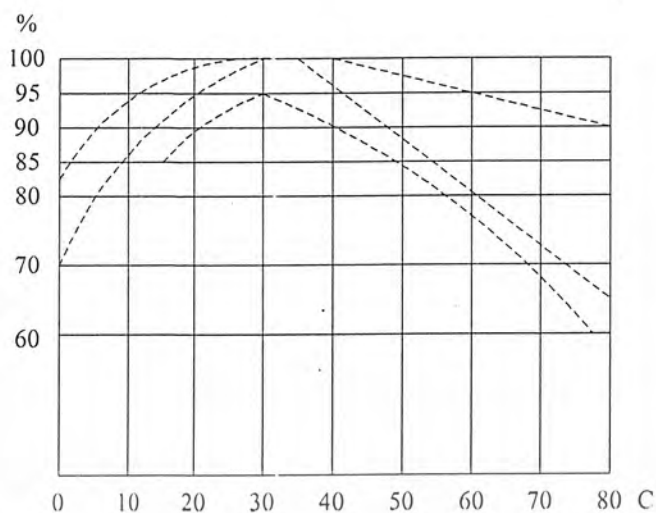
ของหลอดจะวัดได้เฉพาะกระแสผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์ไม่สามารถวัดแรงดันคร่อมหลอดจริงได้ เพราะต้องวัดแรงดัน ณ จุดที่ต้องวัดแรงดันคร่อมไส้หลอดฟลูออเรสเซนต์ด้วยซึ่งมีกำลังสูญเสียที่ไส้หลอด ประมาณ 1-2 W



รูปที่ 2.10 แสดงแบบจำลองของหลอดฟลูออเรสเซนต์ขณะทำงานปกติ

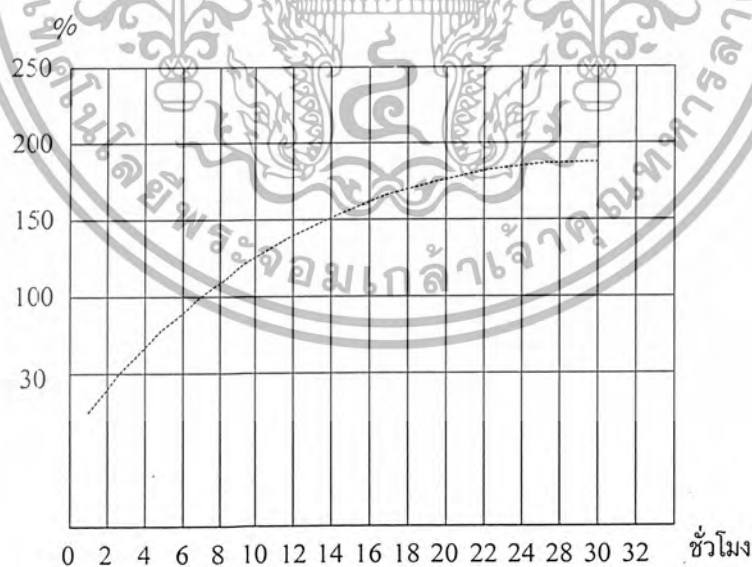
### 2.1.5 อายุการใช้งานของหลอด

โดยทั่วไปมีอายุการใช้งานประมาณ 9,000–15,000 ชั่วโมง โดยอายุการใช้งานขึ้นอยู่กับความถี่ในการสตาร์ทซึ่งมีผลต่อขดลวดขี้นิกคาโทดร้อนและจะกระทบต่อวงจรแบบจุดติดเร็วมากที่สุด ขณะที่จะมีผลต่อขดลวดคาโทดเย็นน้อยที่สุด, สารเคลือบคาโทดเฉพาะกรณีคาโทดร้อนเท่านั้น, วิธีการใช้บัลลาสต์และสตาร์ทเตอร์ที่เหมาะสมและการใช้แรงดัน และอุณหภูมิที่ผิดปกติ



รูปที่ 2.11 แสดงการเปรียบเทียบประสิทธิภาพการส่องสว่างของหลอดชนิดต่างๆ

อายุการใช้งานของหลอดจากรูปที่ 2.12 จะเห็นได้ว่าอายุการใช้งานของหลอดเมื่อคิดเปอร์เซ็นต์แล้วพบว่าถ้าคิดเวลาใช้งานต่อการสตาร์ทแต่ละครั้งนั้นเปอร์เซ็นต์อายุการใช้งานของหลอดก็จะน้อยด้วยคือ เมื่อจำนวนอิเล็กทรอนิกส์ที่ปล่อยออกมาไม่พอที่จะทำให้เกิดการจุดไส้หลอดได้ การคิดอายุการใช้งานของหลอดนี้คิดที่การเปิดปิดทุกๆ 3 ชั่วโมง ดังนั้นถ้าเปิดปิดมากกว่า 3 ชั่วโมงต่อจำนวนครั้ง อายุการใช้งานก็จะยาวขึ้นได้



รูปที่ 2.12 แสดงผลของความถี่ในการสตาร์ทต่ออายุการใช้งานของหลอดฟลูออเรสเซนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.1.6 ประสิทธิภาพในการให้แสงสว่างของหลอดฟลูออเรสเซนต์

หลอดฟลูออเรสเซนต์ให้ประสิทธิภาพที่สูงกว่าหลอดอินแคนเดสเซนต์ประมาณ 4 เท่า โดยที่หลอดประเภท 2 ชั่วโมงมีประสิทธิภาพในการให้แสงสว่างเมื่อไม่คิดความสูญเสียจากบัลลาสต์ตกประมาณ 24 – 81 ลูเมนต่อวัตต์ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับขนาดและสีของหลอด หลอดชนิดข้าวเดียวจะมีประสิทธิภาพตั้งแต่ 48 – 84 ลูเมนต่อวัตต์ หลอดชนิด Very High Output จะอยู่ระหว่าง 45 – 75 ลูเมนต่อวัตต์ สำหรับหลอดชนิดเดียวกันและมีสีเดียวกันค่าลูเมนต่อวัตต์จะสูงยิ่งขึ้นสำหรับหลอดที่ขาวมากกว่าหลอดสีที่เป็นเช่นนี้เพราะไม่ว่าหลอดจะขาวมากน้อยเพียงใดก็ตามพลังงานที่ใช้สำหรับตัวไส้หลอดจะมีค่าเท่ากัน

ข้อดีของหลอดฟลูออเรสเซนต์เมื่อเทียบกับหลอดไส้

- เมื่อใช้กระแสเท่ากันให้แสงสว่างมากกว่า
- ให้แสงสว่างใกล้เคียงธรรมชาติมากกว่า
- เกิดความร้อนน้อยกว่า
- อายุการใช้งานหลอดนานกว่า
- ประหยัดค่าไฟฟ้ามากกว่า

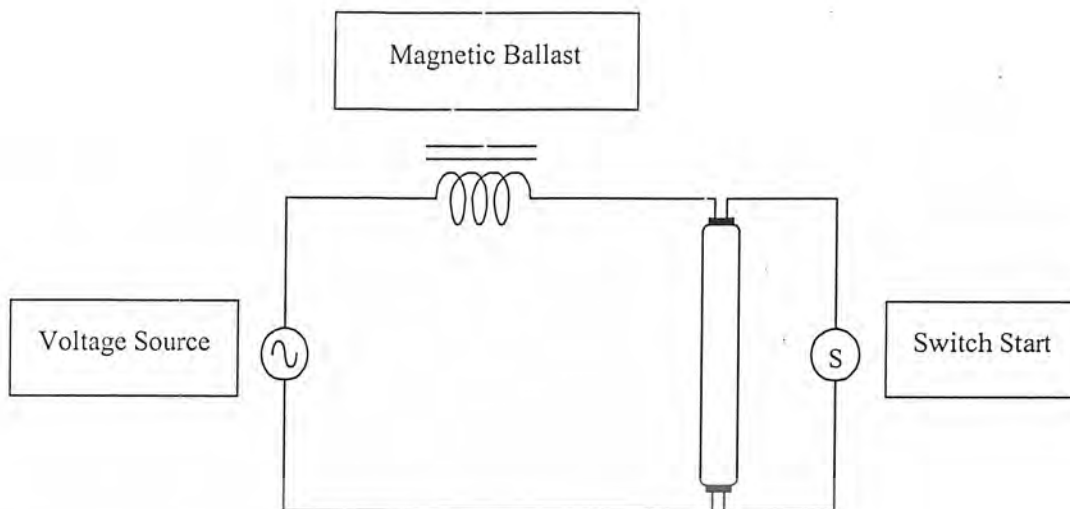
การบำรุงรักษาหลอดฟลูออเรสเซนต์มีจำนวนลูเมนที่ออกมาจากหลอดจะลดลงอย่างรวดเร็วในช่วงของการใช้งาน 100 ชั่วโมงแรก เพราะฉะนั้นค่าลูเมนตอนเริ่มต้นจึงมีความจำเป็นที่จะต้องคิดหลังจาก 100 ชั่วโมงแรกผ่านไป แล้ว เมื่อหลอดใช้ไปนานๆทำให้ลูเมนที่ออกมาลดลงเนื่องจากมีอะไรไปจับที่ผิวของแก้วทำให้แสงที่ออกมาได้ไม่เต็มที่ ดังนั้นการบำรุงรักษาโดยการทำความสะอาด เนื่องจากคุณสมบัติในการจำกัดกระแสของตัวรับขึ้นอยู่กับความถี่ของตัวจ่ายกำลังงานที่จะจ่ายให้หลอด ดังนั้นอุปกรณ์ที่ออกแบบไว้ให้ใช้กับความถี่ 60Hz จึงไม่ควรใช้กับความถี่ต่ำๆ เช่น 25Hz ต้องใช้บัลลาสต์ตัวใหญ่

### 2.1.7 การใช้งานหลอดฟลูออเรสเซนต์กับบัลลาสต์แบบขดลวดแกนเหล็ก (Fluorescent Lamp Working With Magnetic Ballast)

เนื่องจากหลอดฟลูออเรสเซนต์มีความต้านทานพลวัตในภาวะการทำงานปกติเป็นลบ จึงจำเป็นต้องใช้แหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าที่มีลักษณะใกล้เคียงแหล่งจ่ายกระแส เพื่อให้การทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์มีเสถียรภาพ การทำให้แหล่งจ่ายแรงดันมีลักษณะใกล้เคียงกับแหล่งจ่ายกระแสทำได้โดยใช้อิมพีแดนซ์ที่มีค่าสูงต่ออนุกรมกับแหล่งจ่ายแรงดัน อันเป็นผลทำให้ค่าอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายแรงดันสูงขึ้นจึงมีลักษณะค่อนข้างต้านแหล่งจ่ายกระแส โดยทั่วไปจะใช้ตัวเหนี่ยวนำเป็นอิมพีแดนซ์ต่ออนุกรมกับแหล่งจ่ายแรงดัน ไฟฟ้ากระแสสลับเพื่อไม่ให้เกิดกำลังสูญเสียในอิมพีแดนซ์มากเกินไป ดังนั้นลักษณะการต่อหลอดฟลูออเรสเซนต์จะเป็นดังรูปที่

#### 2.13

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 แสดงลักษณะการต่อหลอดฟลูออเรสเซนต์ใช้งานร่วมกับบัลลาสต์แกนเหล็ก และสตาร์ทเตอร์

หลักการทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์เมื่อใช้ร่วมกับบัลลาสต์แกนเหล็กและสตาร์ทเตอร์ มีลักษณะดังนี้คือ เมื่อเริ่มป้อนไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ เข้ามาในวงจรผ่านบัลลาสต์และมาตกคร่อมที่สตาร์ทเตอร์ เมื่อมีแรงดันสูงตกคร่อมสตาร์ทเตอร์จะเกิดความร้อนสูงและทำให้ขาทั้งสองข้างของไบเมทัลลึงงอเข้ามาและกันทำให้กระแสไหลผ่านได้ ในช่วงนี้กระแสจะไหลผ่านขาทั้งสองข้างของหลอดทำให้ไส้หลอดฟลูออเรสเซนต์ทั้งสองข้างร้อนทำให้มีอิเล็กตรอนหลุดจากไส้หลอด และขณะเดียวกันการที่สตาร์ทเตอร์นำกระแสทำให้แรงดันที่ตกคร่อมตัวมันลดลง ส่งผลให้อุณหภูมิที่ขาไบเมทัลลึงลดลงจนในที่สุดขาไบเมทัลลึงแยกจากกัน เกิดการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดของกระแสทำให้เส้นแรงแม่เหล็กที่บัลลาสต์ขยับตัวตัดกับแกนเหล็ก เกิดเป็นแรงดันเหนี่ยวนำสูงเพื่อการจุดหลอดมีค่าประมาณ 700 – 800 โวลต์ คร่อมที่ตัวหลอดแรงดันสูงนี้จะไปปลั๊กดันให้อิเล็กตรอนที่ขั้วหลอดซึ่งถูกกระตุ้นด้วยการอุ่นไส้หลอดแล้วเคลื่อนที่ผ่านขั้วไปยังอีกขั้วหนึ่งได้ การที่อิเล็กตรอนเคลื่อนจากขั้วหนึ่งไปยังอีกขั้วหนึ่ง อิเล็กตรอนจะวิ่งชนก๊าซอาร์กอนแตกตัวเป็นไอออนเกิดรังสีอัลตราไวโอเล็ต เมื่อรังสีอัลตราไวโอเล็ตไปกระทบกับสารเรืองแสงที่เคลือบอยู่ที่ผิวภายในหลอดเกิดเป็นแสงสีขาวนวล

ในกรณีที่ไส้หลอดถูกกระตุ้นไม่เพียงพอแรงดันสูงที่บัลลาสต์จ่ายออกมานั้นไม่สามารถทำให้อิเล็กตรอนข้ามไปยังอีกขั้วหนึ่งได้และแรงดันสูงนี้ก็จะตกคร่อมที่สตาร์ทเตอร์ด้วยสตาร์ทเตอร์ก็จะทำงานซ้ำอีกจนกว่าหลอดจะติด (สาเหตุของการกระพริบขณะสตาร์ทเตอร์) เมื่อหลอดติดแล้วสตาร์ทเตอร์ก็จะหมดหน้าที่จะพบว่าการเริ่มต้นทำงานของหลอดนั้นต้องการแรงดันจุดหลอดซึ่งมีค่าสูงโดยแรงดันนี้หลอดแต่ละขนาดต้องการระดับแรงดันไม่เท่ากันดังนั้นในการเลือกบัลลาสต์มาใช้งานต้องพิจารณาถึงความเหมาะสมด้วย เช่นถ้าใช้บัลลาสต์ขนาด 36 วัตต์ ไปจุดหลอด 20 วัตต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แม้ว่าจะจุดหลอดได้แต่ก็เป็นอันตรายอาจทำให้หลอดเสียหายได้เพราะกระแสทำงานที่บัลลาสต์จ่ายให้กับหลอดจะมากเกินไปหรือการนำบัลลาสต์ขนาด 20 วัตต์ ไปจุดหลอด 36 วัตต์จะพบว่าไม่สามารถจุดหลอดได้ทั้งนี้บัลลาสต์แต่ละตัวจะมีพิสัยการสร้างแรงดันที่คงที่หรือประมาณได้ว่าคงที่ในแต่ละครั้งที่สร้างแรงดันสูง เมื่อหลอดติดแล้วบัลลาสต์จะทำหน้าที่รักษาระดับกระแสและแรงดันที่เหมาะสมให้กับหลอดเพื่อรักษาเสถียรภาพในการทำงานของหลอดต่อไป

## 2.2 บัลลาสต์แมกเนติก

### 2.2.1 โครงสร้างของบัลลาสต์แมกเนติก

ส่วนประกอบของ Induction ballast ส่วนประกอบ high permeability core ของ silicon steel lamination จะทำการหุ้มฉนวนเพื่อลด eddy current ภายในแกน นอกจากนี้ยังต้องคำนึงถึงช่องอากาศ (air gap) เนื่องจากการเปลี่ยนช่องอากาศเพียงเล็กน้อยจะช่วยลดการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็กได้ โดยทั่วไป choke จะบรรจุไว้ในกล่องเหล็กและมีตัวยึดส่วนของตัวบัลลาสต์ไว้ด้วยกัน ถ้าเกิดการขยายตัวของกล่องเหล็กหรือเกิดการกระแทกทำให้ส่วนยึด core หลวมมีผลทำให้เกิดการสั่นและมีเสียงคราง เมื่อเกิดการสั่นจะเกิดความร้อนขึ้น เรียกว่า extra heat ทำให้อายุการใช้งานสั้นลง และจะทำให้ตัวยึดหลวมมากขึ้นจนอาจทำให้ค่า air gap ภายในมีค่าเปลี่ยนไป ซึ่งเราสามารถเชื่อมส่วนต่างๆเข้าด้วยกัน และจะเห็นได้ว่าวัตถุดิบหลักๆที่ใช้ในการทำ choke มี 3 ชนิดคือ silicon lamination, enameled copper wire และฉนวน ในการออกแบบให้บัลลาสต์ทำงานภายในข้อจำกัดของวัตถุดิบที่ใช้

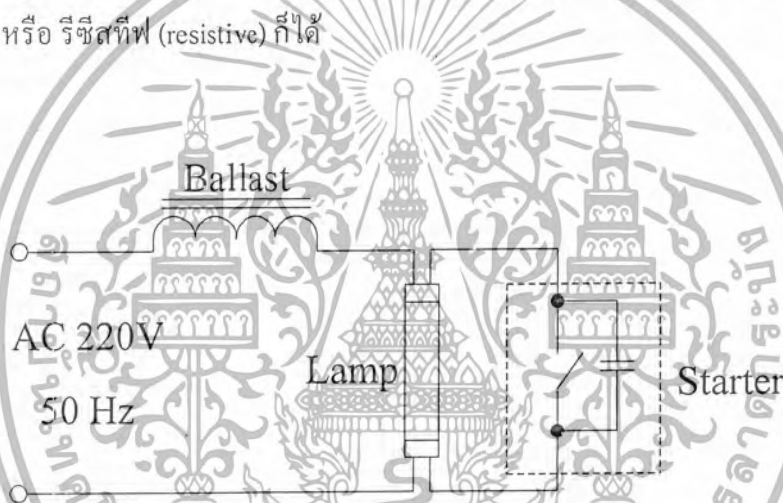


รูปที่ 2.14 แสดงลักษณะของบัลลาสต์แมกเนติก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.2.2 หน้าที่ของบัลลาสต์แมกเนติก

การเปล่งแสงสว่างของหลอดไฟฟ้าโดยส่วนใหญ่ขึ้นอยู่กับปริมาณกระแสที่ไหลผ่านหลอด เช่น หลอดอินแคนเดสเซนต์ (incandescent) หรือหลอดไส้ ก็อาศัยระยะเวลาความยาวของไส้หลอดเป็นตัวจำกัดกระแสที่ไหลผ่านหลอดจึงควบคุมได้ด้วยค่าความต้านทานของไส้หลอดในลำอาร์ก อุปกรณ์ที่ใช้ทำหน้าที่นี้ก็คือ บัลลาสต์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่จำเป็นต่อการทำงานของไส้หลอด แต่สำหรับหลอดก๊าซดิสชาร์จ (gas discharge lamp) ที่ใช้หลักการเปล่งแสงสว่างจากการอาร์ก เช่น หลอดฟลูออเรสเซนต์นั้นจะอาศัยลำอาร์กเป็นทางนำไฟฟ้าจึงจำเป็นต้องมีอุปกรณ์เพิ่มเติมเพื่อใช้ช่วยในการจุดอาร์กและช่วยจำกัดกระแสที่ไหลผ่านหลอดในลำอาร์กนั้น อุปกรณ์ที่ใช้ทำหน้าที่คือ บัลลาสต์ซึ่งเป็นอุปกรณ์ที่จำเป็นต่อการทำงานของหลอดก๊าซดิสชาร์จมาก เพราะก่อนที่หลอดก๊าซดิสชาร์จจะจุดติดได้นั้น หลอดจะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงมาก ในช่วงแรกจึงต้องอาศัยแรงดันค่าสูงในการจุดหลอด บัลลาสต์จะเป็นอุปกรณ์ แบบอินดักทีฟ (inductive) , คาปาซิทีฟ (capacitive) หรือ รีซิสทีฟ (resistive) ก็ได้



รูปที่ 2.15 แสดงวงจรหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ใช้บัลลาสต์แมกเนติก

บัลลาสต์แมกเนติกจะมีอิมพีแดนซ์เป็นแบบอินดักทีฟ เพื่อให้เกิดแรงดันทรานเซียนต์ค่าสูงไปจุดหลอดในช่วงแรกทำให้เกิดอาร์กกระหว่างไส้หลอด จนจุดหลอดติด (เกิดการดิสชาร์จ) แล้วอิมพีแดนซ์ของหลอดจะมีค่าลดต่ำลง ถ้าหากไม่มีการจำกัดกระแสก็จะมีปริมาณกระแสไหลผ่านหลอดเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ ทำให้ไส้หลอดเสียหายได้ บัลลาสต์แบบอินดักทีฟที่อนุกรมกับแหล่งจ่ายแรงดันดังรูปที่ 2.15 ทำให้อิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่ายมีค่าสูงขึ้นและทำให้แหล่งจ่ายทำงานเสมือนแหล่งจ่ายกระแส ดังนั้นวงจรจึงสามารถจำกัดค่ากระแสที่ไหลผ่านหลอดได้

สรุปหน้าที่ของบัลลาสต์ในวงจรหลอดฟลูออเรสเซนต์

- จ่ายกระแสอุ่นไส้หลอดที่เหมาะสมในขณะเริ่มจุดหลอด
- จ่ายแรงดันที่เหมาะสมเพื่อกระตุ้นให้เกิดการนำกระแสในก๊าซ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- รักษาระดับกระแสและแรงดันที่เหมาะสมให้กับหลอดขณะทำงาน

#### ข้อเสียของบัลลาสต์แกนเหล็ก

ในปัจจุบันบัลลาสต์ที่ใช้กันส่วนใหญ่จะเป็นบัลลาสต์แบบแกนเหล็ก โดยการทำงานกับสตาร์ทเตอร์ซึ่งเราจะพบข้อเสียหลายประการในการทำงานของวงจรบัลลาสต์แกนเหล็กนี้สามารถจำแนกออกได้ดังนี้

- ทำให้หลอดเกิดการกระพริบส่งผลให้สารเคลือบขั้วหลอดที่ทำหน้าที่จ่ายอิเล็กตรอนหลุดหายไปมากขึ้น (ขึ้นอยู่กับจำนวนครั้งของการกระพริบ) ซึ่งจะทำให้อายุการใช้งานของหลอดสั้นลง
- ประสิทธิภาพต่ำเนื่องจากการสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวบัลลาสต์แกนเหล็กสูง
- ค่าตัวประกอบกำลังต่ำเป็นผลให้ค่ากระแสที่ใช้สูงเกินกว่าความต้องการที่แท้จริงของหลอด
- เกิดเสียงรบกวนในกรณีที่แกนเหล็กของบัลลาสต์เริ่มเสื่อมสภาพ
- เกิดผลของสโตรโบสโคปิก (Stroboscopic Effect) ความสว่างที่ได้ไม่นิ่งทำให้เห็นภาพวัตถุเคลื่อนที่เบลอและทำให้สายตาดำได้อย่างรวดเร็วเนื่องมาจากการทำงานที่ความถี่ต่ำ

### 2.3 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Ballast)

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ คือ อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ต่ำให้ เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจ่ายให้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์เพื่อให้หลอดฟลูออเรสเซนต์ติดสว่างและทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพการใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงสามารถออกแบบตัวเหนี่ยวนำให้มีขนาดเล็กและมีกำลังสูญเสียต่ำและราคาไม่แพงเกินไปได้ การทำงานที่ความถี่สูงนอกจากสามารถลดกำลังสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำที่ทำหน้าที่เป็นบัลลาสต์แล้วยังทำให้ประสิทธิภาพการส่องสว่าง (Luminous Efficacy) ของหลอดฟลูออเรสเซนต์สูงขึ้นตามความถี่การทำงานได้อีกด้วย อีกทั้งแรงดันสูงที่เกิดขึ้นจากการเปลี่ยนแปลงอิมพีแดนซ์ของ L และ C โดยเมื่อค่าของ XL และ XC เท่ากันที่ความถี่ค่าหนึ่ง ส่งผลให้ค่าอิมพีแดนซ์ทั้งสองหักล้างกันพอดีก็จะทำให้เกิดช่วงสภาวะรีโซแนนซ์ขึ้น ซึ่งช่วงสภาวะรีโซแนนซ์นี้วงจรจะเสมือนมีโหนดความต้านทานเพียงอย่างเดียว ทำให้ไม่มีแรงดันตกคร่อมที่ L และ C ในช่วงสภาวะรีโซแนนซ์ จึงมีแต่แรงดันตกคร่อมที่หลอดเท่านั้นทำให้หลอดติดเร็วโดยไม่มีผลกระทบของหลอด

การให้หลอดฟลูออเรสเซนต์ทำงานที่ความถี่สูงถึงแม้จะช่วยลดกำลังสูญเสียในบัลลาสต์และลดกำลังอินพุทของหลอดลงได้จริง แต่เนื่องจากแหล่งจ่ายพลังงานโดยทั่วไปจะเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50 Hz หรือไม่ก็เป็นไฟฟ้ากระแสตรงนั้นจึงจำเป็นต้องใช้คอนเวอร์เตอร์ (Converter) ในการสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงซึ่งที่เรียกว่าอินเวอร์เตอร์ (Inverter) การเปลี่ยนแปลงไฟฟ้ากระแสตรงหรือไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ต่ำเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง

จะทำให้เกิดกำลังสูญเสียขึ้นในคอนเวอเตอร์เอง และเพื่อให้สามารถลดกำลังสูญเสียรวมของระบบลงได้ตัวคอนเวอเตอร์ต้องมีประสิทธิภาพสูง

ข้อดีของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

- ใช้กระแสไฟฟ้าน้อยกว่าบัลลาสต์แกนเหล็ก ทำให้ประหยัดพลังงาน
- หลอดติดง่ายไม่มีการกระพริบขณะสตาร์ท ทำให้ยืดอายุการใช้งานของไส้หลอดได้
- แสงที่ได้จะมีความนุ่มนวล ไม่มีการกระพริบของแสงจากผลของสโตรโบสโคปิก (Stroboscopic Effect) เหมาะที่จะใช้ในการอ่านหนังสือและการทำงานที่ใช้สายตามาก
- ไม่มีปัญหาเรื่องหลอดกระพริบจากสตาร์ทเตอร์ (Starter) เสียหรือหลอดเสื่อมเนื่องจากไม่ต้องใช้สตาร์ทเตอร์และเมื่อหลอดเสื่อมจะหยุดทำงานโดยอัตโนมัติ
- บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีกำลังสูญเสียน้อยจึงเกิดความร้อนน้อยกว่าบัลลาสต์แกนเหล็ก เหมาะสมที่จะติดตั้งในห้องที่มีเครื่องปรับอากาศ เพราะจะช่วยลดกำลังขาเข้าของเครื่องปรับอากาศลงได้
- ไม่เกิดเสียงรบกวนเหมือนบัลลาสต์แกนเหล็ก
- หลอดที่ใช้ร่วมกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะเกิดความร้อนน้อยกว่าหลอดที่ใช้กับบัลลาสต์แกนเหล็กทำให้ยืดอายุการใช้งานของหลอด
- ถ้าเกิดการลัดวงจรที่ขั้วออก (output) จะไม่ทำให้เกิดความร้อนสูงผิดปกติที่ตัวบัลลาสต์ และไม่ทำให้เกิดไฟไหม้

### 2.3.1 หลักการของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

เมื่อก้าวถึงแมกเนติกบัลลาสต์จะเห็นว่าหลักการที่วางนคล้ายกับหลักการของหม้อแปลง คือค่าแรงดันเอาต์พุตที่ออกมาเป็นไปตามสมการที่ (2.1)

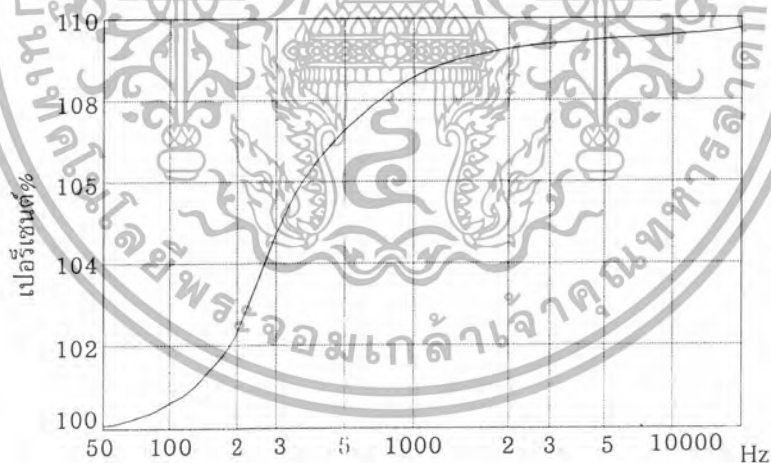
$$V_o = 4.44 fNB_{max}A_c \quad (2.1)$$

เมื่อ

f	คือ	ความถี่ที่แหล่งจ่ายจ่ายให้กับขดลวด
N	คือ	จำนวนรอบของขดลวด
B <sub>max</sub>	คือ	ความหนาของฟลักซ์แม่เหล็กอิ่มตัว
A <sub>c</sub>	คือ	พื้นที่หน้าตัดของแกนที่ฟลักซ์วิ่งผ่าน

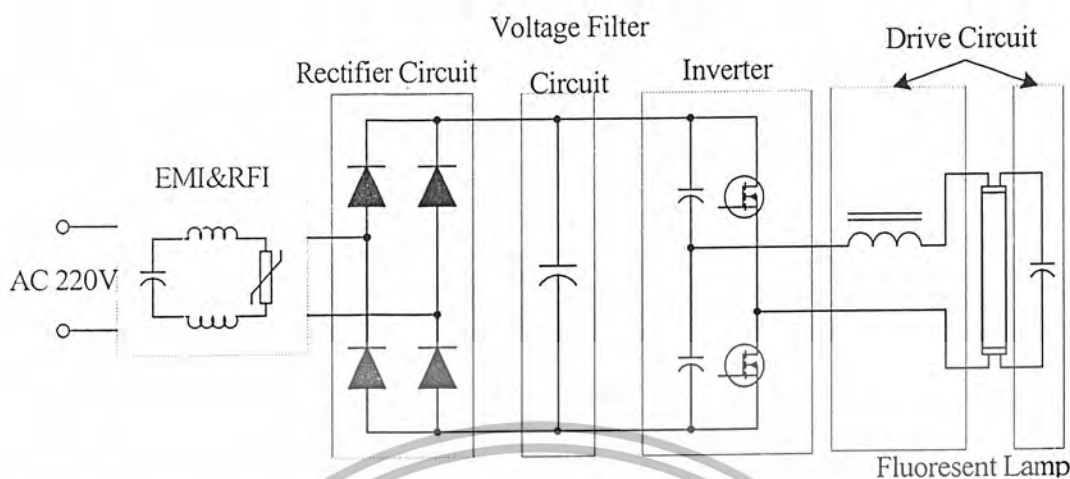
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

นั่นคือเมื่อเป็นแมกเนติกบัลลาสต์ค่าความถี่จะมีค่า 50Hz และค่า N, BMAX, Ac ต้องมีขนาดใหญ่พอสมควรเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่สูงพอ ดังนั้นจะเห็นได้ว่าจะเกิดการสูญเสียในตัวบัลลาสต์ค่อนข้างมาก และทำให้ค่าพาวเวอร์แฟคเตอร์ค่อนข้างต่ำเนื่องจาก L มาก จากสมการที่ 2.1 จึงเกิดหลักการและแนวคิดที่จะพัฒนาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ขึ้นมา โดยการใช้หลักการเพิ่มความถี่ทำให้สามารถลดจำนวนรอบของขดลวดและขนาดของ BMAX ฉะนั้นจำเป็นต้องสร้างวงจรที่สร้างสัญญาณกระแสสลับความถี่สูงขึ้น แต่เนื่องจากแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าโดยทั่วไปเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50Hz หรือไม่กี่ไฟฟ้ากระแสตรง ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้คอนเวอร์เตอร์ (converter) ในการสร้างแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าความถี่สูงดังกล่าว การเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงหรือไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ต่ำเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง จะทำให้เกิดกำลังสูญเสียขึ้นในตัวคอนเวอร์เตอร์เอง และเพื่อให้สามารถลดกำลังสูญเสียรวมของระบบตัวคอนเวอร์เตอร์จะต้องมีประสิทธิภาพสูง เนื่องจากหลอดฟลูออเรสเซนต์โดยทั่วไปใช้พลังงานจากแหล่งจ่ายกระแสสลับความถี่ 50/60 Hz ดังนั้นคอนเวอร์เตอร์จะต้องประกอบด้วยวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ต่ำเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหรือวงจรเรียงกระแส (Rectifier) และวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงหรือวงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter) วงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50/60Hz เป็นแหล่งจ่ายกระแสความถี่สูงเพื่อจ่ายให้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์ ซึ่งเราเรียกว่า บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 2.16 แสดงการเพิ่มขึ้นของแสงสว่างกับความถี่ของกระแสผ่านหลอด

## 2.4 โครงสร้างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์(Construction of Electronic Ballast)



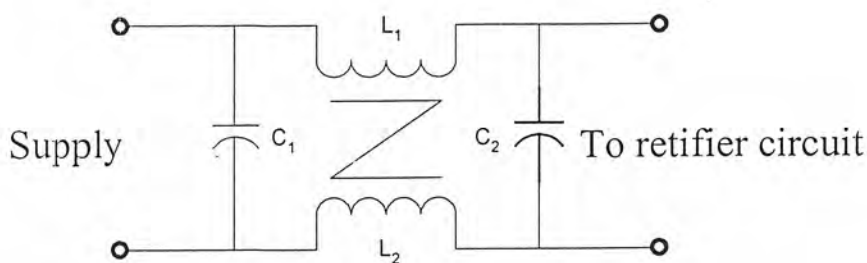
รูปที่ 2.17 แสดง โครงสร้างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

โครงสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ร่วมกับหลอดฟลูออเรสเซนต์ เพื่อทดแทนบัลลาสต์แบบขดลวดที่พื้นบนแกนแม่เหล็ก อาศัยหลักการใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ในการลดกำลังสูญเสียของบัลลาสต์ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ต้องมียังประกอบด้วยกัน 5 อย่างคือ

1. วงจรลดสัญญาณรบกวน Radio Frequency interference (RFI) Input Filter
2. วงจรเรียงกระแส (Rectifier circuit)
3. วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์ (Pulse Width Modulation)
4. วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter circuit)
5. ตัวเหนี่ยวนำ (Inductor)

### 2.4.1 วงจรลดสัญญาณรบกวน Radio Frequency Interference (RFI) Input Filter

วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เป็นแหล่งกำเนิดของสัญญาณ RFI ได้เป็นอย่างดี ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีฟิลเตอร์เพื่อลดสัญญาณรบกวนที่จะออกไปภายนอก ให้อยู่ในระดับที่ยอมรับได้โดยใช้ LC Filter Circuit ต่อระหว่างอินพุทกับแรงดัน ไฟสลับ

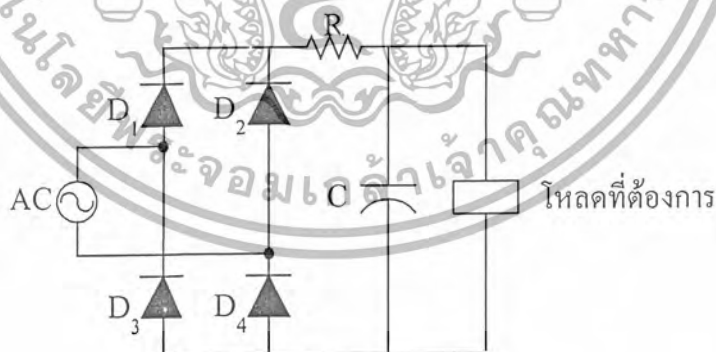


รูปที่ 2.18 แสดงวงจร RFI Filter Circuit

อัตราการผลิตทอนสัญญาณรบกวน RFI นั้นจะขึ้นอยู่กับค่าความต่างระหว่างอิมพีแดนซ์ของอินพุตกับแหล่งจ่ายไฟกระแสสลับ และค่าความแตกต่างระหว่างอิมพีแดนซ์ของเอาต์พุตของฟิลเตอร์กับอินพุตของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งปกติแล้ว คอนเวอร์เตอร์จะมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ ส่วนแหล่งจ่ายไฟสลับมักจะมีค่าอิมพีแดนซ์สูง ดังนั้นค่าอินพุตอิมพีแดนซ์ของวงจร RFI ฟิลเตอร์ต้องมีค่าอิมพีแดนซ์ต่ำ และเอาต์พุตของ RFI ฟิลเตอร์ต้องมีค่าสูงๆ เพื่อให้อัตราการผลิตทอนสัญญาณรบกวนมีค่าสูงยิ่งขึ้น

#### 2.4.2 วงจรเรียงกระแส (Rectifier circuit)

ทำหน้าที่เปลี่ยนกระแสไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50/60 Hz เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์ ในกรณีที่บัลลาสต์ใช้พลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันที่เหมาะสม จะไม่มีความจำเป็นต้องใช้วงจรเรียงกระแส



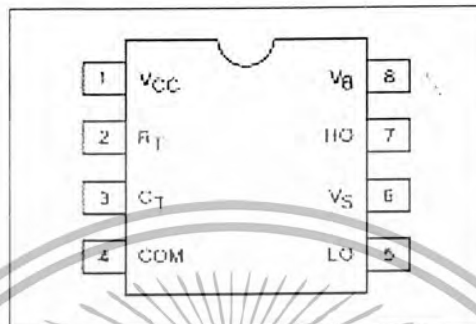
รูปที่ 2.19 วงจรกระแสแบบบริดจ์เรกติไฟเออร์

#### 2.4.3 วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์ (Pulse Width Modulation)

ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีความจำเป็นต้องใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อแปลงไฟตรงให้เป็นความถี่สูงประมาณ 12-60 กิโลเฮิร์ต ที่มีแรงดันสูง เพื่อที่จะนำไปใช้ในการป้อนให้กับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลอดฟลูออเรสเซนต์ จึงต้องการวงจรออสซิลเลตที่มีความเที่ยงตรงและสามารถกำหนดค่าความถี่ออสซิลเลตได้ ค่าระดับแรงดันออฟเซตของไอซีที่สูงและความสามารถในการขับอุปกรณ์เพาเวอร์สวิตซึ่งภายนอกได้อย่างมีประสิทธิภาพ อัตราการสูญเสียไอซีที่ต่ำและค่าเวลาหน่วงของสัญญาณเอาต์พุตทั้งด้านบวกและด้านลบที่เป็นพัลส์จะต้องน้อยมาก เราจึงได้นำเอาไอซีเบอร์ IR2151 เป็นไอซีกำเนิดสัญญาณนาฬิกา



รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะรูปร่างและการจัดขาของ IR2151

#### 2.4.3.1 คุณสมบัติเด่นของ IR2151 มีดังนี้

1. ในเอาต์พุตแต่ละขา (ที่เอาต์พุตขา High และ Low) ถูกออกแบบมาให้สามารถทำงานได้ในลักษณะบูสต์แตรี่ที่มีความกว้างในการทำงานด้านแรงดัน เต็มที่ถึง + 600 โวลต์ โดยยอมให้มีระดับแรงดันทรานเซียนต์ด้านลบ (dv/dt) ที่อยู่ในย่านปลอดภัย

2. จะทำการหยุดการทำงานหากแรงดันไฟเลี้ยงลดต่ำกว่าระดับที่สามารถทำงานได้สามารถเลือกค่าและกำหนดความถี่ในการออสซิลเลตได้จากสมการ

$$f = \frac{1}{1.4 * (R_T + 150\Omega) * C_T} \quad (2.2)$$

3. ค่าการหน่วงเวลาของสัญญาณทางเอาต์พุตทั้งด้าน High และ Low มีความสมดุลกัน

4. ที่เอาต์พุตด้าน Low จะมีเฟตสัญญาณเดียวกันกับที่ตำแหน่งของ  $R_T$

5. ค่าแรงดันออฟเซตสูงสุด 500 โวลต์

6. ค่าดีวีดีไซเคิล 50 %

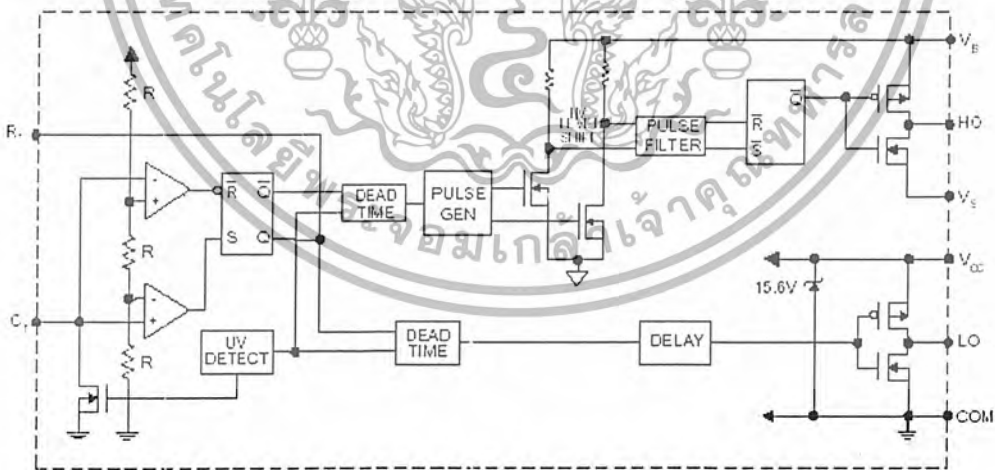
7. ค่ากระแสเอาต์พุตทางด้านบวก 100 มิลลิแอมป์และด้านลบ 210 มิลลิแอมป์

8. ค่าแรงดันขับเอาต์พุตสำหรับไบอัสเกตของเพาเวอร์มอสเฟตเท่ากับ 10- 20 โวลต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.4.3.2 ลักษณะและหน้าที่ของขาใช้งานแต่ละขามีหน้าที่ดังต่อไปนี้

1. ขา  $V_{CC}$  (ขา 1) เป็นขารับแรงดันไฟเลี้ยงวงจรภายในตัวไอซี และเป็นรับแรงดันสำหรับขับออกทางเอาต์พุตด้านต่ำ (Low) และจะต้องมีแรงดันที่คงที่
2. ขา  $R_T$  (ขา 2) เป็นขาอินพุตสำหรับตัวต้านทาน เพื่อกำหนดค่าเวลาในการออสซิลเลต ซึ่งมีเฟสสัญญาณที่เหมือนกันกับขา HO (ขา 7) เมื่อไอซีถูกจัดการทำงานในรูปแบบปกติ
3. ขา  $C_T$  (ขา 2) เป็นขาอินพุตสำหรับต่อตัวเก็บประจุเพื่อกำหนดค่าเวลาในการออสซิลเลต
4. ขา COM (ขา 4) เป็นขารับแรงดันย้อนกลับด้านต่ำของชุดสัญญาณเอาต์พุต (LO)
5. ขา LO (ขา 5) เป็นขาเอาต์พุตสำหรับจ่ายสัญญาณพัลส์ออกไปกระตุ้นหรือขับเกตของเพาเวอร์มอสเฟตและ IGBT
6. ขา  $V_S$  (ขา 6) เป็นขารับแรงดันย้อนกลับด้านสูงของชุดสัญญาณเอาต์พุตด้านสูง (HO)
7. ขา HO (ขา 7) เป็นขาเอาต์พุตสำหรับจ่ายสัญญาณพัลส์ออกไปกระตุ้นหรือขับเกตของเพาเวอร์มอสเฟตและ IGBT
8. ขา  $V_B$  (ขา 7) เป็นขารับแรงดันสำหรับออกเอาต์พุตด้านสูง ซึ่งสามารถรองรับแรงดันได้สูง แต่ต้องผ่านตัวต้านทานลดแรงดันร่วมกับไดโอด

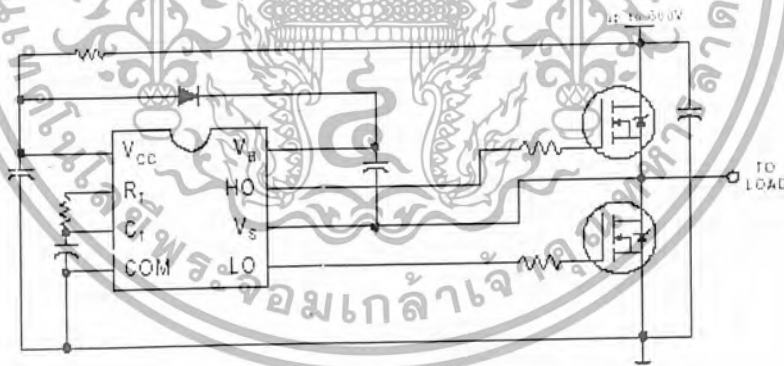


รูปที่ 2.21 แสดงบล็อกไดอะแกรมภายในของ IR2151

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในส่วนแรกคือส่วนที่ทำหน้าที่กำเนิดความถี่ออสซิลเลเตอร์ มีลักษณะและการทำงานคล้ายกับไอซีไทเมอร์เบอร์ 555 ในส่วนของวงจรขับทางเอาท์พุทจะให้พัลส์ที่มีค่ากระแสสูงพอที่จะขับมอเตอร์เฟสหรือ IGBT ได้อย่างสบาย โดยยังมีวงจรบัฟเฟอร์เป็นตัวผ่านพัลส์ที่จะขับออกทางเอาท์พุทก่อน มีส่วนการทำงานภายในที่กำหนดจุดเริ่มต้นและจุดสิ้นสุดของคาบเวลาพัลส์เอาท์พุทได้อย่างเที่ยงตรงและแน่นอนยิ่งขึ้น เพื่อเป็นการป้องกันไม่ให้อุปกรณ์เพาเวอร์มอเตอร์เฟสทางเอาท์พุททำงานพร้อมกันในช่วงจังหวะจุดสิ้นสุดกับจุดเริ่มต้นระหว่างพัลส์ระดับด้าน High กับ Low ซึ่งอาจมีช่วงคาบเวลาที่คาบเกี่ยวกันอยู่ หรือหากมีก็ให้น้อยที่สุด ซึ่งการหน่วงเวลาของพัลส์ของเอาท์พุทของทั้งสองเอาท์พุทจะสมดุลกัน โดยกำหนดค่าดีวีไซเคิลที่ 50 %

เนื่องจากการประยุกต์ใช้งานของ IR2151 จะถูกใช้งานในระบบแหล่งจ่ายที่เป็นไลน์หรือมีแรงดันไฟในระดับที่มีค่าสูง ดังนั้นไฟเลี้ยงวงจรภายในตัวไอซีจึงจำเป็นต้องอาศัยซีเนอร์ไดโอดเพื่อเรกูเลตแรงดันให้คงที่และลดแรงดันให้ต่ำลง ซึ่งไดโอดเคลมปี้นี้ก็ถูกต่อไว้เรียบร้อยแล้วภายในตัวไอซีซึ่งจะตกคร่อมอยู่ระหว่างขา  $V_{CC}$  กับ COM ภายใน ค่าแรงดันเบรคดาวน์ของซีเนอร์ไดโอดจะเท่ากับ 15.6 โวลท์ ในกรณีที่ใช้แรงดันไฟเลี้ยงไอซีจากไลน์ไฟเมนของระบบจะต้องมีตัวต้านทานค่าสูงๆต่ออนุกรมมาจากชุดเรกติไฟเออร์ โดยมีตัวเก็บประจุทำหน้าที่กรองแรงดันและลดแรงดันริปเปิล ก่อนที่แรงดันจะถูกจ่ายเข้าขา  $V_{CC}$  เพื่อใช้เลี้ยงตัวไอซีเทียบกับขา COM ลักษณะการต่อของอุปกรณ์ดังกล่าวเป็นดังรูปที่ 2.22 แสดงพื้นฐานวงจรประยุกต์ใช้งานเบื้องต้น ซึ่งเป็นรูปการต่อวงจรเบื้องต้นและเป็นพื้นฐานที่จะนำไปใช้งานจริงต่อไป



รูปที่ 2.22 แสดงพื้นฐานวงจรประยุกต์ใช้งานเบื้องต้น

#### 2.4.4 วงจรอินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่แปลงกระแสไฟฟ้ากระแสตรงจากวงจรเรียงกระแสให้เป็นกระแสสลับแรงดันสูงและความถี่สูง ซึ่งโดยทั่วไปบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะมีความถี่อยู่ในช่วง 20 – 60 KHz วงจรทำงานมักจะเป็นแบบ Soft Switching ที่มีกำลังสูญเสียในสวิตช์ต่ำซึ่งจะทำให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีประสิทธิภาพสูงกว่าวงอินเวอร์เตอร์บางแบบ อาจจะทำางานร่วมกับวงจรเรียงกระแสในลักษณะที่จะลดความถี่ขึ้นของกระแสด้านเข้า ทำให้ค่าตัวประกอบกำลังสูงด้วย วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้คือ วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (Half Bridge Inverter)

#### 2.4.5 Half Bridge Inverter

ทำหน้าที่หลักในการเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูง ความถี่สูง โดยสัญญาณพัลส์ที่มาจากวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาป้อนให้กับวงจรเพื่อทำการทริก MOSFET IRF840 ตัวที่ 1 และตัวที่ 2 คือ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ตามลำดับ นั้นต้องมีลักษณะกลับเฟสการทำงานซึ่งกันและกัน นั่นหมายความว่ามอสเฟตตัวที่ 1 และตัวที่ 2 จะสลับกัน ทำงานในช่วงคาบเวลาหนึ่งๆ สัญญาณเอาต์พุตของแรงดันที่ได้จึงมีลักษณะเป็นสัญญาณพัลส์ความถี่ที่ได้ขึ้นอยู่กับความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณนาฬิกาหรือวงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์จะเป็นตัวกำหนดความถี่ของไฟฟ้ากระแสสลับทางเอาต์พุตที่ป้อนให้หลอด

#### 2.4.6 วงจรรีโซแนนท์

หลักการรีโซแนนท์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ใช้ในการจุดหลอด เพื่อให้มีแรงดันและกระแสสูงพอที่จะทำให้หลอดเข้าสู่ภาวะจุดหลอดติด ตัวเหนี่ยวนำของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ทำหน้าที่เช่นเดียวกับบัลลาสต์แบบขดลวดพันแบบแกนเหล็ก คือทำหน้าที่เพิ่มอิมพีแดนซ์ให้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง เพื่อให้มีคุณสมบัติใกล้เคียงกับแหล่งจ่ายกระแส เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำขึ้นอยู่กับความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับ สำหรับความถี่ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์โดยทั่วไปใช้ความเหนี่ยวนำที่มีค่าอยู่ระหว่าง 1–2 มิลลิเฮนรี่ ซึ่งมีค่าความเหนี่ยวนำน้อยกว่าบัลลาสต์แบบขดลวดมากจึงเป็นการลดการสูญเสียได้เป็นอย่างดี

- วงจรรีโซแนนท์อนุกรมแบบต่ออนุกรมกับ โหลด (Series-Loaded-Resonant:SLR)
- วงจรรีโซแนนท์อนุกรมแบบต่อขนานกับ โหลด (Parallel-Loaded-Resonant:PLR)
- วงจรรีโซแนนท์อนุกรมแบบต่ออนุกรม-ขนานกับ โหลด (Series- Parallel- Loaded - Resonant:SPLR)

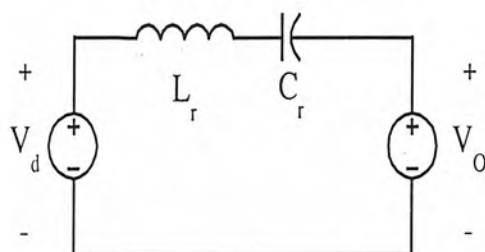
Voltage-source series-resonant converter แบ่งออกเป็น 3 ประเภท คือ

##### 2.4.6.1 Series load resonant (SLR) converter

การใช้งานจะออกแบบให้ความถี่สวิตซิ่ง ( $f_s$ ) มากกว่าความถี่เรโซแนนท์ ( $f_0$ ) เสมอ ซึ่งส่งผลคือทำให้ไม่ต้องใช้ไดโอดความเร็วสูงต่อคร่อมอุปกรณ์สวิตซิ่งและจากลักษณะการต่อ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

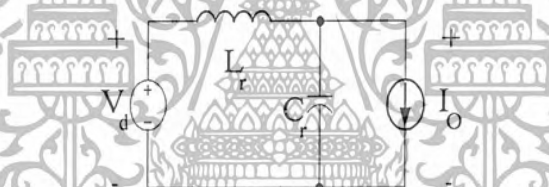
ตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุนี้ทำให้สามารถลดปริมาณกระแสลัดวงจรที่อาจจะเกิดขึ้นได้ดังแสดงในรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 แสดงวงจร Series load resonant converter

#### 2.4.6.2 Parallel load resonant (PLR) converter

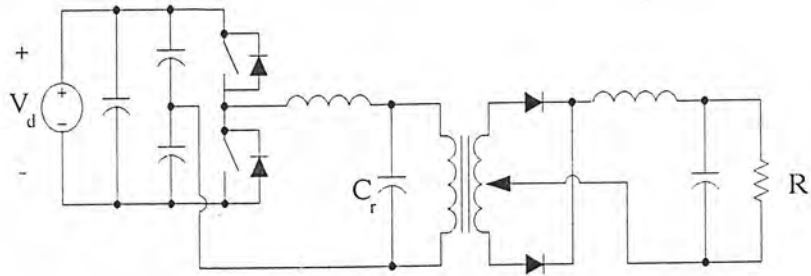
แรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจร Parallel load resonant converter (PLR) ดังรูปที่ 2.24 มากกว่าหรือน้อยกว่าแรงดันอินพุตก็ได้ซึ่งจะต่างกับวงจร SLR คอนเวอร์เตอร์ที่แรงดันเอาต์พุตจะน้อยกว่าแรงดันอินพุตเสมอ



รูปที่ 2.24 แสดงวงจร Parallel load resonant converter

#### 2.4.6.3 Hybrid-resonant converter

เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่รวมข้อดีของ SLR คอนเวอร์เตอร์ กับ PLR คอนเวอร์เตอร์เข้าไว้ด้วยกัน ดังรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 แสดงวงจร Hybrid-resonant converter

หลอดฟลูออเรสเซนต์ Fluorescent Lamp เป็นหลอดคิตซาร์จไปรอตความดันต่ำ ผลิตที่ขึ้นมาจากแทนหลอดไส้ เนื่องจากหลอดไส้มีประสิทธิภาพต่ำ และเกิดความร้อนมากเมื่อเทียบกับหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ให้แสงดีกว่า และอายุการใช้งานยังยาวนานกว่าด้วย

## 2.5 ข้อควรคำนึงในการออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

### 2.5.1 ตัวประกอบกำลัง (Input Power Factor: PF)

โดยทั่วไปที่ใช้ควบคุมการผลิตบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่จะวางจำหน่ายในทางการค้า ตามมาตรฐาน มอก. 1506-2541 จะกำหนดค่าตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุทไม่ต่ำกว่า 0.95 ซึ่งค่าตัว PF นี้จะลดลงเมื่อค่า RMS ของกระแสอินพุทสูงขึ้นอีกทั้งยังมีผลของการเพิ่มขึ้นของฮาร์โมนิกอีกด้วย จะสังเกตเห็นว่าเมื่อ PF ต่ำจะมีผลทำให้กระแสสูงขึ้นเมื่อใช้จ่ายกำลังไฟฟ้าที่เท่ากันซึ่งจะเป็นสาเหตุสำคัญที่ทำให้เกิดการสูญเสียในอุปกรณ์ภายในของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เช่น ค่าความเหนี่ยวนำ ค่าความต้านทาน เป็นต้น โดยที่การแก้ไขปัญหานี้ได้การนำเทคนิค แพลซีฟ (Passive) และแอคทีฟ (Active) มาใช้ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีอยู่ในปัจจุบัน ซึ่งในการคำนวณหาค่า PF หาได้จาก

$$PF = \frac{P}{S} \quad (2.3)$$

$$= \frac{V_S I_{S1} \cos(\phi_1)}{V_S I_S} \quad (2.4)$$

$$= \frac{I_{S1} \cos(\phi_1)}{I_S} \quad (2.5)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ

P	คือ	กำลังงานจริง (วัตต์)
S	คือ	กำลังงานปรากฏ (โวลท์แอมป์)
$V_s$	คือ	แรงดันที่แหล่งจ่าย (โวลท์)
$I_s$	คือ	ค่า RMS ของกระแสรวมจากแหล่งจ่ายที่เวลาใด ๆ
$I_{s1}$	คือ	ค่า RMS ขององค์ประกอบของกระแสที่ ความถี่มูลฐานที่เวลาใด ๆ
$\phi_1$	คือ	มุมต่างเฟสระหว่างแรงดันกับกระแสที่ความถี่มูลฐาน และเมื่อ DPF (Displacement Power Factor) มีค่าเท่ากับ $\cos(\phi_1)$

ดังนั้น

$$PF = \frac{I_{s1}}{I_s} DPF \quad (2.6)$$

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + THD_i^2}} DPF \quad (2.7)$$

### 2.5.2 ความผิดเพี้ยนของแรงดัน (Line Harmonic Distortion)

มีสาเหตุมาจากแรงดันตกคร่อมอิมพีแดนซ์ (Impedance) อนุกรม เป็นผลเนื่องมาจากการไหลของกระแสฮาร์โมนิก ทำให้อิมพีแดนซ์สูงขึ้นแต่ในความเป็นจริงนั้นสาเหตุนี้ไม่สำคัญในการออกแบบบัลลาสต์มากนักเพราะได้มีมาตรฐานในการกำหนดค่า PF ก่อนข้างสูง (0.95) ด้วยสาเหตุนี้ความผิดเพี้ยนของแรงดัน Line จะต่ำไปด้วย

### 2.5.3 ความผิดเพี้ยนของกระแส (Input Current Harmonics)

กระแสฮาร์โมนิกทางด้านอินพุทนั้นเป็นสาเหตุทำให้เกิดปัญหา PF และรูปคลื่นแรงดัน (Voltage Waveform) เช่น การไหลของกระแสฮาร์โมนิกทำให้เกิดความร้อนขึ้นในหม้อแปลงที่จ่ายกระแสและการเพิ่มขึ้นของการสูญเสียในระบบอีกทั้งกระแสฮาร์โมนิกที่ไหลเข้าสู่หม้อแปลงนั้นเป็นสาเหตุของการเพิ่มขึ้นของสัญญาณรบกวน (Audible Noise), การสูญเสียในขดลวด , การสูญเสียในแกนเหล็ก และการสูญเสียที่เกิดจากสเตฟลักซ์ (Stray Flux) ส่วนกระแสฮาร์โมนิกที่ไหลในสายก็จะส่งผลทำให้เกิดการสูญเสียในขดลวดมากขึ้นซึ่งสาเหตุนี้เกิดมาจาก เมื่อกระแสฮาร์โมนิกสูงจะทำให้ PF ต่ำลง ดังนั้น ขนาดของกระแสอินพุทสูงขึ้นประกอบด้วยสกินเอฟเฟค (Skin Effect) เนื่องจากความถี่สูงทำให้ค่าความต้านทานของสายเพิ่มมากขึ้นจึงทำให้การสูญเสียในขดลวดมากขึ้นซึ่งถ้าในความเป็นจริงในระบบกำลังไฟฟ้าสาเหตุนี้จะทำให้เกิดการสูญเสียในขดลวดของสายนิวทรัลและมากไปกว่านั้นผลของฮาร์โมนิกสามารถทำให้ฟิวส์เสียหายหรือเซอร์กิตเบรกเกอร์ทริปได้ด้วย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ส่วนผลกระทบอีกอย่างของกระแสฮาร์มอนิกที่เกิดจากบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ก็คือ กิโลวัตต์ฮิวมิเตอร์ ซึ่งเป็นมิเตอร์ที่ทำการบันทึกค่ากำลังไฟฟ้าตามบ้านพักอาศัยทั่วไปซึ่งมิเตอร์เหล่านี้ได้ออกแบบไว้ใช้งานกับแรงดันแบบชายนั่นเท่านั้น แต่เมื่อมีการรบกวนของกระแสฮาร์มอนิก ก็จะเป็นผลทำให้มิเตอร์หมุนเร็วมากขึ้น ดังนั้นผู้ที่ผลิตและออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ได้มีการคำนึงถึงปัญหานี้อย่างมากและเป็นประเด็นที่ใช้ในการแข่งขันกันในทางตลาดซึ่งจะบอกเป็น เปอร์เซ็นต์ (% THDi)

ในการคำนวณหาค่าความผิดเพี้ยนจึงคิดถึงแต่เฉพาะกระแส โดยค่าที่ใช้วัดความผิดเพี้ยนคือ ค่า THD โดยพิจารณาดังสมการที่ (2.8)

$$i_{dis} = i_{s1} - i_{s1} = \sum_{h \neq 1} i_{sh} \quad (2.8)$$

เมื่อ

$i_{dis}$  คือ องค์ประกอบของกระแสที่ผิดเพี้ยน  
 $i_s$  คือ กระแสรวมจากแหล่งจ่าย  
 $i_{s1}$  คือ องค์ประกอบของกระแสที่ ความถี่มูลฐาน  
 $i_{sh}$  คือ กระแสในแต่ละฮาร์มอนิกจากแหล่งจ่าย  
 $h$  คือ ลำดับของฮาร์มอนิก

เมื่อพิจารณากระแสเป็นค่า RMS (Root Mean Square) จะได้สมการที่ (2.9)

$$I_{dis} = \left[ I_s^2 - I_{s1}^2 \right]^{1/2} = \left[ \sum_{h \neq 1} I_{sh}^2 \right]^{1/2} \quad (2.9)$$

เมื่อ

$I_{dis}$  คือ ค่า RMS ของ  $i_{dis}$   
 $I_s$  คือ ค่า RMS  $i_s$   
 $I_{s1}$  คือ ค่า RMS  $i_{s1}$   
 $I_{sh}$  คือ ค่า RMS  $i_{sh}$

โดยค่า THD หาได้จากสมการที่ (2.10)

$$\%THD = 100 \times \frac{I_{dis}}{I_{s1}} \quad (2.10)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 100 \times \frac{\sqrt{I_s^2 - I_{s1}^2}}{I_{s1}} \quad (2.11)$$

$$= 100 \times \frac{\sqrt{\sum_{i \neq 1} I_{sh}^2}}{I_{s1}} \quad (2.12)$$

โดยตามข้อกำหนดตามมาตรฐานอุตสาหกรรม มอก.1506 – 2541 ค่า % THDi ต้องไม่เกิน 15%

#### 2.5.4 การกระเพื่อมของแรงดันดีซี (DC Link Voltage Ripple)

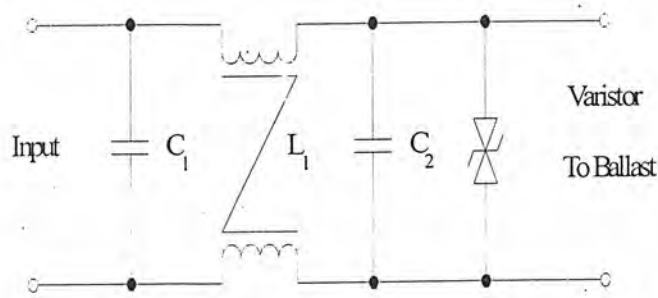
การกระเพื่อมของแรงดันดีซีจะส่งผลทำให้เกิดการกระพริบของแสง (Stroboscopic) ซึ่งโดยทั่วไปการกรองแรงดันกระเพื่อมจะใช้ตัวเก็บประจุ (Capacitor) หลังวงจรเรียงกระแส (Rectifier) ดังนั้นตัวเก็บประจุที่ใช้ก็ต้องมีการออกแบบที่เหมาะสมเพราะว่าถ้าตัวเก็บประจุมีขนาดมากเกินไปจะทำให้เกิดความเครียด (Stress) ที่ตัวไดโอดเรียงกระแสสูง และเป็นสาเหตุของการเพิ่มของกระแสฮาร์มอนิกด้วย

#### 2.5.5 อุปกรณ์ป้องกันแรงดันเกินชั่วขณะ (Line Transient Protection)

การผิดเพี้ยนของกำลัง ไฟฟ้าที่เกิดจากผลของแรงดันเกินชั่วขณะอาจทำให้เกิดความเสียหายให้กับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ได้เพราะเนื่องจากอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำมีความเปราะบางต่อการกระชากของกระแสและแรงดัน ดังนั้นผู้ผลิตส่วนมากจะใช้ Metal Oxide Varistor (MOV) ในการป้องกันแรงดันเกินชั่วขณะ

#### 2.5.6 การรบกวนทางสนามแม่เหล็ก (Radio Frequency Interference)

RFI, Electromagnetic Interference : (EMI) : บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ก็เหมือนเป็นอุปกรณ์สื่อสารความถี่สูงชนิดหนึ่งซึ่งจะพิจารณาตั้งแต่ในส่วนของแหล่งจ่ายให้บัลลาสต์ กล่าวคือสามารถที่จะนำคลื่น RFI เข้ามาในตัวบัลลาสต์ซึ่งอาจจะทำให้การทำงานของบัลลาสต์ผิดเพี้ยนไปได้ในขณะเดียวกันบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สามารถสร้างสัญญาณรบกวน (EMI) ออกไปรบกวนอุปกรณ์ภายนอก การป้องกันการรบกวนอันเนื่องจาก RFI และ EMI สามารถที่จะต่อวงจรได้ดังแสดงในรูปที่ 2.26 แล้วนำไปต่ออนุกรมกับวงจรเรียงกระแสอีกทีหนึ่ง



รูปที่ 2.26 แสดงวงจร Input Filter With Protections

### 2.5.7 แรงดันจุดหลุด

จะต้องมีค่าสูงมากพอในตอนเริ่มแรกในการจุดหลุดซึ่งจะอาศัยหลักการวงจรรีโซแนนท์

### 2.5.8 การกระพริบของหลอด (Flicker)

จะเกิดขึ้นเมื่อจุดที่กระแสเป็นศูนย์ (Zero Crossing) ของสวิตช์ ซึ่งการกระพริบของหลอดนี้จะก่อให้เกิดปัญหาในการทำงานจะมีผลต่อสายตาซึ่งจะทำให้เกิดการมึนงง ดังนั้นควรเลือกความถี่สูงในการทำงานของบัลลาสต์

### 2.5.9 รูปลักษณะของกระแสหลอด (Lamp Current Waveshape)

สามารถวัดได้จากการวัดค่า Crest Factor (ค่า Max หาค่า Rms) ซึ่งถ้าค่า Crest Factor มีค่าสูงจะทำให้อายุของหลอดสั้นลงซึ่งจะก่อให้เกิดปัญหา ทางด้าน RFI/EMI ด้วย ดังนั้นต้องควบคุมให้ Crest Factor มีค่าไม่เกิน 1.7 ตามมาตรฐานมอก. 1506 – 2541

### 2.5.10 การเลือกความถี่ในการทำงานของหลอดดิสชาร์จ

หากหลอดก๊าซดิสชาร์จทำงานที่ความถี่สูงจะได้ประโยชน์จากการเปลี่ยนแกนของบัลลาสต์จากแกนเหล็กมาเป็นแกนเฟอร์ไรต์ ที่มีขนาดเล็กและน้ำหนักเบากว่าทำให้ใช้คีมขนาดเล็กแต่ก็ต้องเพิ่มวงจรแปลงแรงดันกระแสสลับความถี่ต่ำให้เป็นแรงดัน กระแสสลับความถี่สูงการเลือกใช้ความถี่ในการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ แบบความถี่สูงต้องคำนึงถึงปัจจัยหลายด้าน เช่น การป้องกันการรบกวน การซีดและค่านิ่งถึงความถี่ในการทำงานของอุปกรณ์อื่นด้วย เพราะบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ก็เป็นสินค้าอุปโภคชนิดหนึ่ง การเลือกความถี่ในการทำงานสำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ มีเกณฑ์คือ

หากเลือกใช้ความถี่ยิ่งต่ำก็จะมีผลดี ทำให้การรบกวนเนื่องจากผลของฮาร์มอนิกมีผลลดน้อยลงแต่ขนาดของอุปกรณ์จะมีขนาดใหญ่กว่าการใช้ความถี่สูง ความถี่ควรสูงกว่า 10 kHz เพราะหลอดจะมีประสิทธิภาพการส่องสว่าง ความถี่ที่ใช้ควรสูงกว่า 18 kHz เพราะหากความถี่ต่ำกว่านี้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทุกคนจะได้ยินได้ จึงอาจสร้างความรำคาญได้ (โดยทั่วไปทุกคนโดยเฉลี่ยจะสามารถได้ยินเสียงความถี่สูงได้ประมาณ 15 kHz แต่ในเด็กเล็กอาจสามารถได้ยินเสียงความถี่สูงขึ้นถึง 18 kHz ซึ่งโดยทั่วไปจะถือเกณฑ์ความถี่ขั้นต่ำที่ 20 kHz เพื่อหลีกเลี่ยงการได้ยินเสียงของคน)

หากเลือกความถี่สูงมากขึ้น ความถี่ควรสูงมากกว่า 50 kHz เพราะอากาศจะสามารถดูดกลืนคลื่นเสียงได้เพิ่มมากขึ้น จึงเป็นผลดีที่ว่าจะทำให้การรบกวน RFI ลดลงอย่างรวดเร็ว

การที่สวิตช์ต้องทำงานที่ความถี่สูงมากขึ้นก็ส่งผลให้เกิดการสูญเสียพลังงานในช่วงการสวิตช์มากขึ้น การเลือกใช้ความถี่สูงสุดได้เท่าไรนั้นขึ้นอยู่กับขีดจำกัดด้านความเร็วของอุปกรณ์ เช่น แกนเฟอร์ไรต์ หรือ ทรานซิสเตอร์ที่สามารถทำงานที่ความถี่สูงก็ยังมีไม่มาก

การทำให้หลอดฟลูออเรสเซนต์ทำงานที่ความถี่สูงมากขึ้นนั้น ก็ไม่ได้ช่วยลดขนาดของตัวเหนี่ยวนำลงมากนัก แต่จะทำให้การออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และการผลิตมีความยุ่งยากเพิ่มมากขึ้น ยิ่งความถี่สูงมากขึ้นเท่าไร ก็จะเกิดผลของฮาร์มอนิก ที่ 2, ที่ 3, ... ฯลฯ ยิ่งสูงมากขึ้นเป็นผลเสียที่จะไปเพิ่มการรบกวนอุปกรณ์ไฟฟ้าอื่นๆที่ทำงานที่ความสูงในย่านเดียวกัน

ความถี่ที่ควรหลีกเลี่ยงในช่วง 30-60 kHz เพราะคลื่นพาหะของรีโมทคอนโทรลส่วนมากใช้ความถี่ในช่วงย่านนี้ ได้แก่ 23 kHz, 25 kHz, 33 kHz, 40 kHz, 55 kHz โดยความถี่ที่มีการใช้มากที่สุด คือ 40 kHz เพราะมีความยาวคลื่นสั้นการเลี้ยวเบนของคลื่นน้อยการดูดกลืนคลื่นในอากาศพอประมาณ ถ้าคลื่นเป็นลำแคบมีทิศทางที่แน่นอน

ได้มีการศึกษาถึงผลของความถี่ และคลื่นต่อชีววิทยาของมนุษย์และสิ่งแวดล้อม (ALR,1991) ได้กล่าวถึงความถี่ที่บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ควรหลีกเลี่ยงอีกช่วงก็คือ 20 – 25 kHz เพราะหูของสุนัขจะสามารถได้ยินเสียงความถี่สูงและมีความไวมากต่อความถี่สูงในช่วง 20 – 25 kHz จึงอาจสร้างความรำคาญให้แก่สุนัขได้

ดังนั้นความถี่ที่เหมาะสมสำหรับการทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์ในปัจจุบันจึงมีช่วงความถี่ที่เหมาะสมอยู่ในหลัก 10 kHz ขึ้นไป โดยทั่วไปความถี่มีการใช้ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์อยู่ในช่วง 20 – 500 kHz แต่ที่นิยมใช้กันมากคือ ความถี่ในช่วง 20 – 70 kHz (ในวงจรบัลลาสต์รุ่นใหม่ อาจใช้ ความถี่สูงถึง 14 MHz)

## 2.6 เกณฑ์การเลือกใช้อุปกรณ์ป้องกันแรงดันเกิน

### 2.6.1 เลือกพิชิตการทนแรงดัน (Maximum Operating Voltage)

ให้เหมาะสมกับการป้องกันแรงดันเกินในการใช้งาน โดยควรเผื่อแรงดันเกินของแหล่งจ่ายที่อาจเป็นไปได้ไว้ด้วย เช่น เผื่อแรงดันแหล่งจ่ายเกิน 10 % เป็นอย่างน้อย เช่น กรณีแรงดันแหล่งจ่าย 220 โวลต์ ก็ต้องเผื่อแรงดันแหล่งจ่ายเป็น 242 โวลต์ จึงเลือกวาริสเตอร์พิชิตสูงกว่า เช่น ในที่นี้เลือก 275 โวลต์เผื่อไว้ หากยังเลือกวาริสเตอร์ทนแรงดันสูงมากขึ้น จึงมีผลดีคือกระแสรั่วไหลมีค่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ลดน้อยลงแต่ก็มีผลเสียคือแรงดันเกินค่าต่ำ ๆ เช่น 265 โวลต์ สามารถผ่านเข้าวงจรได้ จึงทำให้การเลือกอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ใช้ในวงจรต้องสามารถทนแรงดัน 275 VAC หรือ 390 VDC ได้

### 2.6.2 พิจารณาถึงคุณสมบัติของการใช้วาริสเตอร์

- กระแสกระชาก (Inrush Current)
- การดูดซับกำลังเกิน (Energy Absorption)
- การทนกำลังเฉลี่ยโดยคิดจากจำนวนครั้งของค่ากระแสเสีร์จ และกำลังเกินซึ่งก็

หมายความว่าค่ากระแสชั่วขณะ (I) แรงดันชั่วขณะ (E) และกำลังชั่วขณะ (P) สูงสุดจากการทำงานจริงของวงจรต้องมีค่าไม่เกินขีดจำกัดสูงสุดของ I, E, P ของวาริสเตอร์ทนได้ดังสมการที่ (2.13) สมการที่ (2.14) และ สมการที่ (2.15)

$$I' \leq I_{max} \quad (2.13)$$

$$E' \leq E_{max} \quad (2.14)$$

$$P' \leq P_{max} \quad (2.15)$$

เลือกพิจารณาการทนกระแสกระชาก (Maximum Inrush current) ขึ้นอยู่กับจำนวนพัลส์กระแส และความกว้างของพัลส์กระแสด้วย โดยปกติค่าที่แสดงในสเปกของวาริสเตอร์จะเป็นค่าที่ประมาณความกว้างพัลส์เป็นสี่เหลี่ยมขนาดความกว้าง (Tr) เป็น 20 uF หรือ 2 ms ดังนั้นหากเป็นพัลส์ต่าง ๆ ก็ต้องแปลงเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมที่มีความกว้างเป็นมาตรฐาน เพื่อหาค่ายอดของกระแสเสีร์จแล้วใช้ กราฟการเสื่อมพิกัด (Derating Curve) ช่วย (หมายเหตุ เลือกพิกัดจากกระแสเสีร์จ ไม่ใช่แรงดันเสีร์จ)

- เลือกพิจารณาการทนกำลังเกิน (Maximum Energy Absorption) ซึ่งคำนวณได้ง่าย ๆ โดยการแปลงรูปคลื่นตรวจวัดได้จากออสซิลโคปให้ประมาณเป็นรูปสี่เหลี่ยม เพื่อหาค่าพลังงานหรือ พื้นที่ใต้กราฟ จากสมการที่ (2.16)

$$E_{max} = V_{max} I_{max} IR \quad (2.16)$$

โดยที่

$$E_{max} = \text{การดูดซับกำลังงานเกินสูงสุด (Maximum Energy Absorption)}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$V_{max} = \text{แรงดันคร่อมวาริสเตอร์ขณะที่กระแสชั่วคราวมีค่าสูงสุด (Voltage Across the Varistor at } I_{max}) \text{ (โวลท์)}$$

$$IR = \text{ความกว้างพัลส์ (Pulse Width)(วินาที)}$$

ในการคิดโหลดที่วาริสเตอร์จะทนได้นั้นควรเพื่อกรณีที่เลวที่สุด(WorstCase Condition) เช่น หากวาริสเตอร์ต่ออยู่ในวงจรที่มีตัวเหนี่ยวนำค่า  $L$  อยู่ในวงจรวาริสเตอร์จะต้องทนพลังงานทั้งหมด  $0.5LI^2$  ของการคายพลังงานจากตัวเหนี่ยวนำในวงจร ซึ่งเป็นการคิดเผื่อไว้เพื่อความปลอดภัย

- เลือกพิสัยการจ่ายกำลังเฉลี่ย (Maximum Average Power Dissipation) จากขั้นตอนดังกล่าว ก็เพียงพอในการเลือกเบอร์วาริสเตอร์ได้ แต่ในการเลือกใช้วาริสเตอร์ควรตรวจสอบดูด้วยว่าวาริสเตอร์ค่าที่เลือกมานั้นยังคงมีพิสัยการกระจายกำลังเฉลี่ยสูงกว่าพิสัยกำลังใช้งาน เช่น สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.17)

$$T_{min} = \frac{E}{P_{max}} \quad (2.17)$$

โดยที่

$T_{min}$	ค่าเวลาของกระแสเฉลี่ย (วินาที)
$E$	ค่ากำลังงานเกินที่ดูดซับในแต่ละคาบ
$P_{max}$	ค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุด (Maximum Power Dissipation) (วัตต์)

จากเกณฑ์ข้างต้นก็สามารถเลือกเบอร์วาริสเตอร์ได้จากแคตตาล็อก

### 2.6.3 พิจารณาตรวจสอบแรงดันเกิน

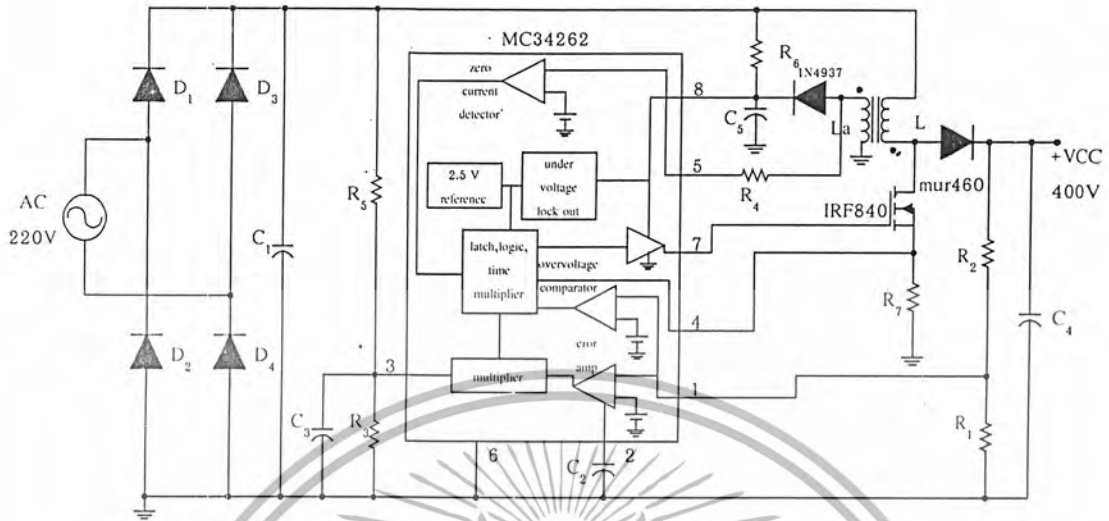
พิจารณาตรวจสอบว่าแรงดันเกินที่อาจเกิดขึ้นได้ในการทำงานของวาริสเตอร์เบอร์ที่เลือกมีค่าไม่มากกว่าความคงทนทางไฟฟ้าของอุปกรณ์ในวงจรที่ป้องกัน

## 2.7 การควบคุมการทำงานของวงจร Active Power Factor Correction

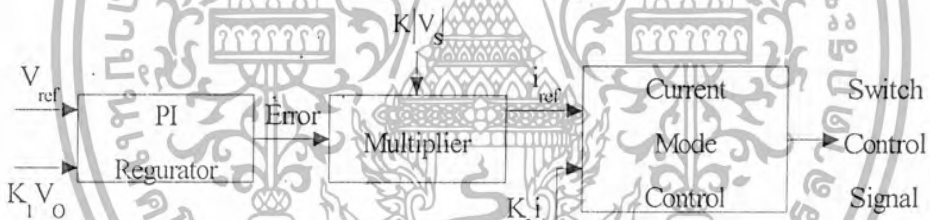
เพื่อให้กระแสอินพุทของวงจรแปลงไฟสลับเป็นไฟตรงอินเฟสกับแรงดันจึงจำเป็นต้องใช้วงจร Active Power Factor Correction แสดงในรูปที่ 2.27 มาใช้ร่วมกับวงจร AC-DC Boost Converter เพื่อให้รูปคลื่นกระแสเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีกระแสฮาร์มอนิกส์ต่ำจึงต้องควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำให้มีความต่อเนื่องมีค่าเฉลี่ยเป็นรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่และมุมเฟสเดียวกันกับความถี่มูลฐานของแรงดันอินพุทไฟสลับ เพราะกระแสอินพุทและกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นกระแสเดียวกัน บล็อกควบคุมการสวิตช์เพื่อควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแสดงในรูปที่ 2.28



รูปที่ 2.27 แสดงวงจรแปลงไฟสลับเป็นไฟตรงที่มีการปรับปรุงตัวประกอบกำลังทางด้านอินพุต โดยใช้วงจร Active Power Factor Correction



รูปที่ 2.28 แสดงบล็อกควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจร AC-DC Boost Converter

จากบล็อกควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำของวงจร AC-DC Boost Converter ดังรูปที่ 2.28 มี  $i_{ref}$  เป็นสัญญาณอ้างอิงในการควบคุมการปิดหรือเปิดของสวิตช์เพื่อควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ( $i_L$ ) ให้มีรูปคลื่นเหมือนกับสัญญาณรูปคลื่นไซน์แบบเต็มคลื่น  $|V_s|$  และมีขนาดตามค่าแรงดันอ้างอิง ( $V_{ref}$ ) ที่เป็นไฟตรงขนาดของ  $V_{ref}$  เป็นตัวกำหนด และรักษาระดับของแรงดันเอาต์พุต ( $V_O$ ) ให้มีค่าคงที่

วิธีการควบคุมกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำให้มีความต่อเนื่อง และมีค่าเฉลี่ยเป็นรูปคลื่นไซน์เหมือนกับแรงดันอินพุตมีหลายวิธีสามารถแบ่งออกได้สองแบบ คือควบคุมกระแสให้มีความต่อเนื่องโดยที่ค่าต่ำสุดมีค่ามากกว่าศูนย์ดังรูปที่ 2.29 และควบคุมกระแสให้ต่อเนื่องโดยที่ค่าต่ำสุดมีค่าเท่ากับศูนย์พอดีเมื่อสิ้นสุดคาบเวลาสวิตช์ดังรูปที่ 2.30

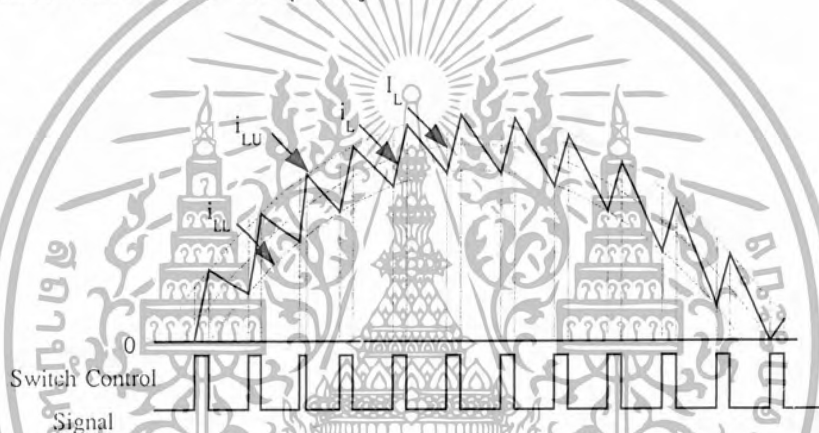
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.7.1 การควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

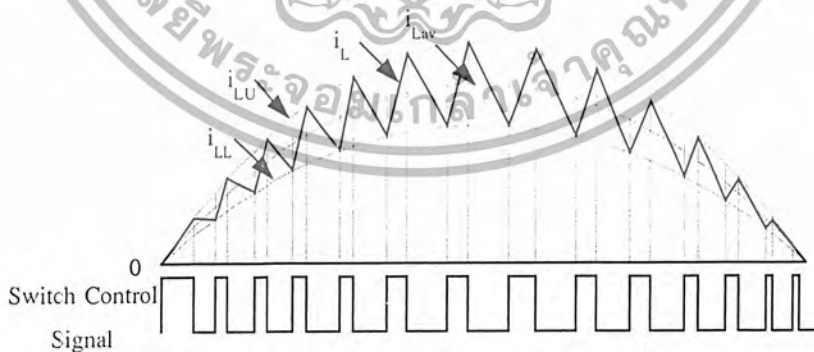
ให้ต่อเนื่องโดยมีค่าต่ำสุดมากกว่าศูนย์ การควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ( $i_L$ ) แบบนี้มีหลายลักษณะ หากการกระเพื่อมของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ( $\Delta I_L$ ) คือ  $i_{LU} - i_{LL}$  มีค่าเปลี่ยนแปลงตามขนาดของแรงดันอินพุตรูปคลื่นซายน์แบบเต็มคลื่น โดยมีสัญญาณอ้างอิงของกระแส  $i_L$  สองระดับ คือระดับอ้างอิงในการหยุดนำกระแส คือ  $i_{LU}$  และระดับอ้างอิงในการเริ่มนำกระแส คือ  $i_{LL}$  การควบคุมโดยการควบคุมขนาดของ ( $\Delta I_L$ ) นี้เรียกว่า “Band Control” มี 2 แบบ ดังนี้

- Constant-tolerance-band control เป็นการควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำให้มีขนาด ( $\Delta I_L$ ) คงที่ตลอด ดังรูปที่ 2.29 (ก)

- Variable-tolerance-band control เป็นการควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำให้มีขนาดเปลี่ยนแปลงตามขนาดของแรงดันอินพุต ดังรูปที่ 2.29 (ข)



(ก) แสดงการควบคุมแบบ Constant-tolerance-band control



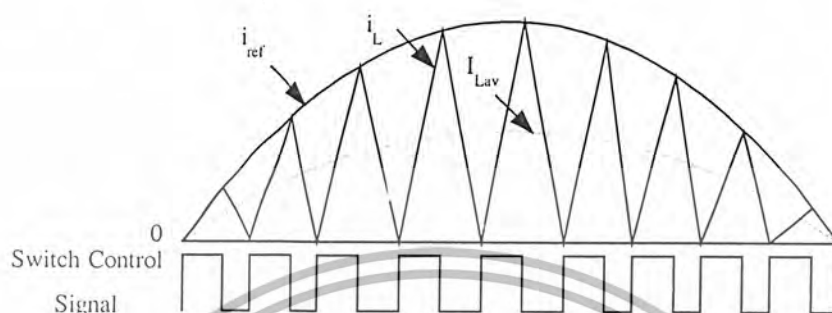
(ข) แสดงการควบคุมแบบ Variable-tolerance-band control

รูปที่ 2.29 แสดงการควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำให้ต่อเนื่องโดยค่าต่ำสุด

ในแต่ละคาบเวลาสวิตซ์มากกว่าศูนย์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.7.2 การควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีความต่อเนื่อง โดยมีค่าต่ำสุดเท่ากับศูนย์ การควบคุมแบบนี้เป็นการควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าเป็นศูนย์พอดีเมื่อสิ้นสุดคาบเวลา ดังรูปที่ 2.30 สัญญาณอ้างอิงในการหุค่นำกระแสคือมีลักษณะเป็นรูปคลื่นซายน์ เหมือนกับแรงดันอินพุท  $|V_s|$



รูปที่ 2.30 แสดงการควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบมีค่าเป็นศูนย์พอดีเมื่อสิ้นสุดคาบเวลาสวิตช์

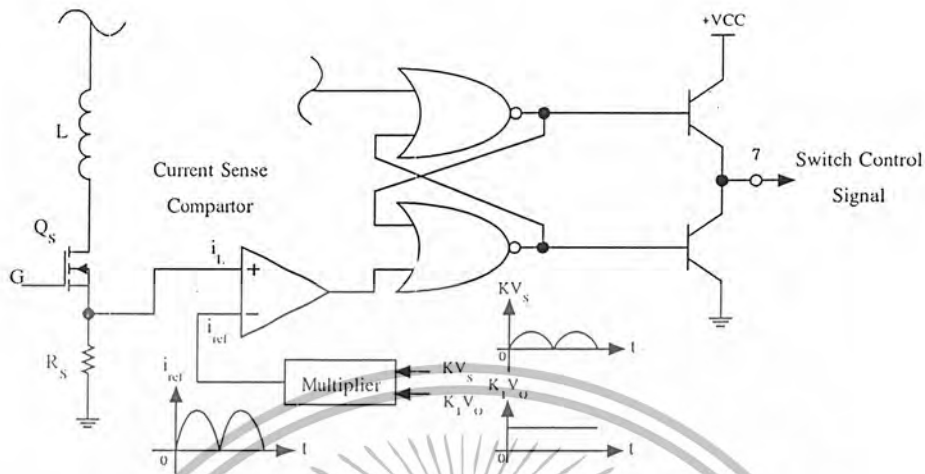
การควบคุมการทำงานของ AC-DC Boost Converter เพื่อให้กระแสอินพุทของวงจรมีความต่อเนื่อง และมีค่าเฉลี่ยเป็นรูปคลื่นซายน์แบบที่สองนั้น คือ แบบกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์พอดีเมื่อสิ้นสุดคาบเวลาสวิตช์นั้นทำได้ง่ายกว่า เพราะมีไอซีที่สามารถนำมาใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจร AC-DC Boost Converter ได้คือ ไอซี MC33262P

## 2.8 การควบคุมการทำงานของวงจร AC-DC Boost Converter ด้วยไอซี MC33262P

MC33262P มีการควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าเป็นศูนย์พอดีเมื่อสิ้นสุดคาบเวลาสวิตช์ตลอดคาบเวลาของแรงดันอินพุทไฟตรงแบบเต็มคลื่น (dc full wave) ของวงจร ดังรูปที่ 2.22 เป็นผลให้กระแสอินพุทเฉลี่ยของวงจร AC-DC Boost Converter เป็นรูปคลื่นซายน์ และมีเฟสตรงกันกับแรงดันอินพุทจากลักษณะของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำดังรูปที่ 2.26 ในช่วงเวลา  $t_{on}$  กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ แบบเชิงเส้นจนถึงระดับสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นซายน์ ไอซีก็จะเกิดสัญญาณควบคุมให้สวิตช์  $Q_s$  เปิดทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าลดลงจนกระทั่งเป็นศูนย์ก่อนจึงจะมีสัญญาณไปควบคุมให้สวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์ ปิดในคาบเวลาถัดไปเป็นผลให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าตกลงเป็นศูนย์พอดีเมื่อสิ้นสุดคาบเวลาสวิตช์ ดังนั้นการควบคุมการทำงานของ AC-DC Boost Converter ด้วยไอซี MC33262P จึงแบ่งออกเป็นสองลักษณะดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.8.1 การควบคุมค่ายอดของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ให้เปลี่ยนแปลงเป็นรูปคลื่นซายน์เหมือนกับแรงดันอินพุท

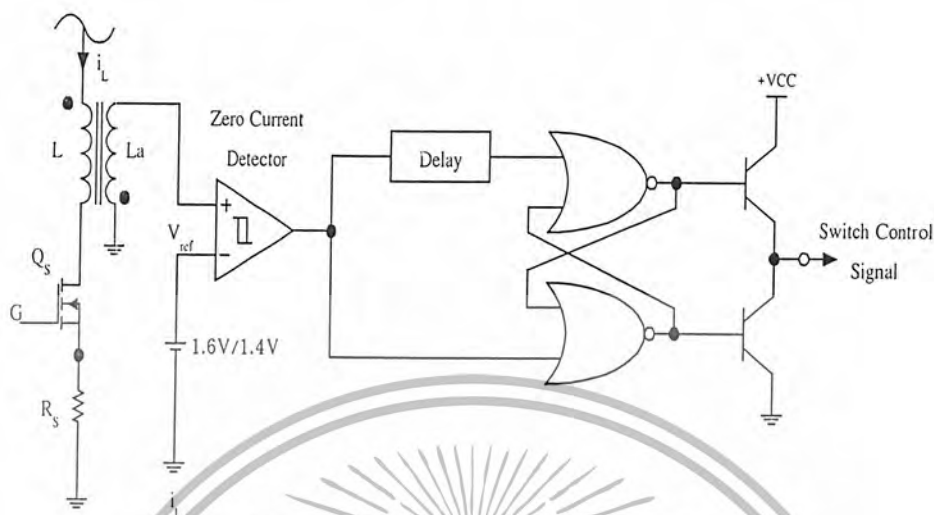


รูปที่ 2.31 แสดงการควบคุมค่ายอดของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำให้เป็นรูปคลื่นซายน์

ในส่วนของวงจรควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจากรูปที่ 2.31 มีการป้อนกลับแรงดันอินพุทไฟตรงรูปคลื่นซายน์แรงดันเอาต์พุทไฟตรง และกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในช่วงเวลาสวิตช์  $Q_s$  ปิด การป้อนกลับแรงดันอินพุทไฟตรงรูปคลื่นซายน์ และแรงดันเอาต์พุทไฟตรง โดยการลดทอนขนาดลงด้วยอัตราส่วน  $K$  และ  $K_1$  ตามลำดับเพื่อใช้เป็นอินพุทของมัลติพลายเออร์ สัญญาณเอาต์พุทของมัลติพลายเออร์ที่ได้จะเป็นสัญญาณอ้างอิง ( $i_{ref}$ ) ในการหยุดนำกระแสของมอสเฟต  $Q_s$  ส่วนการป้อนกลับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะที่มอสเฟตมีสถานะเป็นสวิตช์ที่ปิดนั้นเพื่อนำมาเปรียบเทียบกับ  $i_{ref}$  ที่ Current Sense Comparator โดยการต่อตัวต้านทานอนุกรมกับมอสเฟตที่ขาซอร์สกับกราวด์

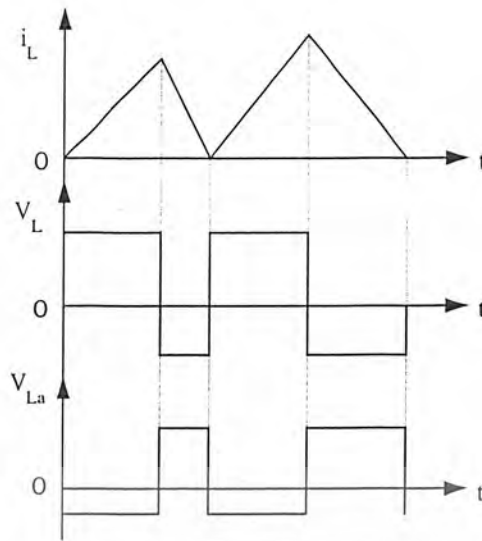
เมื่อสวิตช์  $Q_s$  อยู่ในสถานะที่ปิดจะมีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นเชิงเส้นดังรูปที่ 2.31 จนกระทั่งมีค่าเท่ากับสัญญาณอ้างอิง  $i_{ref}$  เป็นผลให้สัญญาณเอาต์พุทของ Current Sense Comparator มีสถานะเป็น High ไปรีเซ็ต (reset) สัญญาณควบคุมสวิตช์ มอสเฟตจึงหยุดนำกระแส ลักษณะการหยุดนำกระแสของมอสเฟต  $Q_s$  จะเป็นลักษณะดังกล่าวไปตลอดคาบเวลาของแรงดันอินพุทรูปคลื่นซายน์เป็นผลให้ค่ายอดของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเปลี่ยนแปลงตามขนาดของแรงดันอินพุทรูปคลื่นซายน์แบบเต็มรูปคลื่น

## 2.8.2 การควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าเป็นศูนย์พอดีเมื่อสิ้นสุดคาบเวลา สวิตช์



รูปที่ 2.32 แสดงวงจรควบคุมให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าเป็นศูนย์เมื่อสิ้นสุดคาบเวลาสวิตช์

การตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะมีค่าเป็นศูนย์โดยใช้ขดลวด  $L_a$  ที่พันอยู่บนแกนเดียวกับขดลวด  $L$  ดังรูปที่ 2.32 เมื่อมีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L$  จะมีแรงดันเหนี่ยวนำตกคร่อมที่ขดลวดดังกล่าวเกิดขึ้น และจะเหนี่ยวนำให้ตกคร่อมที่ขดลวด  $L_a$  มีลักษณะดังรูปที่ 2.33 หลังจากสิ้นสุดช่วงเวลาการนำกระแสของมอสเฟต  $Q_s$  กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าลดลงแบบเชิงเส้นดังแสดงในรูปที่ 2.33 ช่วงที่กระแส  $i_L$  ยังคงมีค่าไม่เป็นศูนย์แรงดันที่ขา Noninverting Input จะมีค่ามากกว่า 1.4 โวลต์ เป็นผลให้เอาต์พุตของ Zero Current Detector จะมีสถานะเป็น High ไปตลอดสัญญาณควบคุมสวิตช์  $Q_s$  จึงยังคงสถานะเป็น Low ทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแสต่อไป แต่เมื่อมีค่าตกลงเป็นศูนย์แรงดันเหนี่ยวนำที่ขดลวด  $L_a$  จะมีค่าลบ ซึ่งมีค่าต่ำกว่า 1.4 โวลต์ ทำให้เอาต์พุตของ Zero Current Detector มีสถานะเป็น Low ไปเซตสัญญาณควบคุมสวิตช์มอสเฟต  $Q_s$  จึงนำกระแสทันทีเมื่อกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์



รูปที่ 2.33 แสดงลักษณะของสัญญาณ  $i_L$   $V_L$  และ  $V_{L,a}$

## 2.9 ส่วนควบคุมการหรี่ไฟ (Dimmable Control)

ในส่วนควบคุมการหรี่ไฟ เราจะอาศัยหลักการเพิ่มและลดกำลังไฟฟ้าของหลอดไฟ โดยค่าความสว่างของหลอดไฟจะมีค่าแปรตามกำลังไฟฟ้า ตามปกติแล้วตัวแปร 3 ตัวที่สามารถใช้ในการปรับกำลังไฟฟ้าของหลอดฟลูออเรสเซนต์ คือ DC Link Voltage, Duty ratio และ Switching Frequency ของวงจรอินเวอร์เตอร์

### 2.9.1 DC Link Voltage Control

DC Link คือวงจรส่วนที่อยู่ระหว่างวงจรเรียงกระแส (Rectifier) กับวงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter) เช่น วงจร กรองสัญญาณหรือวงจรคอนเวอร์เตอร์ เป็นต้น โดยรับไฟกระแสตรงจากวงจรเรียงกระแส แล้วส่งต่อไปกับวงจรอินเวอร์เตอร์ต่อไป ในส่วนของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ วงจร DC Link คือส่วนของ Boost Converter (PFC) นั่นเอง

หลักการทำงาน เมื่อมาใช้กับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสงได้ คือ ควบคุมแรงดันไฟกระแสตรงด้านออกของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ (Boost Converter) เพื่อควบคุมกำลังไฟของหลอดไฟ

1. ใช้ค่า duty ไซเคิล (Duty Cycle) ที่คงที่ (ใกล้กับ 0.5) สำหรับการสวิตช์วงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Inverter) เพื่อให้กระแสที่จ่ายให้หลอดมีความต่อเนื่องในช่วงกว้าง ทำให้ควบคุมการสวิตช์ซึ่งได้ง่ายขึ้น

2. Boost Converter ควรมีความถี่การสวิตช์ที่คงที่เพื่อให้ค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุของวงจรรีโซแนนซ์เป็นค่าที่เหมาะสมกับการจุดหลอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

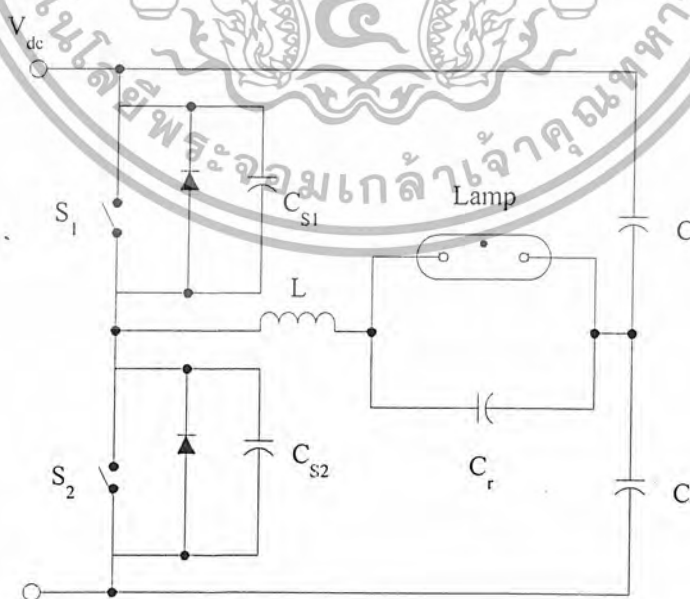
ข้อดีของ DC Link Voltage Control คือ

1. มีประสิทธิภาพสูง เพราะเราสามารถเลือกความถี่ที่ใช้ในการ Switching ครอบคลุมความถี่รีโซแนนท์ได้ เพื่อให้ค่า Power Reactive loss มีค่าต่ำที่สุด
2. สามารถออกแบบอุปกรณ์ Reactive ได้ง่ายเพราะความถี่ที่ใช้คงที่
3. Zero Voltage Switching สามารถใช้ได้ในช่วงกว้างประมาณ 5-10 % ของกำลังโหลดไฟ
4. การควบคุมกำลังไฟฟ้าเป็นแบบ Linear
5. ราคาต่ำ เพราะสามารถใช้ MOSFET และตัวเก็บประจุที่มีค่าแรงดันต่ำได้
6. กระแสที่ไหลผ่านโหลดจะเป็นสัดส่วนกับแรงดันกระแสตรงของคอนเวอร์เตอร์ การหรีแสงจะเป็นเส้นตรงเมื่อเทียบกับแรงดันกระแสตรงของคอนเวอร์เตอร์ ขณะเปลี่ยนแปลง

ข้อเสียของ DC Link Voltage Control คือ ที่  $V_{dc}$  ต่ำมากๆ จะทำให้สูญเสียการ Soft Switching กระแสที่ไหลผ่าน L จะไม่ต่อเนื่อง ทำให้ไม่สามารถปรับความสว่างของหลอดได้ในย่านแรงดันต่ำๆ แต่การทำงานลักษณะนี้จะไม่เป็นปัญหามากนักเพราะ Switching Stress และความสูญเสียที่ค่า  $V_{dc}$  ต่ำๆ จะมีค่าน้อยมาก

### 2.9.2 Duty Cycle Control

วิธีที่ง่ายที่สุดในการปรับค่ากำลังไฟฟ้าของหลอดในวงจร Half-Bridge Inverter คือ การควบคุม Duty Cycle ของสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  และทำการ Switch ที่ Zero Voltage โดยค่า Duty Cycle อุดมคติ คือ 0.5 แต่ในทางปฏิบัติ ค่าที่มากที่สุดจะมีค่าน้อยกว่า 0.5 และมี Dead time เพียงเล็กน้อย



รูปที่ 2.34 แสดงวงจร Duty Cycle Control

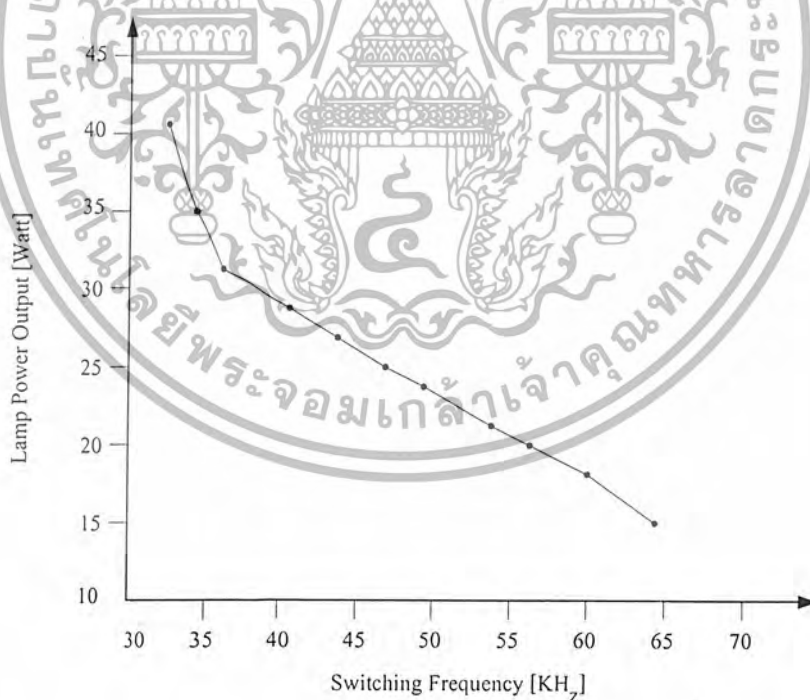
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วิธีการนี้มีข้อเสียคือ ขณะที่สวิตช์ทำงานที่ Zero Voltage หากกระแสของขดลวดเหนี่ยวนำต่อเนื่องและตามหลังแรงดันจะมีค่าไม่เป็นศูนย์ อาจทำให้อุปกรณ์เสียหายได้ อย่างไรก็ตาม เราสามารถลดความรุนแรงของกระแสได้โดยการใช้ Snubber Capacitor ต่อขนานเข้าไปทำให้กระแสมีค่าใกล้เคียงศูนย์

ข้อดีของวงจรนี้คือ ขณะทำงานที่ Zero Voltage ค่า EMI และความเครียดของการสวิตช์ในตัวสวิตช์จะลดลงอย่างมาก อย่างไรก็ตามหากค่า Duty Cycle มีค่าน้อยมาก (ช่วง Turn on น้อยกว่า Turn off) กระแสที่ไหลผ่านขดลวดจะไม่ต่อเนื่อง สภาวะ Zero Voltage จะไม่เกิดขึ้น จะทำให้สวิตช์เกิดความเครียดสูงเพราะแรงดันของ DC Link มีค่าสูงมาก กรณีเช่นนี้ จะทำให้เกิด EMI มากขึ้น และระบบขาดความน่าเชื่อถือลง

### 2.9.3 Switching Frequency Control

วงจรนี้ใช้หลักการควบคุมความถี่วงจร Switching เพื่อควบคุมกำลังไฟฟ้า วิธีนี้นิยมกันมากในการควบคุมการหรี่ไฟ ถ้าความถี่เพิ่มมากขึ้น ค่าอิมพีแดนซ์ L จะมากขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่าน L มีค่าลดลง เราสามารถสังเกตความสัมพันธ์ได้ดังแสดงในรูป จะเห็นว่ากำลังไฟฟ้าของหลอดลดลง (แสงสว่างลดลง) เมื่อเพิ่มความถี่ Switching



รูปที่ 2.35 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้ากับความถี่ในการ Switching

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อเสียของ Switching Frequency Control คือ วงจรอินเวอร์เตอร์จะทำให้เกิด Soft Switching ที่ค่าโหลดต่ำๆ (โหลดสว่างเต็มที่) ได้ยาก เกิดความเครียดและ EMI ขึ้นที่ตัวสวิตช์ ผลเกิดการสูญเสียที่ตัวสวิตช์ซึ่งเพิ่มขึ้น ทำให้ประสิทธิภาพลดลง นอกจากนี้หลอดฟลูออเรสเซนต์จะมีการแผ่รังสีอินฟราเรดออกมาในความถี่เดียวกับรีโมทคอนโทรล (Remote Control) จึงควรระวังระวัง การส่งผลกระทบต่อการทำงานของรีโมท หากต้องใช้ความถี่ในการสวิตช์สูง และเมื่อหลอดเกิดสภาวะผิดปกติจะให้กระแสไม่ต่อเนื่องกลายเป็นการเปิดวงจร (Open Circuit) โดยเฉพาะที่ความถี่ต่ำกว่าที่จำกัดไว้

ข้อดีของ Switching Frequency Control คือ ช่วงความกว้างของการปรับค่ากำลังไฟฟ้ามีค่ากว้างมาก สามารถปรับได้ระดับต่ำกว่าวิธีอื่นๆ จนถึงระดับสูงสุด (หลอดสว่างเต็มที่) โดยกำหนดได้จากช่วงความกว้างของความถี่ในการสวิตช์ และกระแสที่ไหลผ่านหลอดจะแปรผกผันกับความถี่ การควบคุมการหรี่ไฟจะมีความราบเรียบ (Smooth)

จะเห็นว่าการควบคุมการหรี่ไฟโดยใช้วิธี Switching Frequency Control สามารถปรับระดับความสว่างได้ในย่านที่กว้างกว่าวิธีอื่นๆ ทำให้สามารถรองรับการใช้งานได้ในสถานะต่างๆ ได้มากว่า และสามารถป้องกันการแผ่รังสีได้โดยการใส่วงจรลงในโครงเหล็กได้

## 2.10 ไมโครคอนโทรลเลอร์

การนำคอมพิวเตอร์มาควบคุมการหรี่แสงหลอดฟลูออเรสเซนต์ ด้วยการสื่อสารผ่านพอร์ตอนุกรม มาตรฐาน RS-232 กับไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำการประมวลผลคำสั่งที่รับจากคอมพิวเตอร์ ควบคุมวงจรที่ทำหน้าที่กำเนิดสัญญาณพัลส์ความถี่สูงให้ผลิตสัญญาณพัลส์ที่มีความถี่ตามที่ต้องการ

### 2.10.1 ไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ผลิตโดยบริษัทอินเทล มีการนำมาใช้ประโยชน์กันอย่างมากมายในปี ค.ศ. 1980 ต่อมาบริษัท Philips และ Siemens ได้รับลิขสิทธิ์ในการผลิตจำหน่าย และได้มีการเพิ่มประสิทธิภาพมากขึ้น ทำให้ในปัจจุบันได้มีไมโครคอนโทรลเลอร์ที่มีมาตรฐานมาจาก MCS-51 ของบริษัทอินเทลเป็นจำนวนมาก

ไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล MCS-51 ประกอบด้วย ไมโครคอนโทรลเลอร์หลายรุ่น ซึ่งจะมีสถาปัตยกรรมพื้นฐานที่เหมือนกัน จะต่างกันเพียงขนาดของหน่วยความจำภายในและหน่วยทำงานภายในเท่านั้น ในการใช้งานสามารถเลือกใช้ได้ตามความต้องการและความเหมาะสม

#### 2.10.1.1 คุณสมบัติของไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51

1. หน่วยประมวลผลกลางขนาด 8 บิต
2. หน่วยความจำโปรแกรมภายใน (Program Memory)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. หน่วยความจำข้อมูลภายใน (Data Memory) ขนาด 128 ไบต์
4. อ่างตำแหน่งของหน่วยความจำโปรแกรมได้ถึง 64 กิโลไบต์
5. อ่างตำแหน่งของหน่วยความจำข้อมูลได้ถึง 64 กิโลไบต์
6. หน่วยความจำโปรแกรมและข้อมูลที่อยู่ภายนอกชิป แยกจากกันอย่างละ 64

กิโลไบต์

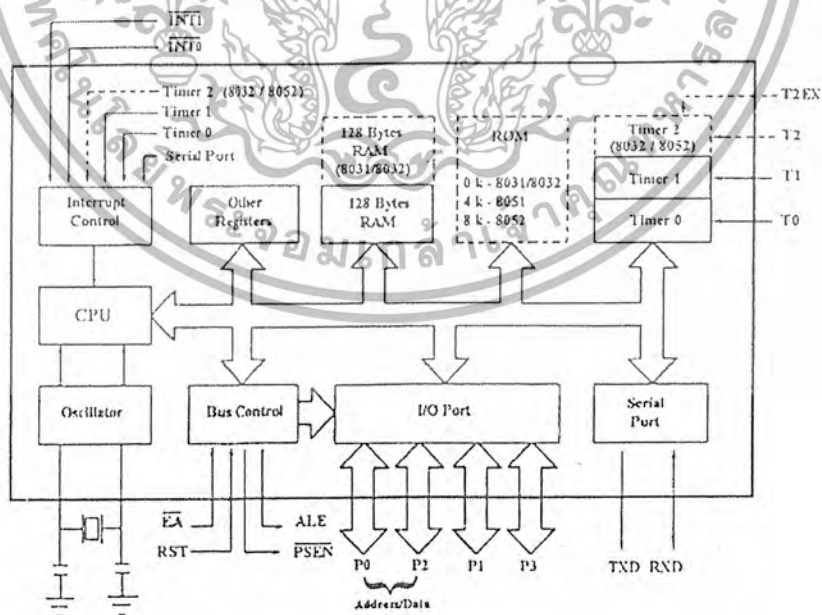
7. มีพอร์ตอินพุต/เอาต์พุต แบบขนานจำนวน 4 พอร์ต (32 บิต) แยกกันอย่างอิสระ
8. มีวงจรรนับ/จับเวลา ขนาด 16 บิต 2 ชุด ทำงานได้ 4 โหมด
9. มีพอร์ตการสื่อสารแบบอนุกรม (Universal Asynchronous Receiver Transmitter )
10. รับสัญญาณอินเทอร์รัพต์ได้ถึง 6 ตำแหน่ง กระโดดไปทำงานตอบสนองได้

5 ตำแหน่ง

11. มีวงจรถอดรหัสเลขเดครีย์ภายใน
12. นำข้อมูลมา AND,OR หรือทำ Complement ได้ทั้งแบบ 8 บิต และ 1 บิต

### 2.10.1.2 โครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์

ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์จะประกอบขึ้นด้วยเกดชนิดต่างๆ เช่น AND, OR,NOT ซึ่งเกดเหล่านี้จะนำเอามาออกแบบให้มีหน้าที่การทำงานต่างๆ เช่น วงจรถอดรหัสคำสั่ง วงจรสร้างสัญญาณนาฬิกา ดังแสดงในรูปที่ 2.36 เป็นการแสดงโครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์



รูปที่ 2.36 แสดงโครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างภายในของไมโครคอนโทรลเลอร์ ดังรูปที่ 2.36 ประกอบด้วยส่วนย่อยๆ ดังนี้

1. CPU (Central Processing Unit) ส่วนนี้จะทำหน้าที่สร้างสัญญาณควบคุมในการติดต่อกับส่วนอื่นๆ เรียกว่า วงจรควบคุม (Control Unit) สัญญาณที่สร้างจากวงจรควบคุมได้แก่สัญญาณสำหรับการติดต่อกับหน่วยความจำ, อุปกรณ์รับข้อมูลเข้าหรือส่งข้อมูลออก ซึ่งส่วนควบคุมการจัดจังหวะ และส่วนควบคุมบัสก็เป็นส่วนหนึ่งของวงจรควบคุมด้วย การสร้างสัญญาณที่สร้างขึ้นมาจะอ้างอิงกับสัญญาณนาฬิกาที่สร้างจากวงจรรอสซิลเลเตอร์เพื่อให้ทุกๆ ส่วนทำงานได้ประสานกันอย่างถูกต้อง

ใน CPU ยังประกอบด้วยส่วนประมวลผล (Arithmetic Logic Unit: ALU) ทำหน้าที่ประมวลผลข้อมูล เช่น การบวก ลบ คูณ หรือหารข้อมูล แล้วนำผลลัพธ์ไปเก็บไว้ในหน่วยความจำที่ต้องการ

2. หน่วยความจำ (Memory) มีไว้สำหรับจัดจำข้อมูลเข้าไปเก็บในหน่วยความจำ เราจำเป็นต้องรู้ตำแหน่งของหน่วยความจำ เรียกว่า การอ่านข้อมูล ในไมโครคอนโทรลเลอร์ MCS-51 ข้อมูลในแต่ละตำแหน่งจะมีขนาด 8 บิต ดังนั้นแต่ละตำแหน่งของหน่วยความจำ จะสามารถเก็บข้อมูลมีค่าได้ระหว่าง 00000000<sub>2</sub> ถึง 11111111<sub>2</sub> หรือ 00H ถึง 0FFH ในการติดต่อกับหน่วยความจำจะต้องมีสัญญาณ 3 กลุ่มคือ

- ตำแหน่งที่ต้องการติดต่อกับหน่วยความจำ ซึ่ง MCS-51 สามารถติดต่อกับหน่วยความจำโปรแกรมและหน่วยความจำข้อมูลได้สูงสุดและชนิดละ 65,536 ตำแหน่ง (64 กิโลไบต์) ดังนั้นการอ้างตำแหน่งของหน่วยความจำ จะต้องใช้เส้นแสดงตำแหน่งในเลขฐาน 2 ทั้งหมด 16 เส้น ( $2^{16}$  เท่ากับ 65,536)

- ข้อมูลที่อ่านหรือเขียนกับหน่วยความจำในตำแหน่งที่เราต้องการ  
- สัญญาณควบคุมที่จะส่งไปยังหน่วยความจำ เพื่อบอกกับหน่วยความจำว่าต้องการอ่านหรือเขียนข้อมูล โดยวงจรรอคำสั่งคำสั่งจะทำการสร้างสัญญาณควบคุมจากคำสั่งที่อ่านเข้ามาจากหน่วยความจำโปรแกรม

3. อุปกรณ์อินพุท/เอาต์พุท (Input/Output Device) เป็นส่วนที่ใช้ส่งข้อมูลเข้าหรือนำข้อมูลออกจาก MCS-51 ทำให้สามารถติดต่อกับอุปกรณ์ภายนอกได้ อุปกรณ์อินพุท/เอาต์พุท ได้แก่ 4 I/O Port, Timer / Counter 0, Timer / Counter 1, Serial Port

- 4 I/O Port หรือ พอร์ตแบบขนาน เป็นที่สำหรับใช้รับส่งข้อมูลซึ่งเป็นสัญญาณดิจิทัลเข้าหรือออกจากตัว MCS-51 มีทั้งหมด 4 พอร์ต โดยแต่ละพอร์ตจะรับส่งข้อมูลได้ 8 บิต มีพอร์ต P0, P1, P2 และ P3 บางพอร์ตจะใช้งานมากกว่า 1 อย่างก็ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

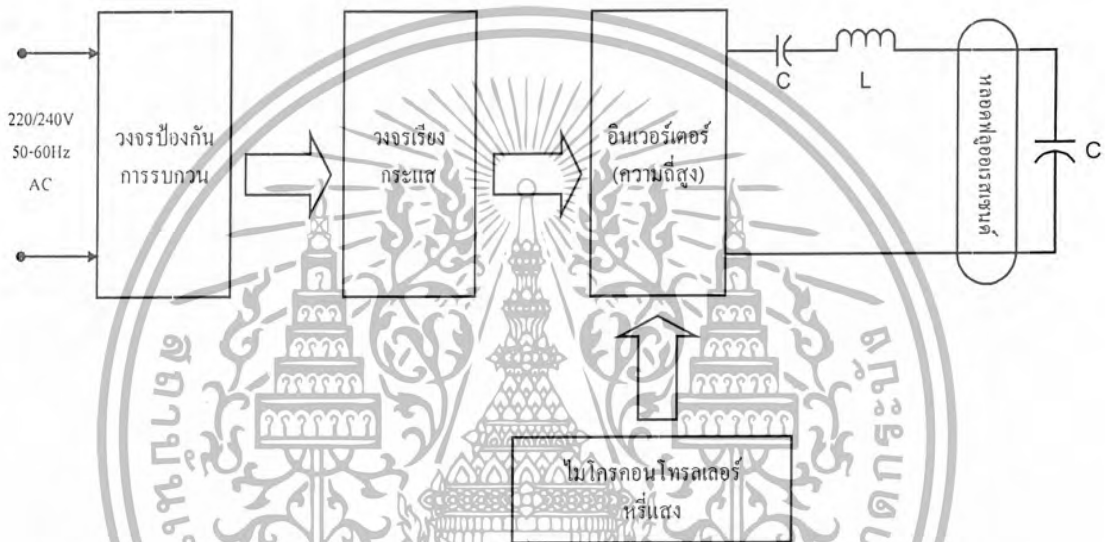


## บทที่ 3

### การออกแบบ การสร้าง และการทำงาน

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสงด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์มีส่วนประกอบหลักๆ หลายส่วน ทั้งส่วนของฮาร์ดแวร์และซอฟต์แวร์

#### 3.1 การออกแบบวงจร



รูปที่ 3.1 แผนผังการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสงด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์

ผังการทำงานดังรูปที่ 3.1 สามารถแบ่งออกเป็นภาคการทำงานดังนี้ ส่วนแรกเป็นส่วนวงจรลดสัญญาณรบกวน Radio Frequency Interference (RFI) Input Filter, วงจรเรียงกระแส (Rectifier circuit), วงจรกำเนิดสัญญาณพัลส์ (Pulse Width Modulation) ความถี่สูง, วงจร Active Power Factor Correction, Half Bridge Converter ความถี่สูง, วงจรรีโซแนนซ์ และส่วนที่สองเป็นวงจรการควบคุมการเปลี่ยนแปลงความถี่การสวิตช์วงจร Half Bridge Converter ซึ่งควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยไมโครคอนโทรลเลอร์จะรับค่าความถี่ที่ต้องการจากคอมพิวเตอร์ส่งไปควบคุมให้วงจรผลิตสัญญาณพัลส์ ไอซี IR2151 ผลิตสัญญาณพัลส์ตามความถี่ที่ต้องการ

### 3.2 ส่วนของตัวบัสลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

#### 3.2.1 วงจรลดสัญญาณรบกวน Radio Frequency Interference (RFI) และ วงจร EMI

วงจรลดสัญญาณรบกวนหรือวงจร Electromagnetic Interference Filter (EMI) เป็นวงจรที่มีความสำคัญในงานทางด้าน Power Electronics มีบทบาทสำคัญในการกรองและลดทอนสัญญาณความถี่ฮาร์โมนิกส์ (Harmonic) ในลำดับต่างๆ เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของ Switching ในระบบต่างๆ ทำให้ค่า %THD ของระบบลดลง อีกทั้งยังสามารถช่วยลดผลการรบกวนคลื่นวิทยุ (RFI) ที่ความถี่ที่สามารถแพร่กระจายออกสู่อากาศหรือสายส่งไปยังระบบไฟฟ้ากำลัง

วงจร EMI Filter ในโครงงานนี้จะใช้ EMI Filter สำเร็จรูป โดยโครงสร้างภายในประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำ ที่มีวัสดุเป็นแกน Ferrite



เมื่อ F คือความถี่ Cut off frequency ของ Filter

L คือค่าความเหนี่ยวนำของวงจร

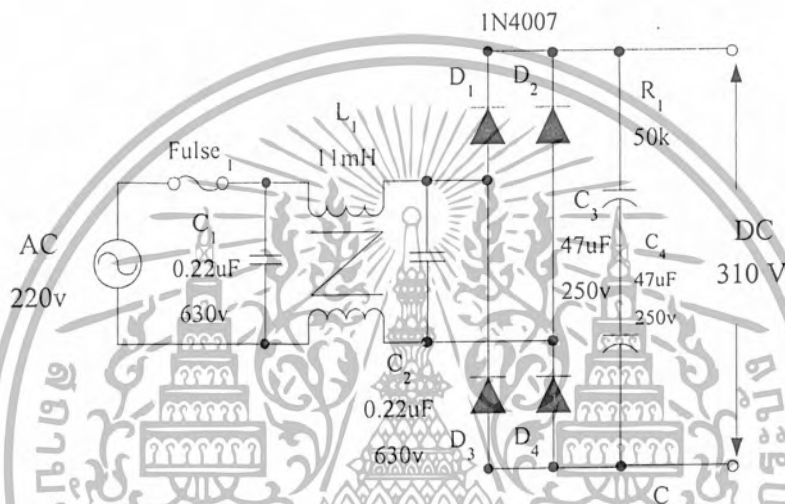
C คือค่าความเก็บประจุของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.2 วงจรเรียงกระแส (Rectifier circuit)

วงจรนี้ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิรซ์ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 310 โวลต์ โดยใช้ไดโอด 4 ตัว ต่อวงจรแบบ Bridge Rectifier และจะนำตัวเก็บประจุมาต่อขนานทางด้านขาออกของวงจร เพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้า (Ripple voltage) ทำให้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้นั้นมีลักษณะที่เรียบขึ้นก่อนที่จะนำไปใช้งาน

ในโครงการนี้ใช้ไดโอดบริดจ์ Rectifier และ Capacitor ที่นำมาใช้งาน มีค่าแสดงตามรูปที่ 3.3 และอุปกรณ์ทั้งหมด จะต้องสามารถทนแรงดันได้ไม่ต่ำกว่า 400 โวลต์ และทนกระแสได้ไม่ต่ำกว่า 3 แอมแปร์



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรเรียงกระแส



โดยที่

L	คือ	ตัวเหนี่ยวนำวิกฤต (เฮนรี)
$L_c$	คือ	ค่าความเหนี่ยวนำวิกฤต (เฮนรี)
$\eta$	คือ	ประสิทธิภาพของวงจร PFC (เปอร์เซ็นต์)
$T_s$	คือ	คาบเวลาสวิตช์ของสวิตช์ $Q_s$ (วินาที)
$V_o$	คือ	แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต (โวลต์)
$V_{AC(LL)}$	คือ	แรงดันไฟฟ้าอินพุต (โวลต์)
$P_o$	คือ	กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต (วัตต์)

จากขอบเขตของ โครงงานกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร Half-Bridge Converter มีขนาด 36 วัตต์ เนื่องจากการทำงานของ PFC ทำให้แรงดันเอาต์พุตสูงกว่าค่าสูงสุดของแรงดันอินพุต กล่าวคือ มีค่ามากกว่า 311 V จึงกำหนดให้แรงดันเอาต์พุตที่เป็นไฟตรงของวงจร PFC เท่ากับ 400 V

จากตัวแปรต่างๆในสมการที่ (3.2) กำหนดคาบเวลาสวิตช์ ( $T_s$ ) ของสวิตช์  $Q_s$  เท่ากับ 20  $\mu$ S ที่ความถี่สวิตช์มีค่าเท่ากับ 45.5 kHz แรงดันอินพุตสูงสุดมีค่าเท่ากับ 220 V<sub>RMS</sub> กำหนดประสิทธิภาพของ PFC มีค่าเท่ากับ 98%

แทนค่า  $T = 20 \mu$ S,  $V_{AC(LL)} = 220$ V,  $P_o = 36$  W,  $V_o = 400$  V, และ  $\eta = 0.98$  ลงในสมการที่ (3.1) เพื่อหาค่าความเหนี่ยวนำของ L ดังนี้

$$L = L_c = \frac{(0.98)(20 \mu\text{S})(400/\sqrt{2} - 220)(220)^2}{\sqrt{2}(36)(400)} = 2.92 \text{ mH}$$

ดังนั้น L ที่ต่อในวงจร PFC จึงเลือกใช้ค่าความเหนี่ยวนำเท่ากับ 2.92 mH ในวงจร AC-DC Boost Converter การคำนวณหาขนาดของหลอดทองแดงที่ใช้เป็นตัวเหนี่ยวนำจะต้องทราบขนาดของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ก่อน ขนาดของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดเกิดขึ้นเมื่อสิ้นสุดช่วงเวลาปิดสวิตช์ของมอสเฟต  $Q_s$  ซึ่งหาค่าได้จากสมการดังนี้

$$P_o = \eta P_i \quad (3.3)$$

ดังนั้นกระแสอินพุตหรือกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L สูงสุด ( $i_L$ ) ที่ค่ายอดของแรงดันอินพุต ( $V_L$ ) มีค่าดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(I_{L(PK)}) = \frac{2\sqrt{2}P_O}{\eta V_{AC(LL)}} \quad (3.4)$$

จะได้ค่าเท่ากับ

$$(I_{L(PK)}) = \frac{2\sqrt{2} \times 18W}{0.98 \times 220} ; = 0.24 \text{ A}$$

แกนที่ใช้สำหรับตัวเหนี่ยวนำ  $L$  เป็นแกนเฟอร์ไรต์ เพราะพลังงานสูญเสียในรูปของพลังงานความร้อนที่เกิดเนื่องจากกระแสไหลวนในแกนมีค่าต่ำโดยเลือกใช้เป็นแกน EI เพราะหาซื้อได้ง่ายส่วนขนาดของแกนที่ใช้ขึ้นต้องมีช่องพื้นที่ขดลวดที่พอเหมาะสมเพียงพอต่อการพันขดลวดให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำ  $2.92 \text{ mH}$  ในการเลือกเบอร์ของแกน EI ที่เหมาะสมนั้นเป็นการลองผิดลองถูก คือ เลือกมาหนึ่งเบอร์ก่อน ต่อมาก็คำนวณหาจำนวนรอบขดลวดที่ใช้พัน ซึ่งจำนวนรอบขดลวดที่ใช้พันนั้นหาได้จากสูตรที่บอกถึงสมบัติของสารที่ใช้ทำแกน EI ชนิดต่างๆ มีค่า  $AL$  มีหน่วยเป็น  $\text{nH/N}^2$  ซึ่ง  $N$  คือจำนวนรอบขดลวด ดังนั้นสูตรที่ใช้หาจำนวนรอบขดลวดคือ

$$N = \frac{\sqrt{L}}{\sqrt{AL}} \text{ รอบ} \quad (3.5)$$

จากสูตรคำนวณหาจำนวนรอบขดลวดจะเห็นว่า  $N$  แปรผกผันกับค่า  $AL$  เนื่องจากไม่ทราบชนิดวัสดุของสารของแกนที่แน่นอนจึงต้องเลือกค่า  $AL$  น้อยที่สุด คือ 1950 เป็น ชนิด H95N ถึงแม้ว่าชนิดวัสดุของแกนที่ใช้จริงจะเป็นชนิดอื่นซึ่งมีค่า  $AL$  มากกว่าก็สามารถลดจำนวนรอบขดลวดหรือปรับช่องว่างอากาศของแกนให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการ โดยที่ยังใช้แกนเบอร์เดิมได้ ดังนั้นจำนวนรอบขดลวดทองแดงที่พันบนแกน EI25 เพื่อให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำ  $2.92 \text{ mH}$  คือ

$$N = \sqrt{\frac{2.92\text{mH}}{1950\text{nH/N}^2}} \approx 39 \text{ รอบ}$$

หลังจากทราบจำนวนรอบขดลวดแล้วต่อมาก็คำนวณดูว่าช่องพื้นที่ขดลวดของแกนเมื่อใช้ลวดทองแดงเบอร์ AWG23 นั้นมีเพียงพอหรือไม่ ซึ่งจากการคำนวณแกน EI25 สามารถพันลวดทองแดงได้ ดังนั้นจึงสามารถนำมาใช้ได้ ส่วนขดลวด  $L_u$  ซึ่งพันอยู่บนแกนเดียวกันกับขดลวด  $L$  นั้นทำหน้าที่สองอย่าง คือ ตรวจจับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะมีค่าเป็นศูนย์ ในส่วนของวงจรควบคุม และจ่ายไฟเลี้ยงให้แก่ไอซี การพันขดลวดดังกล่าวต้องอยู่ในลักษณะที่มีทิศทางเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตรงกันข้ามกับขด L และมีจำนวนรอบให้เกิดแรงดันไฟตรงที่ขา 8 อยู่ในเวลาที่ไอซีสามารถทำงานได้ โดยพิจารณาจากใบข้อมูลในภาคผนวก คือ 8 โวลต์-36 โวลต์ เมื่อกำหนดให้แรงดันที่ขา 8 ( $V_8$ ) มีค่าเท่ากับ 18 โวลต์ ดังนั้น ค่าออกของแรงดันเหนี่ยวนำที่ขด  $L_s$  ( $\hat{V}_{La}$ ) เป็นสัญญาณแบบ PWM ที่ผ่านวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น โดย  $D_c$  หาค่าได้จากสมการดังนี้

$$\hat{V}_{La} = \frac{V_8}{\delta} \quad (3.6)$$

ค่าตัวรีโซ ( $\delta$ ) เมื่อแรงดันอินพุทของวงจรมีค่าสูงสุดหาค่าได้จากสมการ ดังนี้

$$\delta = \frac{V_O - \hat{V}_S}{V_O} \quad (3.7)$$

ดังนั้นค่าออกของแรงดันเหนี่ยวนำที่ตกคร่อมขดลวด  $L_s$  ( $N_s$ ) คือ

$$\hat{V}_{La} = V_s = \frac{V_6}{\delta} = \frac{18}{0.225} = 80$$

ดังนั้นจำนวนรอบขดลวด  $L_s$  ( $N_s$ ) คือ

$$N_s = \frac{V_s N_p}{V_p} = \frac{80 \times 55}{310} \approx 14 \text{ รอบ}$$

หลังจากพันขดลวดทองแดงตามจำนวนรอบที่คำนวณได้ แต่ค่าความเหนี่ยวนำที่วัดได้มีค่ามากกว่าค่า 2.92 mH ที่ต้องการ จึงต้องเว้นช่องว่างของแกน EI 25 โดยใช้ฉนวนคั่นกลางระหว่างแกน E และ I ปรับระยะระหว่างแกน E กับแกน I จนกระทั่งได้ค่าความเหนี่ยวนำเท่ากับ 2.92 mH

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณหา Peak Inductor Current

$$I_{L(PK)} = \frac{2\sqrt{2}P_O}{\eta V_{AC(LL)}} \quad (3.8)$$

$$I_{L(PK)} = \frac{2\sqrt{2} \times 36}{0.98 \times 220} \approx 0.47 \quad \text{แอมป์แปร์}$$

ในการเลือกใช้อุปกรณ์ในวงจร PFC เช่น ไดโอด มอสเฟต และตัวเก็บประจุจำเป็นจะต้องทราบถึงขนาดของแรงดันตกคร่อมที่อุปกรณ์เหล่านี้ขณะมีสถานะเป็นสวิตช์ที่เปิด และกระแสที่ไหลผ่านขณะมีสถานะเป็นสวิตช์ที่ปิดกระแสไหลผ่านมอสเฟต  $Q_s$  เท่ากับ 0.47 แอมป์แปร์สมมุติว่ามีค่าความต้านทานขณะนำกระแสต่ำมากดังนั้นเมื่อมอสเฟต และ  $D_{sw}$  นำกระแสแรงดันตกคร่อมระหว่างขาเดรน และซอร์สของมอสเฟต  $Q_s$  มีค่าเท่ากับแรงดันเอาต์พุตของวงจร คือ 400 โวลต์ ดังนั้นจึงต้องเลือกใช้ออสเฟต  $Q_s$  ที่ทนกระแส และแรงดันได้สูงมากกว่า 0.47 แอมป์แปร์ และ 400 โวลต์ ตามลำดับในช่วงครึ่งคาบเวลาของแรงดันอินพุตไฟสลับ  $V_s$  ที่เป็นบวกขณะที่มอสเฟต  $Q_s$  ปิดสวิตช์  $D_1$  และ  $D_3$  นำกระแสและเมื่อ  $V_s$  เป็นลบ  $D_2$  และ  $D_4$  นำกระแส ดังนั้นไดโอดทั้ง 4 ตัวจะต้องมีอัตราทนกระแสเท่ากับมอสเฟตเท่ากับ 0.47 แอมป์แปร์ และแรงดันเท่ากับแรงดันอินพุตเท่ากับ 310 โวลต์ ส่วน  $D_{sw}$  ก็มีอัตราทนกระแส 0.47 แอมป์แปร์ เช่นกัน และมีอัตราทนแรงดันเอาต์พุตของวงจรคือ 400 โวลต์ นอกจากนั้นความเร็วสวิตช์ของไดโอดทั้ง 5 ตัวต้องมีค่าเท่ากับหรือมากกว่าความเร็วสวิตช์ของมอสเฟตจึงต้องเลือกใช้ไดโอดชนิดฟาสต์รีคฟเวอรี่

ตัวเก็บประจุ  $C_4$  ทำหน้าที่สะสมพลังงานที่ถูกถ่ายมาจาก  $L$  และ แห่ส่งจ่าย  $V_o$  ขณะที่มอสเฟต  $Q_s$  นำกระแส พลังงานสะสมที่  $C_4$  จะถ่ายไปยังภาระต่อไป ถ้าความจุที่สามารถเก็บพลังงานที่ต้องการคำนวณหาได้โดยกำหนดแรงดันเอาต์พุตหรือแรงดันที่ตกคร่อม  $C_4$  ที่มีค่าความกระเพื่อม ( $\Delta V_o$ ) เท่ากับ 50 โวลต์ ดังนั้นค่าความจุของ  $C_4$  มีดังนี้

$$\begin{aligned} C_4 &\geq \frac{I_O}{\Delta V_o f} = \frac{P_O/V_O}{\Delta V_o f} \quad (3.9) \\ &= \frac{36/400}{(50V)(100Hz)} = 18 \mu F \end{aligned}$$

เลือกใช้  $C_4$  ที่มีค่าความจุ 22  $\mu F$  ต่อทางด้านเอาต์พุตของวงจร PFC

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.4 การออกแบบวงจรควบคุม AC-DC Boost Converter

ค่าความเหนี่ยวนำวิกฤต ( $L_c$ ) ของ  $L$  ที่คำนวณได้มีค่าเท่ากับ 2.92 mH เป็นค่าความเหนี่ยวนำที่ทำให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ( $I_L$ ) มีค่าตกลงเป็นศูนย์พอดีเมื่อสิ้นสุดคาบเวลาสวิตช์ 40  $\mu$ s ที่แรงดันเอาต์พุตมีค่าสูงสุด 310 โวลต์ ด้วยช่วงเวลาการนำกระแสค่าหนึ่ง แต่เนื่องจากแรงดันอินพุตของวงจรบูทคอนเวอร์เตอร์เป็นไฟตรงรูปคลื่นซายน์แบบเต็มคลื่น ดังนั้นเมื่อต้องการให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าตกลงเป็นศูนย์พอดีเมื่อสิ้นสุดคาบเวลาสวิตช์ ตลอดคาบเวลาไฟสลับอินพุตจึงต้องควบคุมให้ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของมอสเฟตเปลี่ยนแปลงตามรูปคลื่นซายน์ด้วยไอซี MC33262P เป็นเหตุให้ความถี่สวิตช์ของมอสเฟตมีค่าไม่คงที่โดยมีค่าสูงสุดเมื่อแรงดันอินพุตอยู่ที่ค่าขอบ และมีค่าสูงขึ้นเมื่อแรงดันอินพุตมีค่าต่ำลง

#### 3.2.4.1 การออกแบบส่วนของวงจรควบคุมค่ายอดของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำให้เปลี่ยนแปลงตามรูปคลื่นซายน์

การออกแบบวงจรในส่วนนี้เป็นการจัดแรงดันที่ป้อนให้แก่ไอซีเพื่อเป็นสัญญาณที่กำหนดลักษณะ และขนาดของสัญญาณอ้างอิง ( $V_{ref}$ ) ในการหยุดนำกระแสของมอสเฟต  $Q_2$  ที่ขา Noninverting Input ของ Current Sense Comparator ดังรูปที่ 2.31 และที่จุดนี้ จากรูปที่ 2.28 มีซีเนอร์ไดโอดที่มีแรงดันซีเนอร์มีค่า 1.5 โวลต์ ต่อคร่อมอยู่ ดังนั้นขนาดของสัญญาณอ้างอิงต้องมีค่าไม่เกิน 1.5 โวลต์ เพื่อสัญญาณอ้างอิง ( $V_{ref}$ ) ในการหยุดนำกระแส ไม่ผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นซายน์ และขนาดของสัญญาณ  $V_{ref}$  มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันที่ขา 3 ( $V_3$ ) และแรงดันที่ขา 2 ( $V_2$ ) ดังนี้

$$V_{ref} = 0.62(V_2 - V_{th(m)})/V_3 \quad (3.10)$$

จากข้อมูลของไอซี MC33262P แรงดัน  $V_{th(m)}$  ของมีสดีพลายเออร์มีค่าเท่ากับ 1.991 โวลต์ และ  $V_2$  มีค่าได้อยู่ในช่วง 2.4 โวลต์–4 โวลต์ จากการออกแบบในส่วนของวงรังกำลังเมื่อกำลังไฟฟ้าที่เอาต์พุตมีค่าสูงสุดเท่ากับ 36 วัตต์ และแรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 400 โวลต์ ทำให้ขนาดของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดขณะที่มอสเฟตปิดสวิตช์มีค่าเท่ากับ 0.47 แอมป์แปร์ เมื่อใช้ตัวต้านทาน  $R_7$  มีค่าเท่ากับ 1.2  $\Omega$  จะมีแรงดันป้อนกลับที่ขา 4 ของไอซีเท่ากับ 0.47 โวลต์ ดังนั้นขนาดของสัญญาณ  $V_{ref}$  ต้องมีค่าสูงสุดเท่ากับ 0.47 โวลต์ เมื่อกำหนดให้  $V_2$  มีค่าเท่ากับ 2.8 โวลต์ แรงดันที่ขา 3 มีค่าสูงสุดดังนี้

$$\begin{aligned}
 V_3 &= \frac{V_{\text{ref}}}{0.62 \left[ V_2 - V_{\text{th(m)}} \right]} & (3.11) \\
 &= \frac{0.47}{0.62 [2.4 - 1.991]} = 1.85 \text{ โวลต์}
 \end{aligned}$$

ดังนั้นจึงป้อนแรงดันไฟตรงรูปคลื่นซายน์แบบฟูลเวฟที่มีค่าสูงสุดเท่ากับ 1.85 โวลต์ เข้าที่ขา 3 ของ ไอซี MC33262P โดยใช้ตัวต้านทาน  $R_3$  และ  $R_5$  แบ่งแรงดันทางอินพุทของ บูทคอนเวอร์เตอร์เมื่อกำหนดให้  $R_5$  มีค่าเท่ากับ 1.2 M $\Omega$  ดังนั้น  $R_3$  จึงมีค่าประมาณ 12 k $\Omega$

แรงดันตกคร่อม  $R_3$  ที่ใช้เป็นสัญญาณอ้างอิงในการนำหยุดกระแสหรือปิดสวิตช์ของมอสเฟทนั้นต้องเป็นรูปคลื่นซายน์ที่ไม่มีความผิดเพี้ยน แต่เนื่องจากการสวิตช์ของมอสเฟท  $Q_2$  จะทำให้แรงดันอินพุทของ Boost Converter มีองค์ประกอบของแรงดันที่ความถี่สูงปะปนอยู่ จึงใช้ตัวเก็บประจุ  $C_1$  มีค่าความจุ 0.22  $\mu\text{F}$  กรองสัญญาณของแรงดันที่ความถี่สูงออกไป และใช้ตัวเก็บประจุ  $C_3$  มีค่าความจุ 0.01  $\mu\text{F}$  กรองแรงดันที่ความถี่สูงออกไปจากแรงดัน  $V_3$  อีกตัวหนึ่ง

แรงดันที่ขา 2 ขึ้นอยู่กับระดับของแรงดันไฟตรงที่ขา 1 ( $V_1$ ) ของ ไอซี ซึ่งป้อนกลับมาจากเอาต์พุทของวงจรถูกเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง  $V_{\text{ref}}$  ค่า 2.5 โวลต์ ที่ Error Amp ภายในไอซี เพื่อรักษาระดับแรงดันไฟตรงที่เอาต์พุทให้คงที่ แรงดันไฟตรง  $V_1$  นี้ได้มาจากการลดทอนแรงดันเอาต์พุท ( $V_o$ ) ด้วย  $R_1$  และ  $R_2$  เมื่อกำหนดให้แรงดันเอาต์พุท  $V_o$  มีค่าเท่ากับ 400 โวลต์ และ  $R_2$  มีค่าความต้านทานเท่ากับ 3 M $\Omega$  ค่าความต้านทาน  $R_1$  จึงมีค่าเท่ากับ 18 k $\Omega$  และเพื่อให้ Error Amp ไม่ขยายสัญญาณของแรงดันที่ความถี่สูงโดยกำหนดแบนวิธ (Bandwidth) ไว้ที่ 20 เฮิรตซ์ จึงใช้ตัวเก็บประจุ  $C_2$  มีค่าความจุเท่ากับ 1  $\mu\text{F}$  ต่อที่ขา 3 กับกราวด์ของไอซี

### 3.2.4.2 การออกแบบส่วนของการควบคุมมอสเฟทให้ปิดสวิตช์ทันทีที่กระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์

การทำงานของวงจรถูกคุมนี้ส่วนที่จะตรวจจับกระแสที่มีค่าเป็นศูนย์โดยใช้ขดลวดเหนี่ยวนำ  $L_s$  พันอยู่บนแกนเดียวกันกับ  $L$  การพันขดลวด  $L_s$  นั้นต้องพันให้ขั้วของแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่ตกคร่อมขดลวดทั้งสองมีทิศทางตรงกันข้ามกัน ไอซีจึงจะสามารถควบคุมการนำกระแสของมอสเฟทให้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์พอดีเมื่อสิ้นสุดคาบเวลาสวิตช์ และใช้ความต้านทาน  $R_4$  มีค่าความต้านทานเท่ากับ 22 k $\Omega$  จัดไบอัสให้แก่เซ็นเซอร์ไดโอดที่ต่อคร่อมขา Noninverting Input Current Detector นอกจากแรงเคลื่อนเหนี่ยวนำที่ขดลวด  $L_s$  นี้จะทำหน้าที่ควบคุมสัญญาณมอสเฟทให้นำกระแสในคาบเวลาสวิตช์ถัดไปแล้วยังสามารถเป็นไฟเลี้ยงให้แก่ไอซีอีกด้วย ซึ่งแรงดันที่ไอซีสามารถทำงานในสภาวะปกติจะอยู่ในช่วง 8 โวลต์-36 โวลต์ เนื่องจากแรงเคลื่อน



$R_{14}$  เป็นสองเท่าของ  $R_{15}$  จะแบ่งแรงดันเท่ากับ  $V_{in}/2$  โดย ออปแอมป์แบบซีมอส  $Q_4$  จะเปลี่ยนกระแสในตัวเก็บประจุแต่จะไม่เปลี่ยนขนาดด้วยเหตุนี้ความถี่ของสัญญาณพัลส์เอาท์พุท จะเป็นสัดส่วนกับแรงดันอินพุท

โดยมีโวลท์เดจ อินพุทเปลี่ยนแปลงได้จาก 3-9 โวลท์ เปลี่ยนแปลงความถี่ในการสวิทช์ซิงได้ 30 เฮิร์ต ถึง 120 กิโลเฮิร์ต ที่ควิตซ์ไซเคิล 50 เปอร์เซ็นต์ +/- 2 เปอร์เซ็นต์ ไอซีเบอร์ IR 2151 เป็น ไอซีใช้กับแรงดันสูงใช้เป็นวงจรสวิทช์การทำงานของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

$$F = \frac{3}{4R_{15}C_{15}} * \frac{V_{in}}{V_{CC}} \quad (3.12)$$

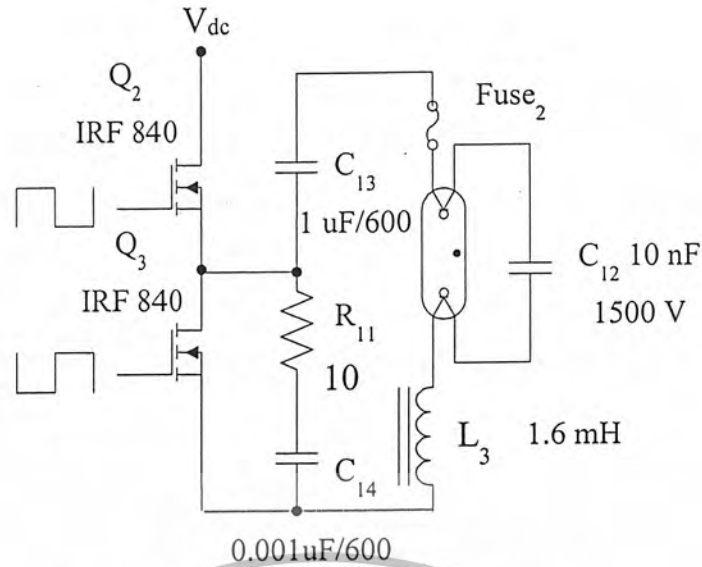
ความถี่จะขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของ  $V_{in}/V_{CC}$  เพราะค่าเขี่ยลของออปแอมป์ และ ออสซิลเลเตอร์ และกระแสของมอสเฟท  $Q_4$  ร่วมกับการแพร่การหน่วงของคาบเวลา ดังนั้นความถี่จริงได้ดังสมการที่ 3.13

$$F = \frac{0.653}{R_{15}C_{15}} * \frac{V_{in}}{V_{CC}} \quad (3.13)$$

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ การควบคุมค่าควิตซ์ไซเคิลที่ดีต้องมีค่าเท่ากับ 50% เพราะมีผลโดยตรงกับค่า Crest factor ของกระแสของโหลด เมื่อเปลี่ยนแรงดันอินพุท กระแสที่ไหลผ่าน  $R_{15}$  จะทำให้เวลาที่  $Q_4$  หยุดทำงานเปลี่ยนแปลง เมื่อเปรียบเทียบกับ ครึ่งคาบ และการเปลี่ยนแรงดันอินพุทนี้จะทำให้ค่าควิตซ์ไซเคิลเปลี่ยนไปน้อยกว่า  $\pm 1\%$  เพราะว่าค่าความต้านทานเมื่อ  $Q_4$  ทำงานจะมีการเปรียบเทียบเพียงเล็กน้อยกับค่ากระแสที่ตัวต้านทาน  $R_{15}$  วงจรนี้จะไม่ไวต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิรอบข้าง ค่าควิตซ์ไซเคิลจะเปลี่ยนแปลงน้อยกว่า  $\pm 2\%$

เมื่อป้อนแรงดันอินพุท 3.3 โวลท์จะ ได้ความถี่การสวิทช์เท่ากับ 21.5 kHz ได้แสดงวงจรการเปลี่ยนแปลงความถี่ในการสวิทช์ซิงของวงจรฮาร์ฟบริดจ์ดังรูปที่ 3.6





รูปที่ 3.7 แสดงวงจรฮาร์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ความถี่สูง

### 3.2.7 การออกแบบวงจร High Frequency Filter Circuit (High Frequency Resonant)



รูปที่ 3.8 แสดงวงจร High Frequency Filter Circuit

ส่วนสุดท้ายของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ คือวงจร High Frequency Filter ดังรูปที่ 3.8 ซึ่งเป็นตัวเชื่อมต่อกับอินเวอร์เตอร์กับตัวหลอด (วงจรนี้ทำหน้าที่ขจัด Frequency Component ที่สูงกว่าของความถี่สัญญาณขาเข้าที่ความถี่ทำงาน) วงจรนี้กรองเฉพาะสัญญาณส่วนที่เป็นขาเข้าที่ความถี่ทำงานเท่านั้นให้กับตัวหลอด ส่วนขาเข้า Component ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ที่ทำงาน จะต้องถูกขจัดออกไปในช่วงของการจุดหลอด อินเวอร์เตอร์จะจ่ายแรงดันที่ตรงกับความถี่ โชนเนนท์ของวงจรนี้ ส่งผลให้กระแสและแรงดันในวงจรสูงขึ้นอย่างรวดเร็ว แรงดันที่เกิดขึ้นในช่วงนี้จะทำให้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ก๊าซภายในหลอดถูกกระตุ้นจนนำกระแสได้ เมื่อหลอดนำกระแสแล้วจะเกิดเส้นทางเดินของกระแสผ่านทางก๊าซภายในตัวหลอด ซึ่งความต้านทานของก๊าซภายในตัวหลอดจะเพิ่มค่า  $Q$  ของวงจร ( $Q=R/X$ ) และทำให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์ ที่จ่ายแรงดันตรงกับความถี่รีโซแนนซ์ของวงจร ส่วนนี้ทำงานได้อย่างปกติไม่มีการเพิ่มสูงขึ้นอย่างรวดเร็วของกระแสและแรงดันในวงจรเหมือนกับในช่วงสตาร์ทหลอด

การทำงานของวงจรรีโซแนนซ์ความถี่สูงให้ผลเอาที่พุทเป็นรูปคลื่นไซน์จ่ายให้กับตัวหลอด และจากข้อมูลการวิจัยของผู้ผลิตหลอดพบว่าหลอดฟลูออเรสเซนต์จะมีเสถียรภาพในการปล่อยประจุ (Arc Stability) ดีเมื่อทำงานที่สัญญาณรูปคลื่นไซน์ และความถี่สูงที่จับตัวหลอดยังช่วยให้ประสิทธิภาพของการส่องสว่างของหลอดสูงขึ้น 10-15% เมื่อเทียบกับการทำงานของหลอดที่ความถี่ 50-60 Hz

หลอดฟลูออเรสเซนต์จะเสื่อมคุณภาพและประสิทธิภาพของการส่องสว่างลดลงเมื่อใช้หลอดปล่อยประจุได้น้อยลง ในกรณีของบัลลาสต์แกนเหล็กหลอดจะเริ่มกระพริบและติ๊กๆ คับๆ เนื่องจากไม่สามารถจุดหลอดได้สำเร็จเพราะแรงดันในการจุดหลอดที่สร้างขึ้นจะคงที่ ในที่สุดก็ต้องเปลี่ยนหลอดเพราะใช้การต่อไปไม่ได้ แต่ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์หลอดจะยังคงให้เอาที่พุททางแสงได้ต่อไปเพราะแรงดันในการจุดหลอดของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์คือแรงดันที่วงจรรีโซแนนซ์ความถี่สูงนี้จะปรับตัวสูงขึ้นจนเพียงพอที่จะจุดหลอด ดังจะเห็นได้จากการนำหลอดที่กระพริบติ๊กๆ คับๆ ในวงจรบัลลาสต์แกนเหล็กมาใช้งานในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ปรากฏว่าสามารถใช้งานต่อไปได้และช่วยให้ไม่ต้องเปลี่ยนหลอดบ่อยเกินไป

ข้อดีที่สำคัญอีกประการหนึ่งของวงจรรีโซแนนซ์ความถี่สูง คือการผลิตแรงดันสูงของวงจรนั้นจะถูกจำกัดเพียงแค่แรงดันที่จะทำให้เกิดการอาร์คในตัวเหนี่ยวนำ ดังนั้นเราสามารถใช่วงจรเดียวกันนี้ในการจุดหลอดที่มีความยาวต่างกัน โดยเพียงแต่เลือกขนาดพิคคของอินดักเตอร์และตัวเก็บประจุ ซึ่งสามารถคำนวณได้ดังนี้

เมื่อ

$$L_p = \frac{Z}{2\pi f} \quad (3.14)$$

และ

$$Z = \frac{V_{cc} - V_{on}}{I_p} \quad (3.15)$$

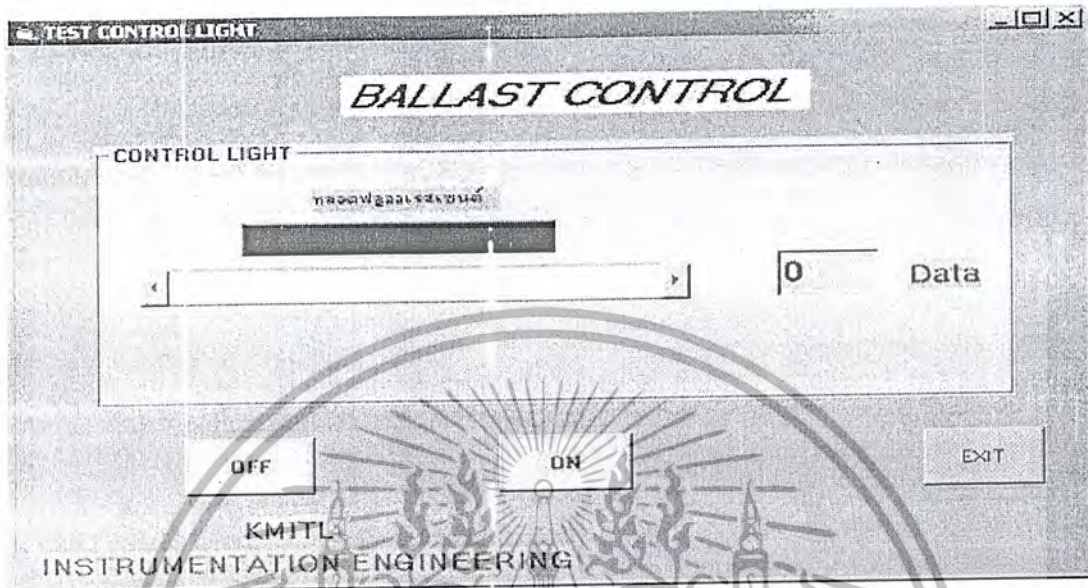
โดยใช้ค่า  $I_p = 0.547$  A จะได้ค่า

$$Z = \frac{400 - 93}{2 \times 0.247} = 560$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 ส่วนการเปลี่ยนแปลงความถี่การสวิตช์ด้วยคอมพิวเตอร์

#### 3.3.1 โปรแกรมควบคุมแสงสว่างทางหน้าจอคอมพิวเตอร์

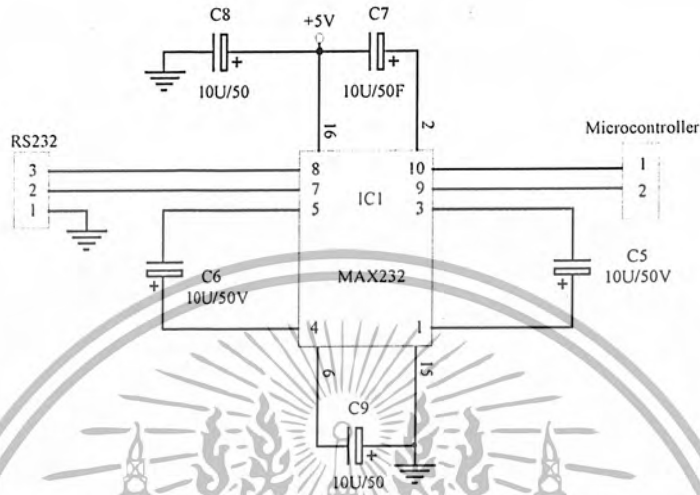


รูปที่ 3.9 แสดงหน้าต่าง โปรแกรมการควบคุมแสงสว่าง

โปรแกรมการควบคุมแสงสว่างทางหน้าจอคอมพิวเตอร์ในการออกแบบโปรแกรมควบคุม เราจะใช้โปรแกรม visual basic เขียนควบคุมฮาร์ดแวร์ โดยการเขียนโปรแกรมให้ส่งข้อมูลผ่านทางพอร์ตอนุกรม (RS-232) ส่งไปให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ เพื่อนำค่าส่งไปใช้ควบคุมทางด้านฮาร์ดแวร์ ในการใช้โปรแกรมสามารถควบคุมแสงสว่างของหลอดได้ โดยการกดปุ่ม ON เพื่อส่งค่าไปให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยไมโครคอนโทรลเลอร์จะส่งค่าผ่านวงจรแปลงสัญญาณดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก เป็นค่าระดับแรงดันออกมาที่ 6 โวลท์ ที่ระดับแรงดันนี้จะทำให้หลอดติดสว่างสูงสุด จากนั้นก็จะสามารถเพิ่มค่าในการควบคุมแสงสว่าง โดยการเลื่อนค่าที่ scrollbar โดยค่าที่ส่งออกไปจะเปลี่ยนไป 0.04 โวลท์ ต่อ 1 ระดับ และค่าที่ scrollbar สามารถเลื่อนได้สูงสุด 8 โวลท์ ซึ่งจะทำการระดับแสงสว่างเปลี่ยนแปลงลดลงตามลำดับ จนกระทั่งหลอดดับ ในการหยุดโปรแกรม หรือการยกเลิกการส่งข้อมูลสามารถกดปุ่ม OFF โดยค่าที่ส่งออกไปจะมีระดับแรงดัน 0 โวลท์ จากนั้นจะออกโปรแกรมโดยการกดปุ่ม Exit จะแสดงรูปหน้าต่างโปรแกรมการควบคุมแสงสว่าง ดังรูปที่ 3.9

### 3.3.2 การออกแบบวงจรการสื่อสารระหว่างคอมพิวเตอร์กับไมโครคอนโทรลเลอร์

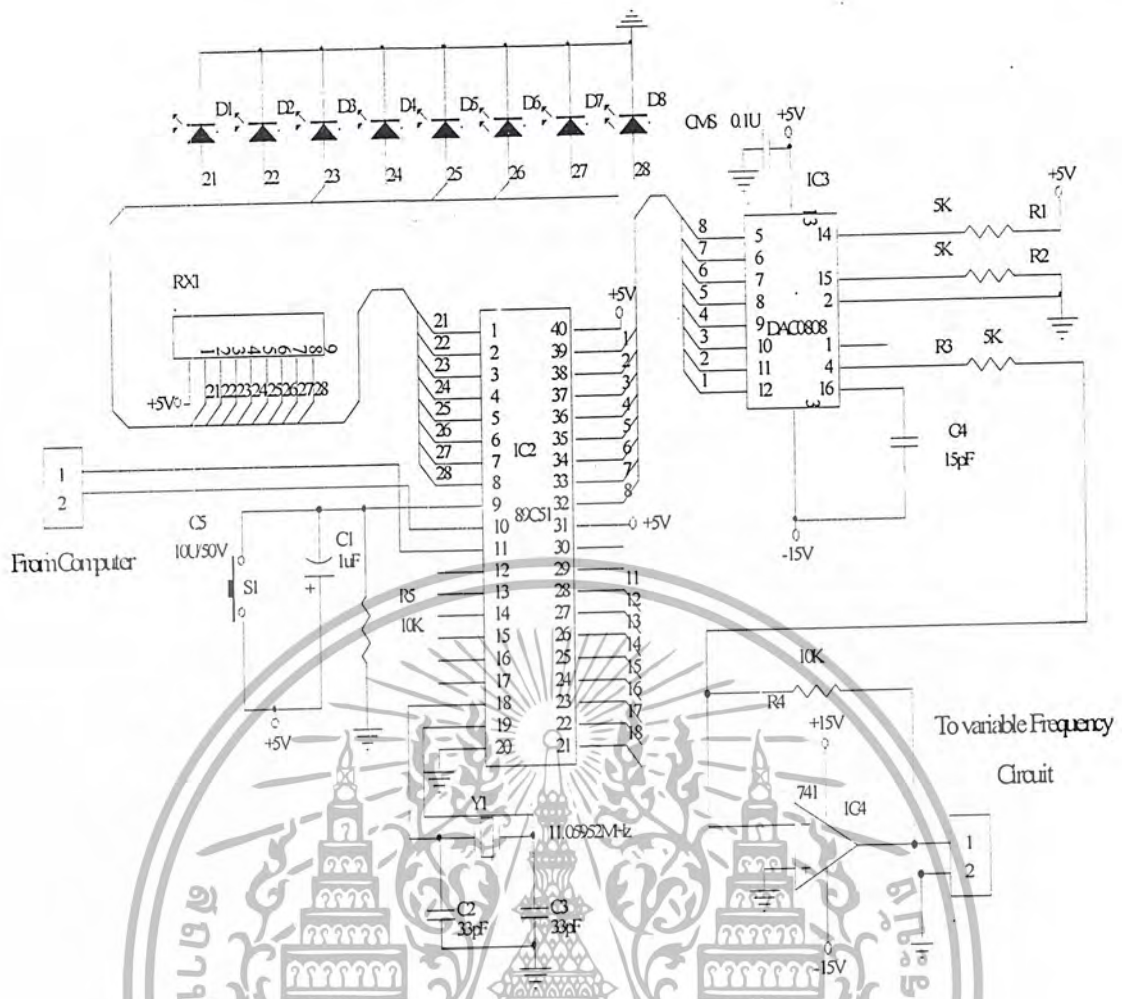
เป็นวงจรสื่อสารให้คอมพิวเตอร์สามารถส่งข้อมูลไปยังไมโครคอนโทรลเลอร์ โดยการส่งข้อมูลผ่านพอร์ตอนุกรมมาตรฐาน RS-232 โดยใช้ไอซีเบอร์ MAX232 และคาปาซิเตอร์ ทำหน้าที่เป็นตัวทวีแรงดัน แสดงได้ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 แสดงวงจรการสื่อสารผ่านพอร์ตอนุกรม RS-232

### 3.3.3 การออกแบบวงจรควบคุมการเปลี่ยนแปลงความถี่ในการสวิทช์

เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ควบคุมการเปลี่ยนแปลงความถี่ในการสวิทช์ โดยมีไอซีเบอร์ AT89C51 เป็นตัวประมวลผล โดยมี LED ต่อที่ขา 1-8 ของไอซีเบอร์ AT89C51 ทำหน้าที่ใช้ในการแสดงผล



รูปที่ 3.11 แสดงวงจรควบคุมการเปลี่ยนแปลงความถี่ในการสวิตช์

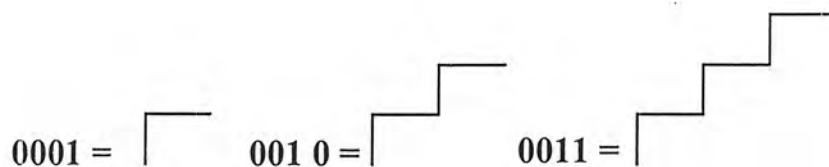
### 3.3.4 วงจรการเปลี่ยนแปลงสัญญาณ ดิจิตอลเป็นสัญญาณอนาล็อก

สัญญาณในระบบ Digital จะมีอยู่ 2 ระดับคือ ลอจิก 0 กับ ลอจิก 1 ซึ่งจะเป็นสัญญาณพัลส์ก็ได้ ส่วนสัญญาณอนาล็อกนั้น ระดับสัญญาณในระดับหนึ่งจะมีระดับที่แตกต่างกันไปหลายค่าไม่ได้มีเพียง 2 ระดับ เท่านั้น แบบของสัญญาณที่เป็นรูปคลื่นซายน์

#### 3.3.4.1 การแปลงสัญญาณ Digital เป็น Analog

การแปลงสัญญาณ ดิจิตอล (Digital) เป็นอนาล็อก(Analog) คือขบวนการที่จะแทนค่ารหัส ดิจิตอล เป็น BCD ให้เป็นระดับแรงดันหรือกระแสของ อนาล็อก เช่น

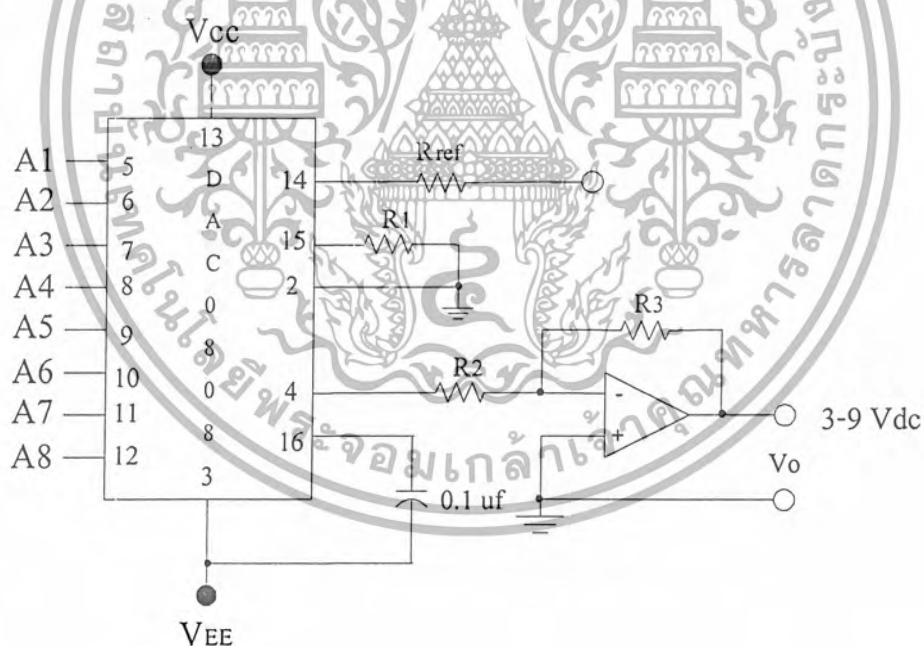
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.12 แสดงถึงการเปลี่ยนแปลงสัญญาณ Digital

จากรูปที่ 3.12 เป็นการแสดงให้เห็นถึงการเปลี่ยนแปลงสัญญาณ ดิจิตอล ให้เป็นการเปลี่ยนแปลงสัญญาณ อินพุต อยู่ 4 บิต คือ A B C D ซึ่งสามารถแทนค่าได้คือ  $2^4 = 16$  สถานะ ซึ่งถ้านำค่าทั้ง 16 สถานะไปใช้เป็นสัญญาณ อนาล็อก จะได้ระดับแรงดันทั้ง 16 แรงดัน คือเมื่อระดับของสัญญาณมีการเปลี่ยนแปลงไป 1 บิต ค่าระดับของแรงดันก็จะเปลี่ยนแปลงไปด้วย

D/A Converters เป็นวงจรที่ใช้แปลงค่าสัญญาณดิจิตอล ให้เป็นสัญญาณอนาล็อก โดยใช้ IC DAC0808 เมื่อให้สัญญาณดิจิตอลอินพุต ทั้ง 8 บิต เป็น 1 ค่า แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าสูงสุดคือ  $V_o$  เท่ากับ +10V และถ้าให้ค่า ดิจิตอลอินพุต ทั้ง 8 บิต เป็น 0 ค่า แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีค่าสูงสุดคือ  $V_o$  เท่ากับ 0V



รูปที่ 3.13 แสดงวงจรวจรที่ใช้แปลงค่า ดิจิตอลให้เป็นอนาล็อก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.13 จะเห็นว่า IC จะใช้แหล่งจ่ายไฟ DC 2 ชุด คือ  $V_{CC} = 5V$  และ  $V_{EE} = -15V$  และมี ตัวเก็บประจุ  $0.1\mu F$  เป็นตัวป้องกันไม่ให้เกิดการออสซิลเลตและแยกตัวเก็บประจุ กับ  $V_{EE}$  ออกจากกราวด์ และขา 15 ต่อกับตัวต้านทานที่เป็นตัวเปรียบเทียบกับกราวด์ที่ขา 2 ที่เอาต์พุตของ D/A converter ที่ขา 4 จะมีระดับแรงดัน (+0.5 ถึง -0.6) เป็นที่แน่นอนว่าการออกแบบให้กระแสเอาต์พุต ( $I_o$ ) เป็นกระแสต่ำสุดที่สัญญาณอินพุตดิจิตอลทุกตัว Low จะมีค่าเป็น 0.0 mA และค่ากระแสสูงสุดที่อินพุตทุกตัวเป็น high จะมีค่าของกระแสเท่ากับกระแสของ  $I_{ref}$  ที่เป็นกระแสเปรียบเทียบที่กำหนดด้วยค่าตัวต้านทาน ที่ขา 14 กับ แรงดันที่เปรียบเทียบ

จากสูตร 
$$I_{ref} = \frac{V_{ref}}{R_{ref}} \quad (3.16)$$

$$I_o = \frac{V_o}{R_f} \quad (3.17)$$

แต่  $I_o$  มีค่าขึ้นอยู่กับกระแส  $I_{ref}$  กับ ข้อมูลอินพุต เพราะฉะนั้น

$$I_o = I_{ref} \left[ \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \dots + \frac{A_8}{256} \right] \quad (3.18)$$

$$V_o = \left[ \frac{V_{ref}}{R_{ref}} \right] \left[ \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \dots + \frac{A_8}{256} \right] \times R_f \quad (3.19)$$

โดยที่  $R_{ref} = R_f$

$$V_o = V_{ref} \times \left[ \frac{A_1}{2} + \frac{A_2}{4} + \frac{A_3}{8} + \dots + \frac{A_8}{256} \right] \quad (3.20)$$

ถ้าให้ ข้อมูลอินพุตเป็น 0 หหมด เพราะฉะนั้น จะได้ค่า  $V_o$  เท่ากับ

$$V_o = V_{ref} \times \left[ \frac{0}{2} + \frac{0}{4} + \frac{0}{8} + \dots + \frac{0}{256} \right]$$

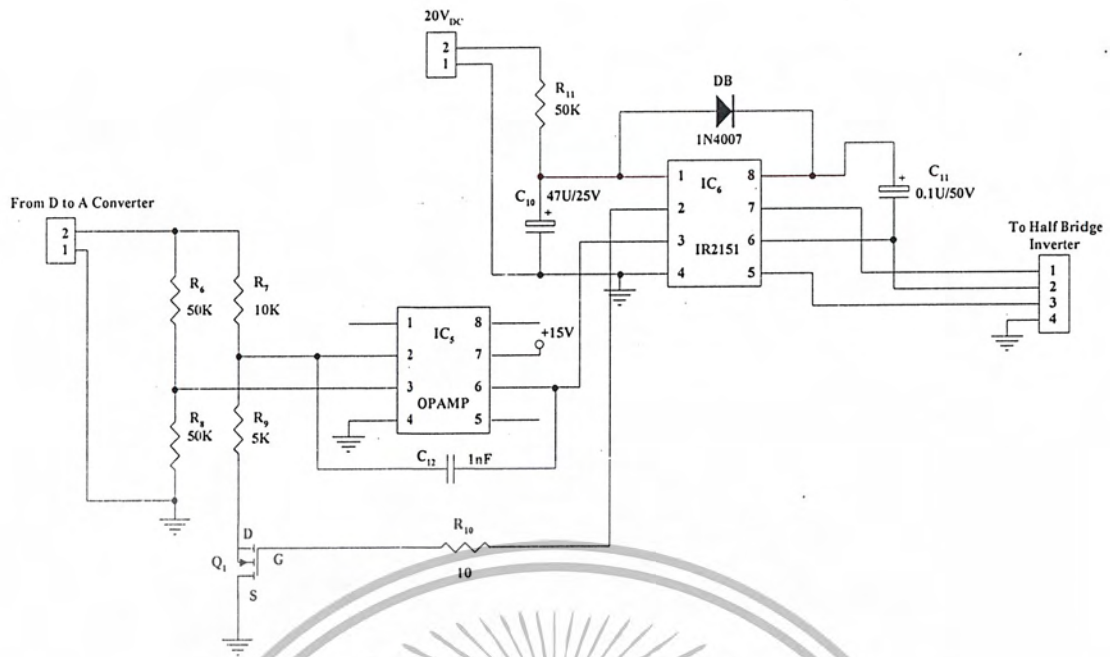
$$V_o = V_{ref} \times (0) = 0.0 V$$

ถ้าให้ ข้อมูลอินพุตเป็น 1 หหมด เพราะฉะนั้น จะได้ค่า  $V_o$  เท่ากับ

$$V_o = V_{ref} \times \left[ \frac{1}{2} + \frac{1}{4} + \frac{1}{8} + \dots + \frac{1}{256} \right]$$

$$V_o = V_{ref} \times \left( \frac{255}{256} \right) = V_{ref} \times 0.996$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 แสดงวงจรเปลี่ยนแปลงความถี่การสวิตช์



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

# ผลการทดลองและการวิเคราะห์

### 4.1 ผลการทดลอง

#### 4.1.1 เครื่องมือและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลองและวัดผล

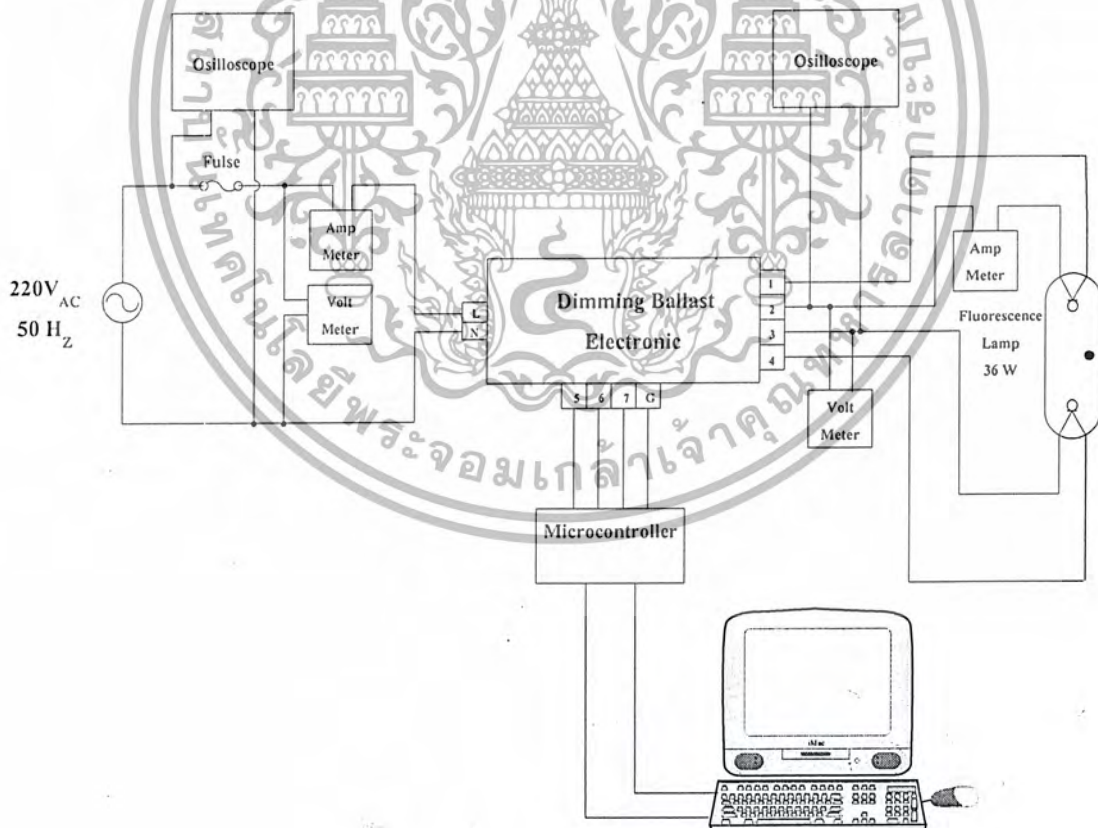
1. วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสงจากคอมพิวเตอร์ที่ทำการศึกษาและออกแบบไว้

2. มัลติมิเตอร์ ยี่ห้อ FLUKE 2 เครื่อง

3. Oscilloscope ยี่ห้อ JIWATSU รุ่น SS-5720 1 เครื่อง

4. Lux meter 2000/20000/50000 Lux 1 เครื่อง

4.1.2 รูปแสดงการต่อวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสงจากคอมพิวเตอร์ และ วัดสัญญาณแรงดัน กระแส และความเข้มแสง

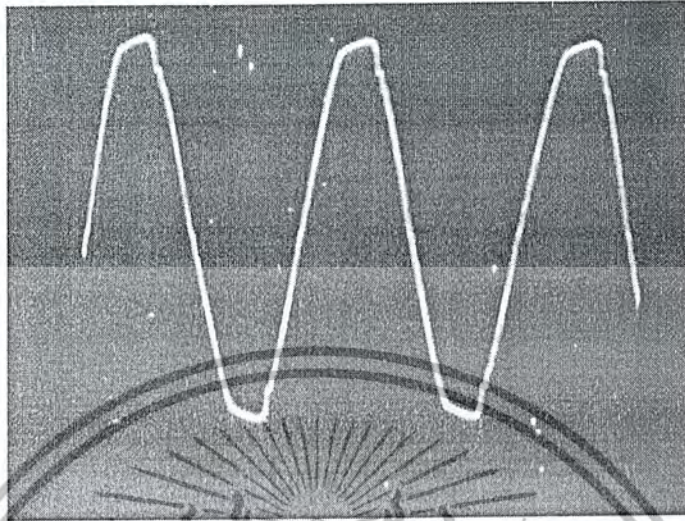


รูปที่ 4.1 แสดงการต่อวัดคุณลักษณะทางไฟฟ้า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.1.3 ลักษณะของรูปสัญญาณของวงจร

#### 4.1.3.1 สัญญาณทางด้านอินพุต ไฟฟ้ากระแสสลับ 220 V<sub>AC</sub> 50 Hz



รูปที่ 4.2 แสดงสัญญาณทางด้านอินพุต

#### 4.1.3.2 สัญญาณเอาต์พุตของวงจร Rectifier

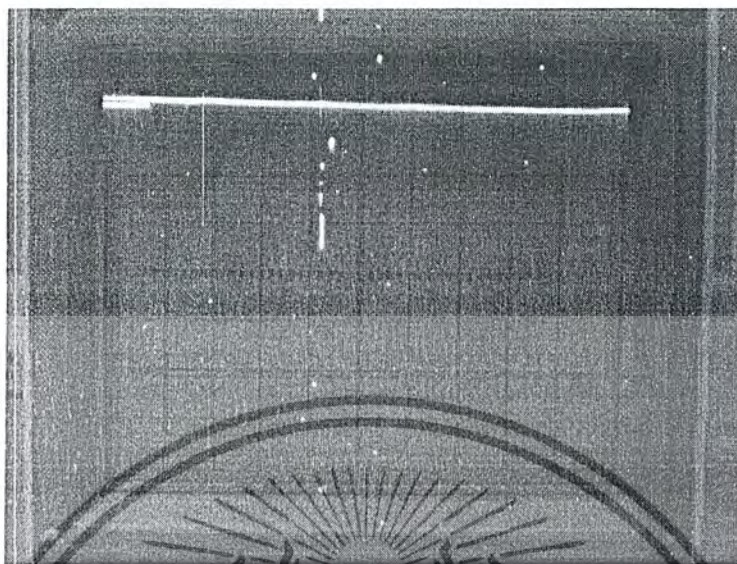


รูปที่ 4.3 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจร Rectifier

สัญญาณเอาต์พุตของวงจร Rectifier เป็นไฟฟ้ากระแสตรง มีขนาดแรงดัน 320 V<sub>DC</sub>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.1.3.3 สัญญาณเอาท์พุทของวงจรแก้เฟาเวอร์แฟกเตอร์



รูปที่ 4.4 แสดงสัญญาณเอาท์พุทของวงจรแก้เฟาเวอร์แฟกเตอร์

#### 4.1.3.4 สัญญาณเอาท์พุทของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

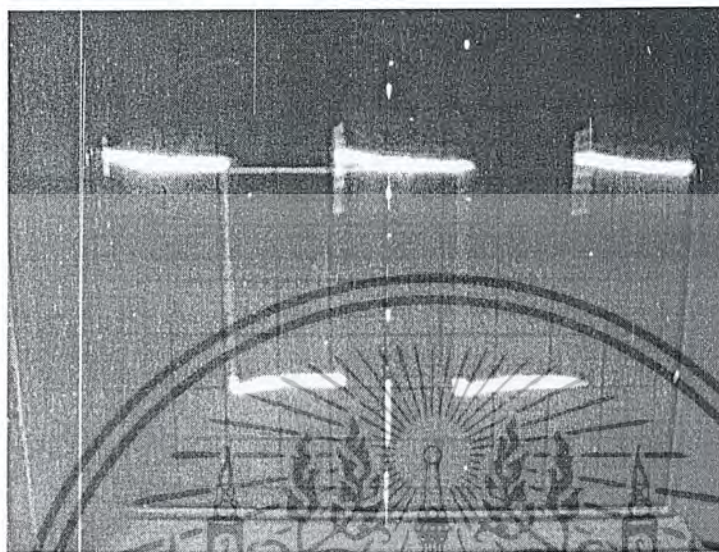


รูปที่ 4.5 แสดงสัญญาณเอาท์พุทของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายพริคอินเวอร์เตอร์ เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแส  
สลับ ขนาดแรงดัน และความถี่ขึ้นอยู่กับ ความถี่สัญญาณพัลส์ของวงจรถ่ายพริคอินเวอร์เตอร์ที่ขับ  
ขาเกตของ มอสเฟต ของวงจรถ่ายพริคอินเวอร์เตอร์

1. ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ  $45.5 \text{ K}_{\text{Hz}}$  จะได้สัญญาณเอาต์พุตดังนี้

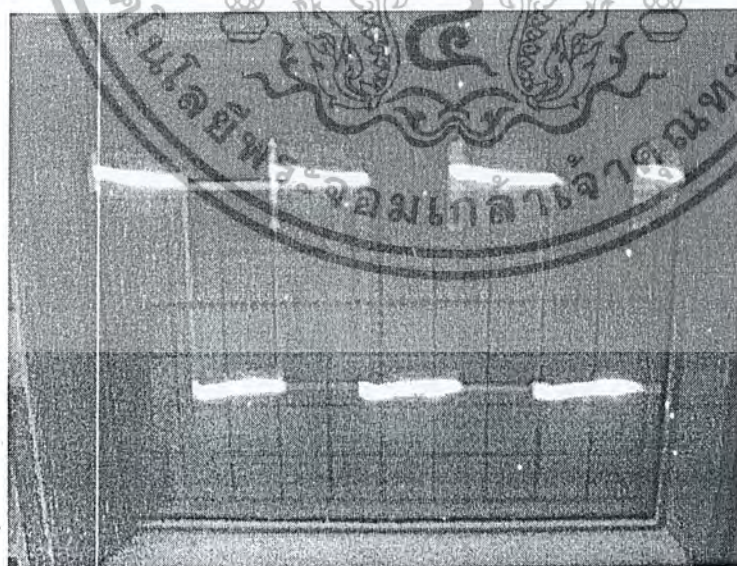


V/DIV = 90 Vp-p

T/DIV = 22  $\mu$ s

รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายพริคอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่  $45.5 \text{ KHz}$

2. ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ  $55.2 \text{ K}_{\text{Hz}}$  จะได้สัญญาณเอาต์พุตดังนี้



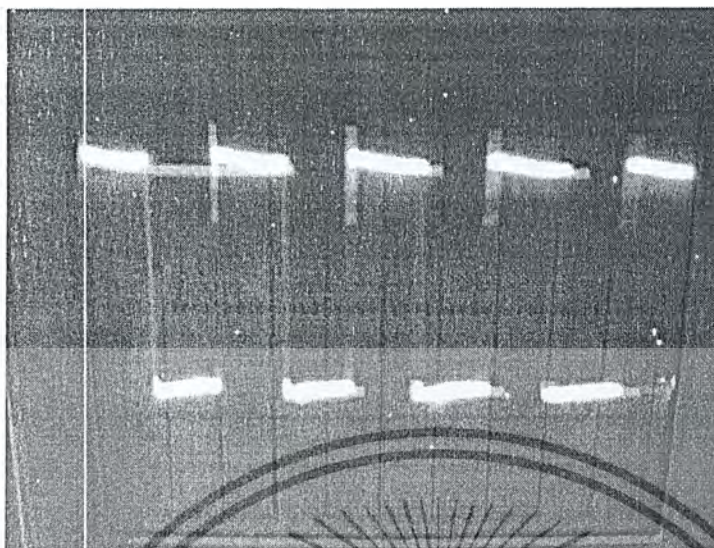
V/DIV = 88 Vp-p

T/DIV = 18  $\mu$ s

รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรถ่ายพริคอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่  $55.2 \text{ KHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3. ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ $64.2 \text{ KHz}$ จะได้สัญญาณเอาต์พุตดังนี้



V/DIV = 44 Vp-p

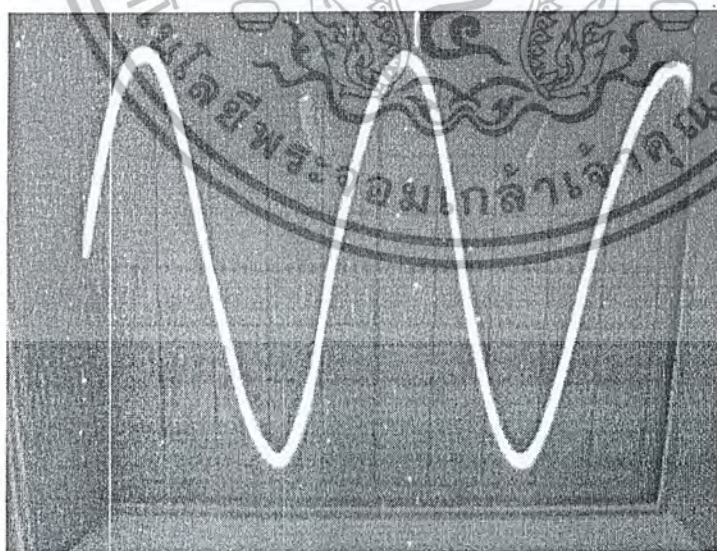
T/DIV = 15.5  $\mu$ s

รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณเอาต์พุตของวงจรฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ที่ความถี่  $64.2 \text{ KHz}$

### 4.1.3.5 สัญญาณเอาต์พุตเมื่อต่อหลอดฟลูออเรสเซนต์ขนาด $36 \text{ W}$ เข้ากับ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรี่แสง

ทดลองเปลี่ยนความถี่การสวิตช์ด้วยความถี่ที่ความถี่ที่ต่างๆดังนี้

1. ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ  $45.5 \text{ KHz}$  จะได้สัญญาณเอาต์พุตดังนี้



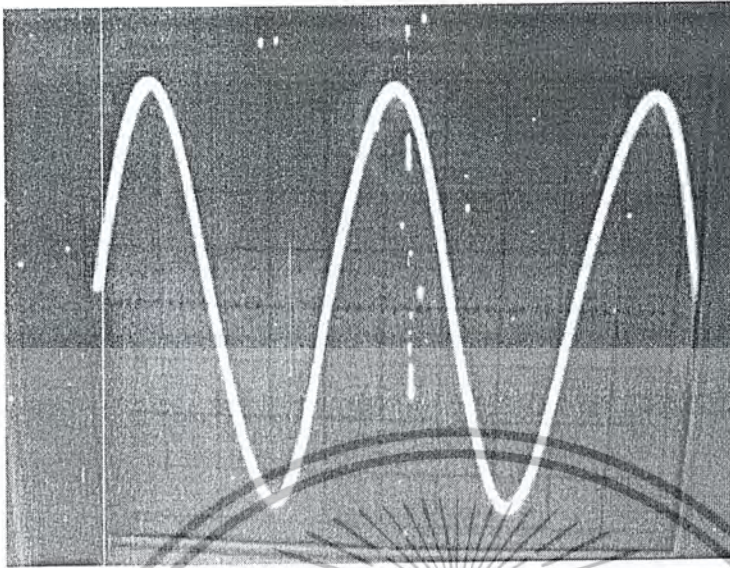
V/DIV = 350 Vp-p

T/DIV = 22  $\mu$ s

รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณเอาต์พุตความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ  $45.5 \text{ KHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ  $55.2 \text{ KHz}$  จะได้สัญญาณเอาต์พุตดังนี้

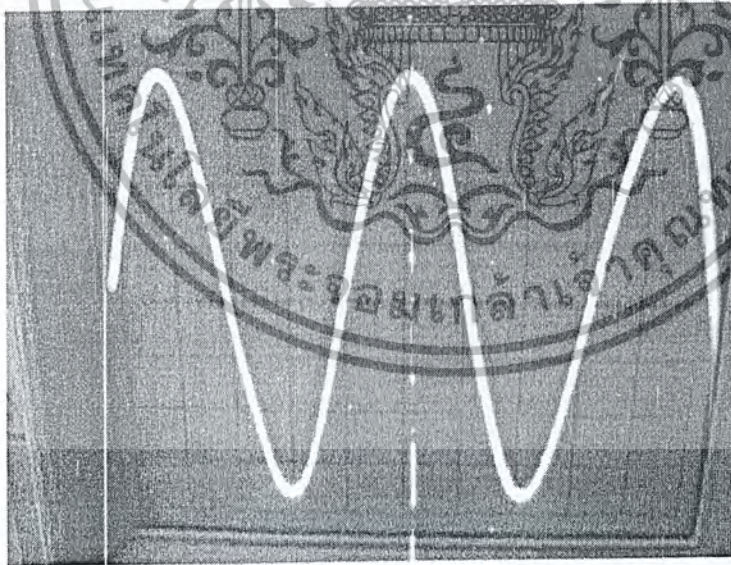


V/DIV = 320 Vp-p

T/DIV = 18  $\mu\text{s}$

รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณเอาต์พุตความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ  $55.2 \text{ KHz}$

3. ความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ  $64.2 \text{ KHz}$  จะได้สัญญาณเอาต์พุตดังนี้



V/DIV = 300 Vp-p

T/DIV = 15.5  $\mu\text{s}$

รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณเอาต์พุตความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ  $64.2 \text{ KHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.1.4 ผลการทดลองเมื่อวัดค่าต่างๆทางด้านเอาต์พุท

เมื่อต่อแรงดันอินพุทให้กับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เท่ากับ 100 โวลต์ดีซี และวัดคุณสมบัติทางไฟฟ้าต่างๆจะได้ดังตารางที่ 4.1

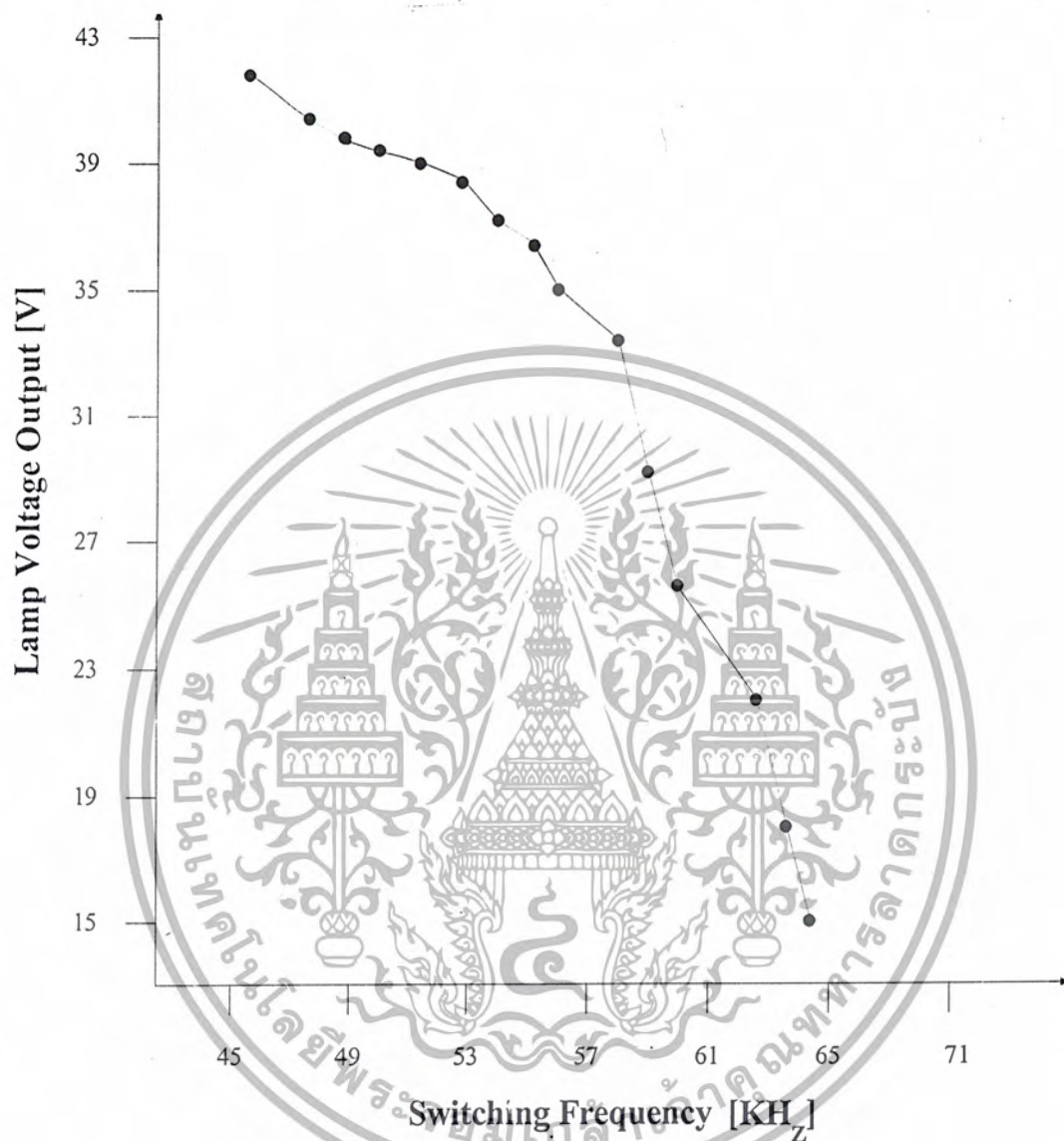
ตารางที่ 4.1 แสดงผลการทดลองเมื่อวัดค่าต่างๆทางด้านเอาต์พุท

Voltage Control $V_{in}$ ( $V_{DC}$ )	Frequency Output ( $KHz$ )	$V_{RMS}$ (V)	$I_{RMS}$ (A)	ILLUMINANCE			
				Lux1	Lux2	Lux3	Lux Avg.
6.00	45.5	41.9	0.859	718	725	703	715.33
6.08	47.6	40.2	0.824	693	687	674	684.67
6.16	48.7	39.7	0.814	651	645	639	645
6.24	50	39.5	0.810	604	592	610	602
6.32	52.6	39	0.799	540	524	549	537.67
6.40	53.7	38.6	0.791	509	498	514	507
6.48	54	37.8	0.775	468	454	471	464.33
6.56	55.2	36.6	0.750	392	386	401	393
6.64	56.4	35	0.717	295	307	286	296
6.72	58.5	32.3	0.662	150	143	157	150
6.80	59.2	28.9	0.592	72	78	65	71.67
6.88	60.1	25.6	0.525	34	29	30	31
6.96	62.4	22	0.451	18	16	17	17
7.04	63.5	18	0.369	15	14	13	14
7.12	64.2	15.4	0.315	0	0	0	0

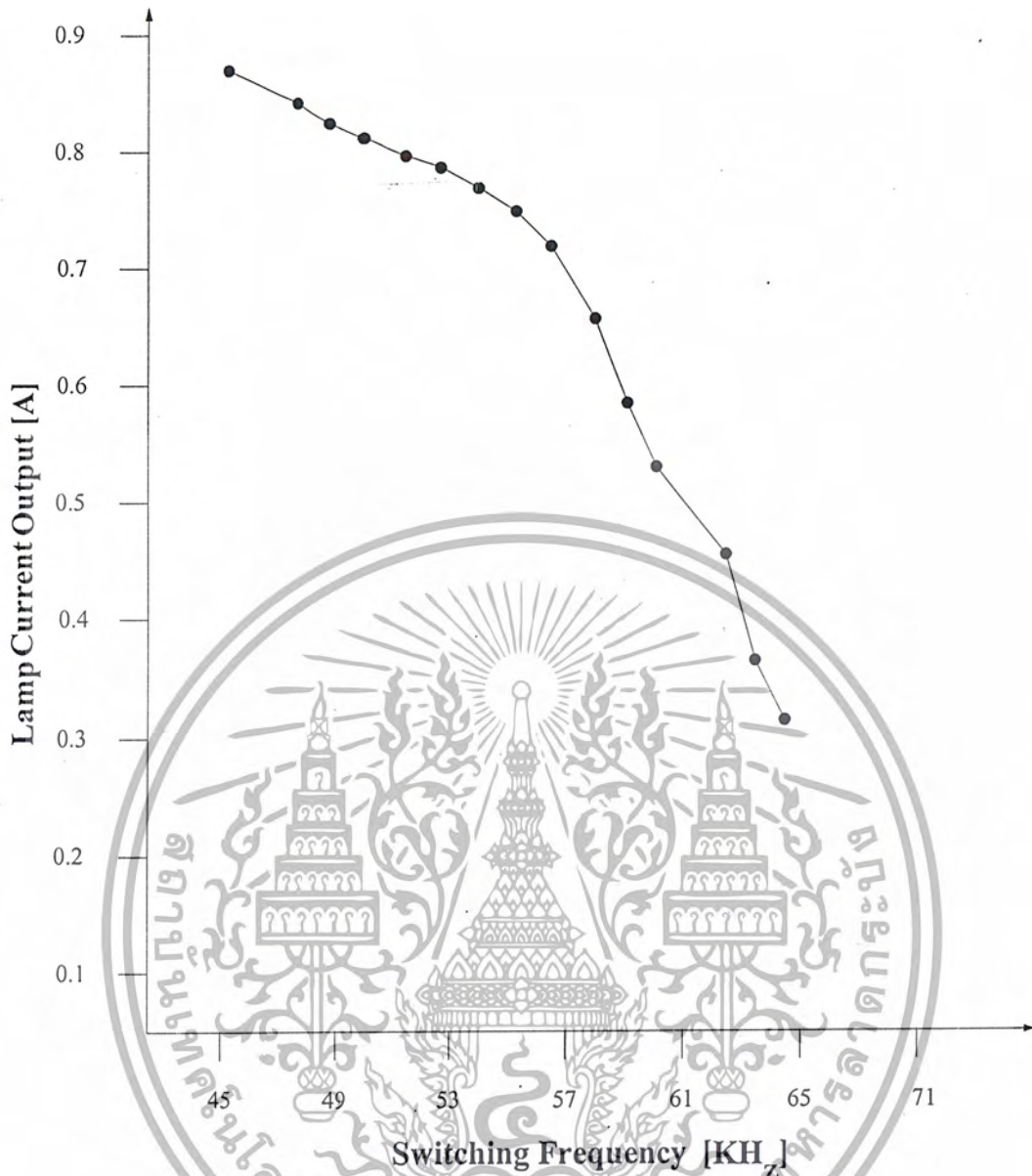
หมายเหตุ วัดระดับแสงที่ระยะห่างจากหลอดเท่ากับ 1 ฟุต โดยการเริ่มวัดจากจุดที่หลอดติดสว่างสูงสุด (จุดรีโซแนนซ์ ที่ความถี่ 45.5  $KHz$ ) และลดระดับแสงลงด้วยการเพิ่มความถี่ให้สูงขึ้น จนถึงหลอดดับ

## 4.2 การวิเคราะห์ผลการทดลอง

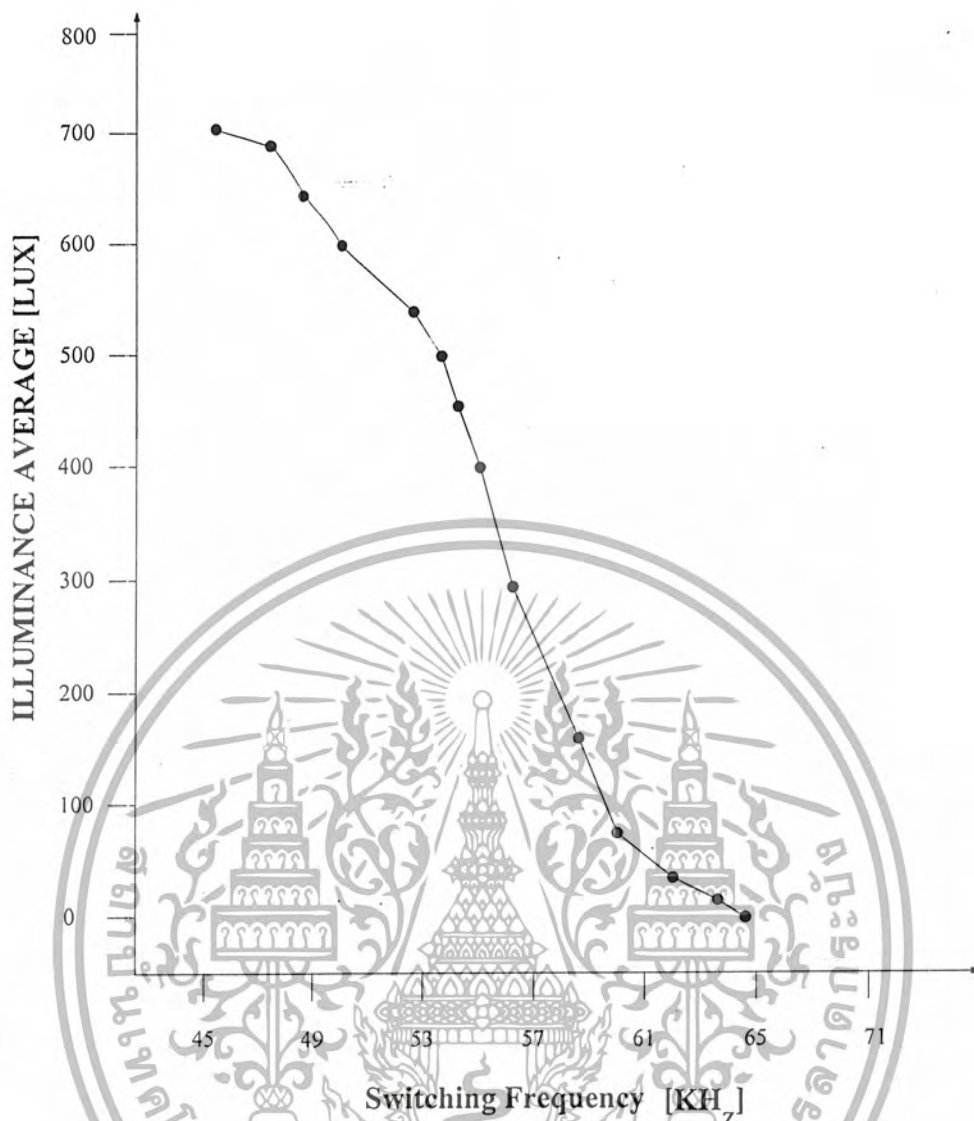
### 4.2.1 เมื่อพิจารณาทางด้านเอาต์พุต เปรียบเทียบกับความถี่ในการสวิตช์



รูปที่ 4.12 กราฟแสดงค่าแรงดันเอาต์พุตเปรียบเทียบกับความถี่การสวิตช์ที่เปลี่ยนไป



รูปที่ 4.13 กราฟแสดงค่ากระแสเอาต์พุตเปรียบเทียบกับความถี่การสวิตซ์ที่เปลี่ยนไป



รูปที่ 4.14 กราฟแสดงค่าความสว่างของหลอดเปรียบเทียบกับความถี่การสวิตช์ที่เปลี่ยนไป

จากรูปที่ 4.12-4.14 จะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่ในการสวิตช์มีค่ามากขึ้นจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำมีค่ามากขึ้น ( $X_L = 2\pi fL$ ) ส่งผลให้ค่าความต้านทานของหลอดมากขึ้นแรงดันที่ตกคร่อมหลอดลดลง กระแสไหลผ่านหลอดน้อยลง ส่งผลให้กำลังไฟฟ้าของหลอดลดลง แสงสว่างของหลอดจึงลดลงตามเพราะหลอดฟลูออเรสเซนต์มีลูเมนต่อวัตต์คงที่

## บทที่ 5

# บทสรุป ปัญหา แนวทางแก้ไข และพัฒนา

### 5.1 บทสรุป

การศึกษาและออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรีแสงด้วยคอมพิวเตอรืนี้ทำให้ได้ประโยชน์ดังต่อไปนี้

1. จากการศึกษาและออกแบบโครงการนี้ ทำให้ทราบถึงส่วนประกอบของวงจรและการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรีแสง

2. ได้ทราบถึงวิธีหรีแสงหลอดฟลูออเรสเซนต์ด้วยการเปลี่ยนแปลงความถี่การสวิตซ์

3. ได้ทราบถึงวิธีการหรีแสงหลอดฟลูออเรสเซนต์ด้วยคอมพิวเตอรื

4. เป็นบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรีแสงด้วยคอมพิวเตอรืต้นแบบที่สามารถนำไปพัฒนาประยุกต์ใช้งานได้ในอนาคต

5. สามารถควบคุมความสว่างของหลอดฟลูออเรสเซนต์ด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอรืได้อย่างสะดวก

6. การหรีแสงหลอดฟลูออเรสเซนต์สามารถประหยัดพลังงานได้โดยเมื่อความถี่ในการสวิตซ์วงจรอินเวอร์เตอร์สูงขึ้นทำให้ทำให้แรงดันและกระแสที่ตกคร่อมขั้วหลอดและไหลผ่านหลอดตามลำดับ ตกลงทำให้กำลังงานไฟฟ้าเอาต์พุตลดลง

จากผลการทดลองจะเห็นว่า สามารถควบคุมแสงสว่างของหลอดฟลูออเรสเซนต์ด้วยคอมพิวเตอรืได้ แต่บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ยังมีประสิทธิภาพไม่ดีพอ คาดว่าเป็นเพราะสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นในวงจร และการสูญเสียเนื่องจากการสวิตซ์ที่ความถี่สูงๆ

### 5.2 ปัญหาและแนวทางแก้ไขปัญหา

1. เมื่อหรีหลอดจนทำให้หลอดดับ ก่อนที่หลอดจะดับจะเกิดสภาวะเป็นรีว (Fricker) จะทำให้หลอดเสียได้

แนวทางแก้ไข ไม่ควรหรีแสงจนเห็นว่าแสงหลอดเป็นรีว คือไม่เปลี่ยนความถี่การสวิตซ์จนถึงความถี่ที่ทำให้หลอดเกิดสภาวะเป็นรีว

2. เมื่อเกิดการลัดวงจรของฮาร์ฟบริดจ์อินเวอร์เตอร์ จะทำให้วงจรเสียหาย

แนวทางแก้ไข จะต้องมียวงจรป้องกัน โดยใช้วงจรสนับเปอร์

3. ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจร PFC มีค่าสูงกว่า 320 โวลต์ ทำให้อุปกรณ์บางตัวรับภาระแรงดันตกคร่อมที่สูงเกินไปอาจเป็นผลให้อุปกรณ์บางตัวเกิดการเสียหายได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แนวทางแก้ไข ควรออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ให้มีประสิทธิภาพมากขึ้น ควรต่อตัวต้านทาน  $R_g$  ในวงจร PCF เป็นตัวต้านทางแบบปรับค่าได้เพื่อลดระดับแรงดันลงได้

4. ในการหรือหลอดฟลูออเรสเซนต์ ความถี่ในการสวิตช์เพื่อหรือหลอดฟลูออเรสเซนต์ ขนาด 40 W จะมีความถี่ที่เหมาะสมกับวงจรรีโซแนนซ์อยู่เพียงช่วงหนึ่ง เมื่อเปลี่ยนความถี่การสวิตช์ไป สัญญาณเอาท์พุทที่ได้จะไม่ใช่สัญญาณไซน์ที่สมบูรณ์ มีผลทำให้หลอดเกิดการกระพริบขึ้น และเมื่อเพิ่มความถี่การสวิตช์สูงขึ้นไปจะทำให้เกิดเสียงจากวงจรรีโซแนนซ์

แนวทางแก้ไข ควรออกแบบวงจรรีโซแนนซ์ ให้สามารถรองรับความถี่ที่ใช้ในการสวิตช์ให้กว้างขึ้น โดยการคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำให้มีค่าเหมาะสม

### 5.3 แนวทางในการพัฒนา

1. ควรออกแบบวงจรเก้เพาเวอร์แฟกเตอร์ใหม่เพื่อลดปัญหาสัญญาณฮาร์โมนิกส์รบกวน
2. ออกแบบวงจรตรวจสอบว่ามีหลอดต่ออยู่ที่ขั้วหลอดหรือไม่เพื่อป้องกันการปิดวงจรขณะที่หลอดไม่ได้ต่อ
3. ควรออกแบบวงจรเปลี่ยนแปลงความถี่ในการสวิตช์ใหม่ให้สามารถหรือแสงหลอดให้ได้ช่วงแสงสว่างได้กว้างขึ้น
4. ควรออกแบบให้สามารถควบคุมแสงสว่างหลอดฟลูออเรสเซนต์ได้หลายๆหลอดพร้อมกัน
5. ควรพัฒนาโปรแกรมประยุกต์ใช้ ที่สามารถควบคุมแสงสว่างของหลอดฟลูออเรสเซนต์ได้หลายๆหลอดและตรวจเช็คว่ามีหลอดต่ออยู่หรือหลอดเสีย
6. นำไปประยุกต์ใช้กับบริเวณห้องที่ต้องการควบคุมแสงสว่างภายในห้องได้

## บรรณานุกรม

คณิต ชัยวัฒนา, “บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถปรับแสงหลอดฟลูออเรสเซนต์ได้”, วิทยานิพนธ์ สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, พ.ศ. 2543

พิพัฒน์ ธัญชนเส, “บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์”, วิทยานิพนธ์หลักสูตรปริญญา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมการไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ. 2541

พรรัตน์ ช่วยชู, “บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์”, วิทยานิพนธ์หลักสูตรปริญญา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมการไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ. 2543

ยุทธนา กุลวิฑิต, “บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ชนิดหรี่แสงได้”, ศก. การพลังงาน, พ.ศ. 2536

สมาคมวิศวกรรมสถานแห่งประเทศไทยในพระบรมราชูปถัมภ์, “ปริมาณกระแสฮาร์มอนิกจากบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ขนาด 36 วัตต์”, กรุงเทพฯ, โรงพิมพ์ The Engineering Institute of Thailand under H.M. The king's Patronage, พ.ศ. 2540

Gunter Semiconductor GmbH, “GFC440 N Channel Power MOSFET with low  $R_{DS(on)}$ ”, Datasheet, www.fairchildsemi.com, 2001

S.Y. Ron Hui, Senior Member, IEEE, Leung Ming Lee, Henry Shu-Hung Chung, Member, IEEE, and Y.K. Ho, “An Electronic Ballast with Wide Dimming Range, High PF. And Low EMI”, IEEE Transaction on Power Electronic, vol.16, No. 4, July 2001, pp.

Shin S. Moo, Hung L. Cheng, Tsai F. Lin and Hau C. Yen, “Designing Dimmable Electronic Ballast with Frequency Control”, IEEE Transaction on Power Electronic, June 1999, pp, 727-733

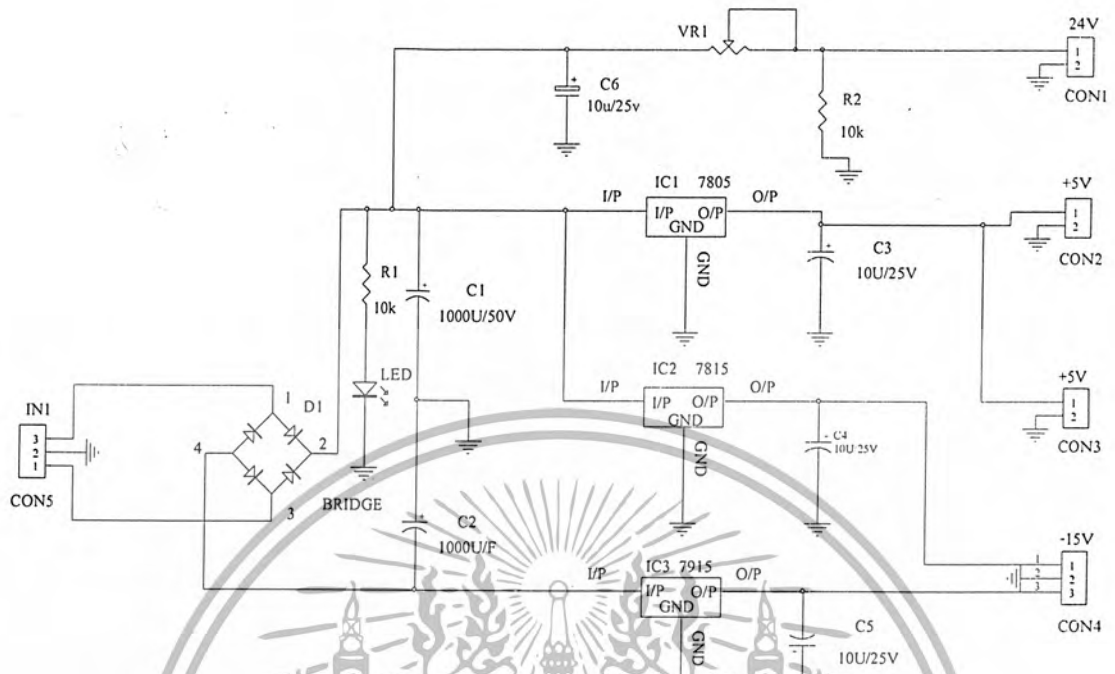


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

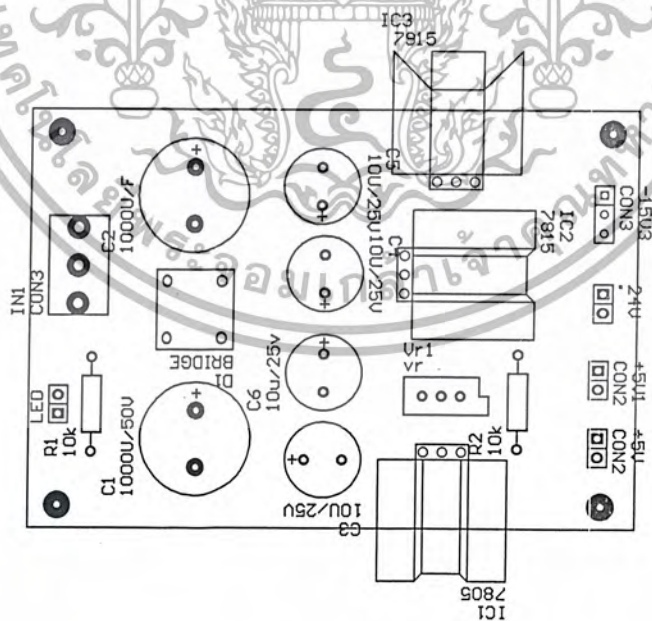


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 1. วงจรไฟเลี้ยง

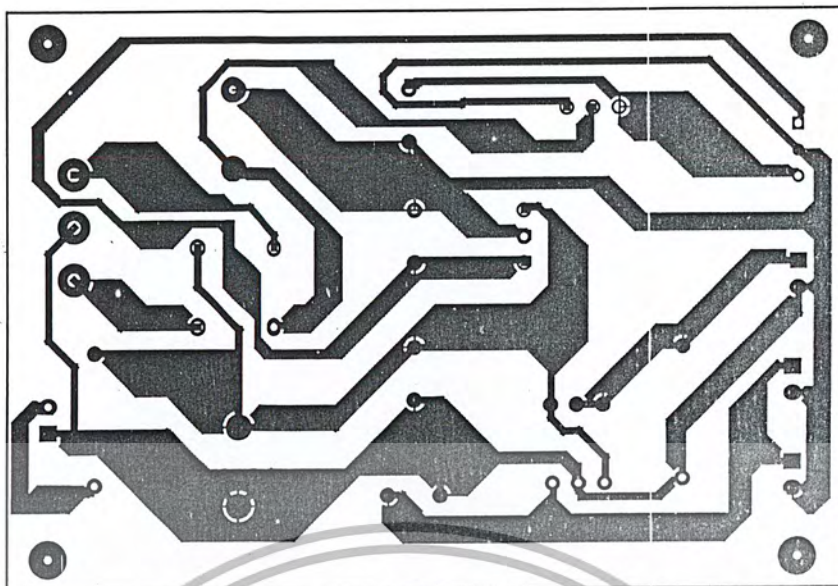


รูปที่ ก.1 แสดงวงจร ไฟเลี้ยง



รูปที่ ก.2 แสดงการจัดวางอุปกรณ์บนแผ่นวงจรไฟเลี้ยง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

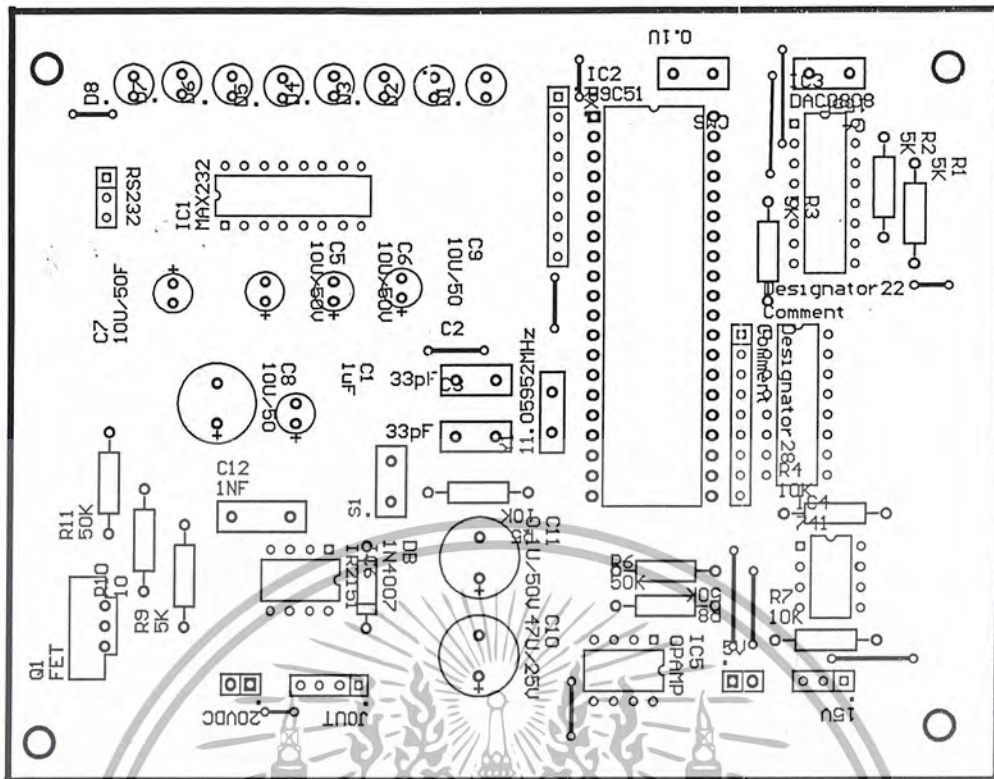


รูปที่ ก.3 แสดงแผ่นลายวงจรพิมพ์ของวงจรไฟเลี้ยง

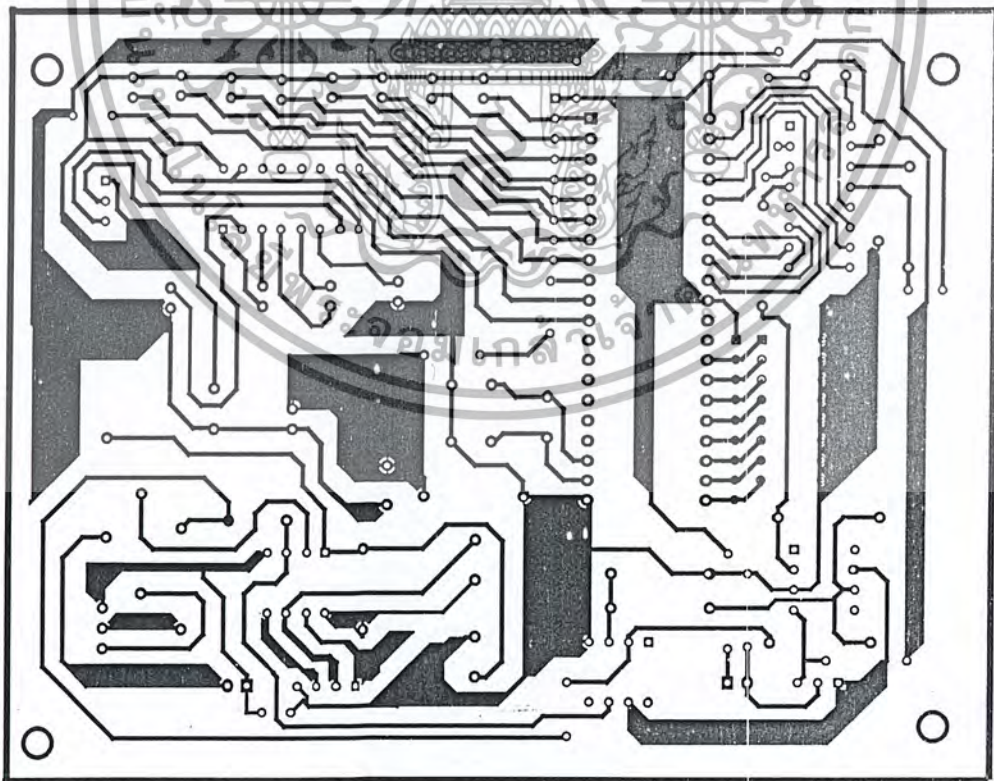


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



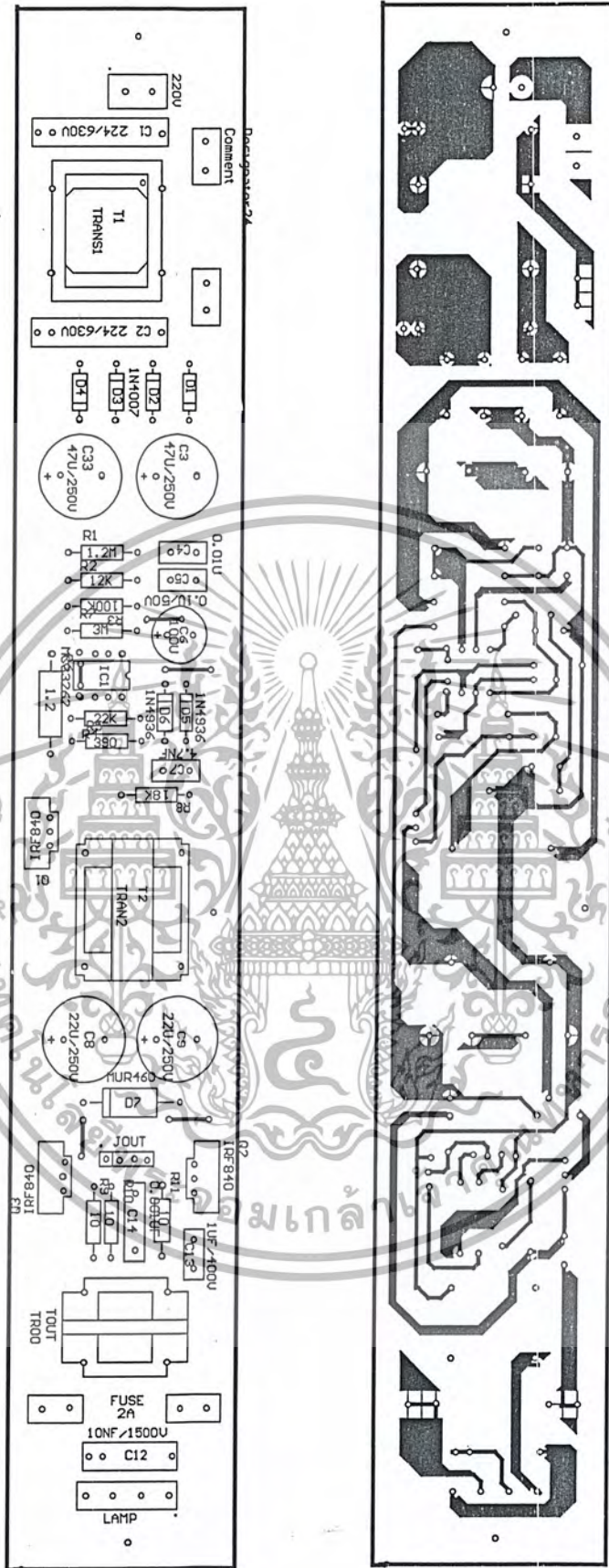


รูปที่ ก.5 แสดงการจัดวางอุปกรณ์บนแผ่นวงจรควบคุมการเปลี่ยนแปลงความถี่ในการสวิตซ์



รูปที่ ก.6 แสดงแผ่นลายวงจรพิมพ์วงจรควบคุมการเปลี่ยนแปลงความถี่ในการสวิตซ์ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ทางการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้





รูปที่ ก.8 แสดงการจัดวางอุปกรณ์และแผ่นลายวงจรพิมพ์ของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบหรีแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# 1. แผนผังและโปรแกรมควบคุมการทำงานทางหน้าจอกอมพิวเตอร์



รูปที่ ข.1 แผนผังการทำงานทางหน้าจอกอมพิวเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## โปรแกรมควบคุมการทำงานทางหน้าจอคอมพิวเตอร์

```
Dim A As Integer
```

```
Dim B As Integer
```

```
Dim C As Integer
```

```
/*-----*/
```

```
Private Sub Command2_Click()
```

```
    MSComm1.Output = Chr(Val("&H" & Hex(175)))
```

```
    HScroll1.Value = 1
```

```
    HScroll1.Enabled = True
```

```
End Sub
```

```
/*-----*/
```

```
Private Sub Command4_Click()
```

```
Dim ans As Integer
```

```
ans = MsgBox("Are you sure?", vbYesNo)
```

```
If ans = vbNo Then
```

```
    Cancel = True
```

```
Else
```

```
End
```

```
End If
```

```
End Sub
```

```
/*-----*/
```

```
Private Sub Command5_Click()
```

```
    HScroll1.Enabled = False
```

```
    MSComm1.Output = Chr(Val("&H" & Hex(0)))
```

```
    HScroll1.Value = 0
```

```
End Sub
```

```
/*-----*/
```

```
Private Sub Form_Load()
```

```
    HScroll1.Enabled = False
```

```
    MSComm1.CommPort = 1
```

```
    MSComm1.Settings = "4800,n,8,1"
```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```

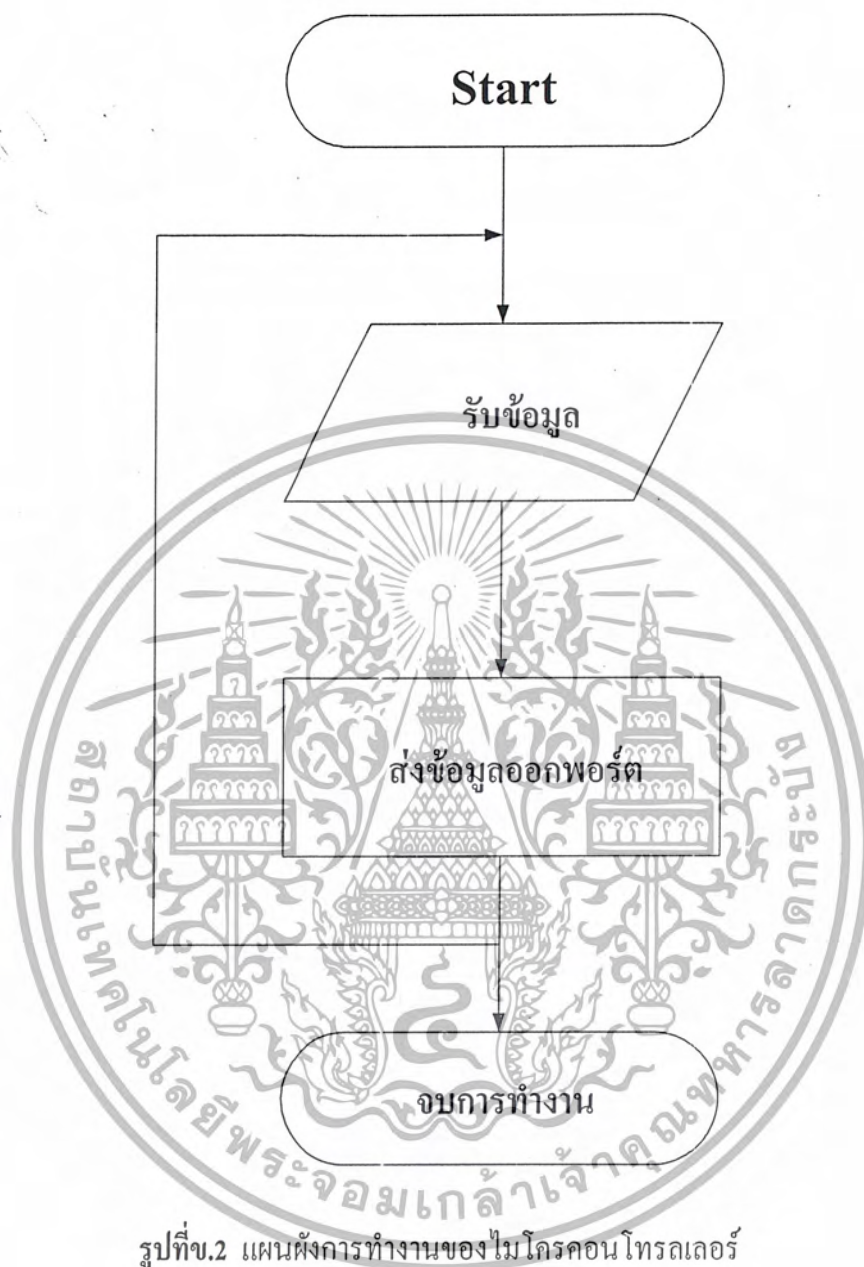
If Not MSComm1.PortOpen Then
    MSComm1.PortOpen = True
Else
    MsgBox ("Port to Open othter device")
End If
End Sub

/*****

Private Sub Timer1_Timer()
If HScroll1.Value = 0 Then
    Text1.Text = Hex(HScroll1.Value)
    MSComm1.Output = Chr(Val("&H" & Hex(0)))
End If
If HScroll1.Value = A Then
    B = A + 1
Else
    Text1.Text = Hex(HScroll1.Value + 174)
    MSComm1.Output = Chr(Val("&H" & Hex(HScroll1.Value + 174)))
End If
Picture1.BackColor = Val("&H" & Hex(HScroll1.Value) & Hex(HScroll1.Value) &
Hex(HScroll1.Value))
'Picture1.BackColor = Val("&HFFFFFF")
End Sub

```

## 2. แผนผังและโปรแกรมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์



รูปที่ข.2 แผนผังการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## โปรแกรมการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์

```

#include<reg51.h>
#include<stdio.h>
#include<absacc.h>
int aaa,count,inc;

/***** Delay *****/
void delay(int count)
{
    int x,y;
    for(x=0;x<count;x++);
    for(y=0;y<500;y++);
}

/***** received to com *****/
void RXdata()
{
    unsigned char aaa;
    PCON = 0x00;
    SCON = 0x50; /* SCON: mode 1, 8-bit UART, enable revr */
    TMOD |= 0x20; /* TMOD: timer 1, mode 2, 8-bit reload */
    TH1 = 0xfa; /* TH1: reload value for 4800 baud */
    TR1 = 1; /* TR1: timer 1 run */
    RI = 1; /* RI: set RI to send first char of UART */
    aaa = SBUF;
    inc = aaa;
    RI = 0;
}

/***** main *****/
void main()
{

```

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

```
P0 = 00;
P1 = 00;
while (1)
{
  RXdata();
  delay(100);
  P0 = inc;      /* Send Data to DAC */
  P1 = inc;      /* Show Data for Send to DAC */
}
}
```



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# IR2151

## SELF-OSCILLATING HALF-BRIDGE DRIVER

### Features

- Floating channel designed for bootstrap operation  
 Fully operational to +600V  
 Tolerant to negative transient voltage  
 dV/dt immune
- Undervoltage lockout
- Programmable oscillator frequency

$$f = \frac{1}{1.4 \times (R_T + 75\Omega) \times C_T}$$

- Matched propagation delay for both channels
- Low side output in phase with  $R_T$

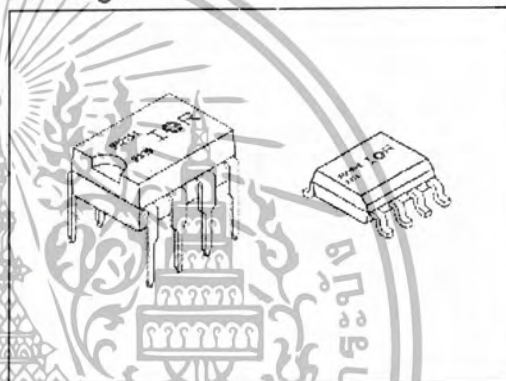
### Description

The IR2151 is a high voltage, high speed, self-oscillating power MOSFET and IGBT driver with both high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. The front end features a programmable oscillator which is similar to the 555 timer. The output drivers feature a high pulse current buffer stage and an internal deadtime designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays for the two channels are matched to simplify use in 50% duty cycle applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration that operates off a high voltage rail up to 600 volts.

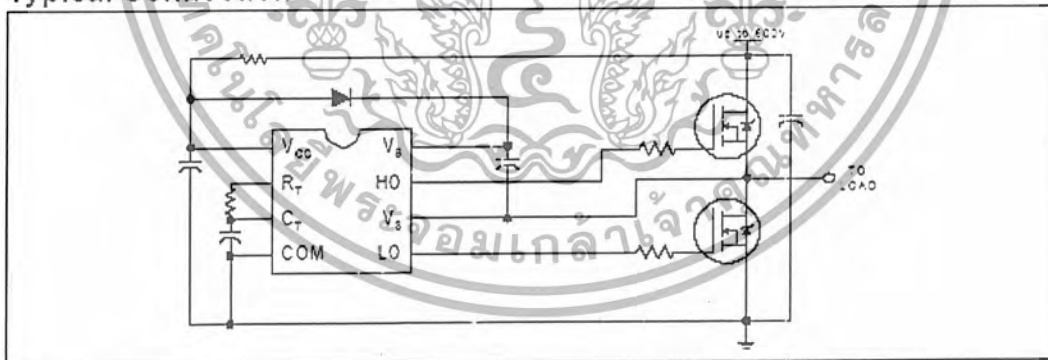
### Product Summary

$V_{\text{OFFSET}}$	600V max.
Duty Cycle	50%
$I_{\text{O}+/-}$	100 mA / 210 mA
$V_{\text{OUT}}$	10 - 20V
Deadtime (typ.)	1.2 $\mu$ s

### Packages



### Typical Connection



## 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.

Symbol	Parameter Definition	Value		Units	
		Min.	Max.		
V <sub>B</sub>	High Side Floating Supply Voltage	-0.3	625	V	
V <sub>S</sub>	High Side Floating Supply Offset Voltage	V <sub>B</sub> - 25	V <sub>B</sub> + 0.3		
V <sub>HO</sub>	High Side Floating Output Voltage	V <sub>S</sub> - 0.3	V <sub>B</sub> + 0.3		
V <sub>LO</sub>	Low Side Output Voltage	-0.3	V <sub>CC</sub> + 0.3		
V <sub>RT</sub>	R <sub>T</sub> Voltage	-0.3	V <sub>CC</sub> + 0.3		
V <sub>CT</sub>	C <sub>T</sub> Voltage	-0.3	V <sub>CC</sub> + 0.3		
I <sub>CC</sub>	Supply Current (Note 1)	—	25	mA	
I <sub>RT</sub>	R <sub>T</sub> Output Current	-5	5	mA	
dV <sub>S</sub> /dt	Allowable Offset Supply Voltage Transient	—	50	V/ns	
P <sub>D</sub>	Package Power Dissipation @ T <sub>A</sub> ≤ +25°C	(8 Lead DIP)	—	1.0	W
		(8 Lead SOIC)	—	0.625	
R <sub>θJA</sub>	Thermal Resistance, Junction to Ambient	(8 Lead DIP)	—	125	°C/W
		(8 Lead SOIC)	—	200	
T <sub>J</sub>	Junction Temperature	—	150	°C	
T <sub>S</sub>	Storage Temperature	-55	150		
T <sub>L</sub>	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<sub>S</sub> offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Parameter Definition	Value		Units
		Min.	Max.	
V <sub>B</sub>	High Side Floating Supply Absolute Voltage	V <sub>S</sub> + 10	V <sub>S</sub> + 20	V
V <sub>S</sub>	High Side Floating Supply Offset Voltage	—	600	
V <sub>HO</sub>	High Side Floating Output Voltage	V <sub>S</sub>	V <sub>B</sub>	
V <sub>LO</sub>	Low Side Output Voltage	0	V <sub>CC</sub>	
I <sub>CC</sub>	Supply Current (Note 1)	—	5	mA
T <sub>A</sub>	Ambient Temperature	-40	125	°C

Note 1: Because of the IR2151's application specificity toward off-line supply systems, this IC contains a zener clamp structure between the chip V<sub>CC</sub> and COM which has a nominal breakdown voltage of 15.6V. Therefore, the IC supply voltage is normally derived by forcing current into the supply lead (typically by means of a high value resistor connected between the chip V<sub>CC</sub> and the rectified line voltage and a local decoupling capacitor from V<sub>CC</sub> to COM) and allowing the internal zener clamp circuit to determine the nominal supply voltage. Therefore, this circuit should not be driven by a DC, low impedance power source of greater than V<sub>CLAMP</sub>.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**Dynamic Electrical Characteristics**

$V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}) = 12V$ ,  $C_L = 1000 \text{ pF}$  and  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified.

Symbol	Parameter Definition	Value			Units	Test Conditions
		Min.	Typ.	Max.		
$t_r$	Turn-On Rise Time	—	80	120	ns	
$t_f$	Turn-Off Fall Time	—	40	70		
DT	Deadtime	0.50	1.20	2.25	$\mu\text{s}$	
D	$R_T$ Duty Cycle	48	50	52	%	

**Static Electrical Characteristics**

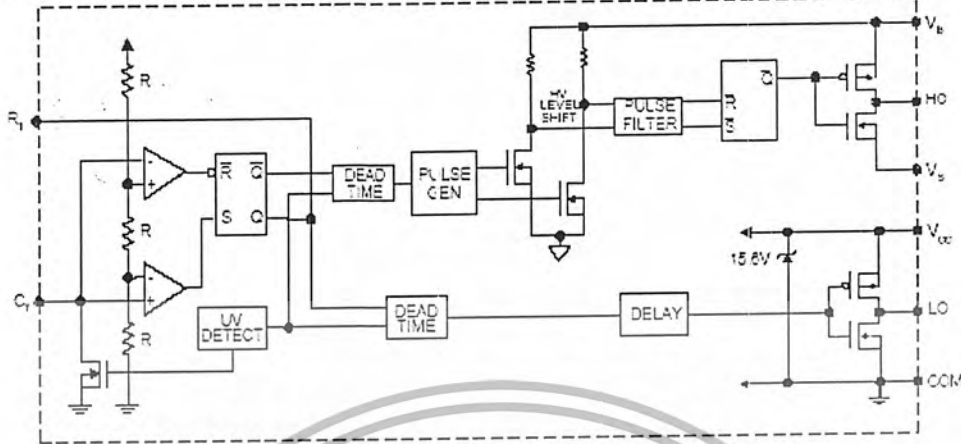
$V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}) = 12V$ ,  $C_L = 1000 \text{ pF}$ ,  $C_T = 1 \text{ nF}$  and  $T_A = 25^\circ\text{C}$  unless otherwise specified. The  $V_{IN}$ ,  $V_{TH}$  and  $I_{IN}$  parameters are referenced to COM. The  $V_O$  and  $I_O$  parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Parameter Definition	Value			Units	Test Conditions
		Min.	Typ.	Max.		
$f_{OSC}$	Oscillator Frequency	19.4	20.0	20.6	kHz	$R_T = 35.7 \text{ k}\Omega$
		9.4	100	106		$R_T = 7.04 \text{ k}\Omega$
$V_{CLAMP}$	$V_{CC}$ Zener Shunt Clamp Voltage	14.4	15.6	16.8	V	$I_{CC} = 5 \text{ mA}$
$V_{CT+}$	2/3 $V_{CC}$ Threshold	7.6	8.0	8.2		
$V_{CT-}$	1/3 $V_{CC}$ Threshold	3.8	4.0	4.2		
$V_{CTUV}$	$C_T$ Undervoltage Lockout	—	20	50	mV	$2.5V < V_{CC} < V_{CCUV+}$
$V_{RT+}$	$R_T$ High Level Output Voltage, $V_{CC} - R_T$	—	0	100		$I_{RT} = -100 \mu\text{A}$
$V_{RT-}$	$R_T$ Low Level Output Voltage	—	200	300	mV	$I_{RT} = -1 \text{ mA}$
		—	20	50		$I_{RT} = 100 \mu\text{A}$
$V_{RTUV}$	$R_T$ Undervoltage Lockout, $V_{CC} - R_T$	—	0	100	mV	$2.5V < V_{CC} < V_{CCUV+}$
		—	200	300		$I_{RT} = 1 \text{ mA}$
$V_{OH}$	High Level Output Voltage, $V_{BIAS} - V_O$	—	—	100	V	$I_O = 0 \text{ A}$
$V_{OL}$	Low Level Output Voltage, $V_O$	—	—	100		$I_O = 0 \text{ A}$
$I_{LK}$	Offset Supply Leakage Current	—	—	50	$\mu\text{A}$	$V_S = V_{BS} = 600V$
$I_{QBS}$	Quiescent $V_{BS}$ Supply Current	—	10	50		
$I_{QCC}$	Quiescent $V_{CC}$ Supply Current	—	400	950		
$I_{CT}$	$C_T$ Input Current	—	0.001	1.0		
$V_{CCUV+}$	$V_{CC}$ Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.7	8.4	9.2	V	
$V_{CCUV-}$	$V_{CC}$ Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.4	8.1	8.9		
$V_{CCUVH}$	$V_{CC}$ Supply Undervoltage Lockout Hysteresis	200	500	—	mV	
$I_{O+}$	Output High Short Circuit Pulsed Current	100	125	—	mA	$V_O = 0V$
$I_{O-}$	Output Low Short Circuit Pulsed Current	210	250	—		$V_O = 15V$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# IR2151

## Functional Block Diagram



## Lead Definitions

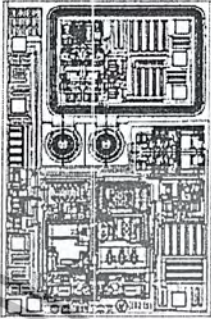
Lead Symbol	Description
R <sub>T</sub>	Oscillator timing resistor input, in phase with LO for normal IC operation
C <sub>T</sub>	Oscillator timing capacitor input, the oscillator frequency according to the following equation: $f = \frac{1}{1.4 \times (R_T + 75\Omega) \times C_T}$ where 75Ω is the effective impedance of the R <sub>T</sub> output stage
V <sub>B</sub>	High side floating supply
H <sub>O</sub>	High side gate drive output
V <sub>S</sub>	High side floating supply return
V <sub>CC</sub>	Low side and logic fixed supply
L <sub>O</sub>	Low side gate drive output
COM	Low side return

## Lead Assignments



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## Device Information

Process & Design Rule		HVDCMOS 4.0 $\mu\text{m}$	
Transistor Count		231	
Die Size		68 X 101 X 26 (mil)	
Die Outline			
Thickness of Gate Oxide		800Å	
Connections	Material	Poly Silicon	
	First Layer	Width	5 $\mu\text{m}$
	Spacing	6 $\mu\text{m}$	
	Thickness	5000Å	
Second Layer	Material	Al - Si - Cu (Si: 1.0%, Cu $\pm$ 0.5%)	
	Width	6 $\mu\text{m}$	
	Spacing	9 $\mu\text{m}$	
	Thickness	20,000Å	
Contact Hole Dimension		5 $\mu\text{m}$ X 5 $\mu\text{m}$	
Insulation Layer	Material	PSG (SiO <sub>2</sub> )	
	Thickness	1.7 $\mu\text{m}$	
Passivation	Material	PSG (SiO <sub>2</sub> )	
	Thickness	1.7 $\mu\text{m}$	
Method of Saw		Full Cut	
Method of Die Bond		Ablebond 84 - 1	
Wire Bond	Method	Thermo Sonic	
	Material	Au (1.0 mil / 1.3 mil)	
Leadframe	Material	Cu	
	Die Area	Ag	
	Lead Plating	Pb: Sn (37 : 63)	
Package	Types	8 Lead PDIP / SO-8	
	Materials	EME6300 / MP150 / MP190	
Remarks:			

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

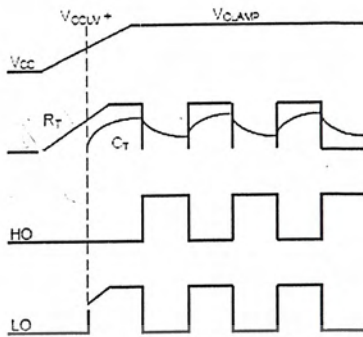


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

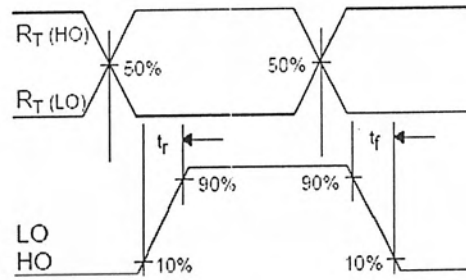


Figure 2. Switching Time Waveform Definitions

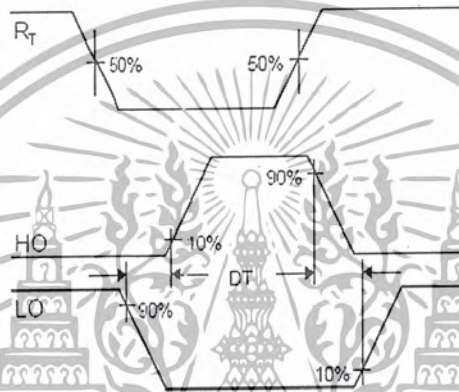


Figure 3. Deadtime Waveform Definitions

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# Power Factor Controllers

The MC34262/MC33262 are active power factor controllers specifically designed for use as a preconverter in electronic ballast and in off-line power converter applications. These integrated circuits feature an internal startup timer for stand-alone applications, a one quadrant multiplier for near unity power factor, zero current detector to ensure critical conduction operation, transconductance error amplifier, quickstart circuit for enhanced startup, trimmed internal bandgap reference, current sensing comparator, and a totem pole output ideally suited for driving a power MOSFET.

Also included are protective features consisting of an overvoltage comparator to eliminate runaway output voltage due to load removal, input undervoltage lockout with hysteresis, cycle-by-cycle current limiting, multiplier output clamp that limits maximum peak switch current, an RS latch for single pulse metering, and a drive output high state clamp for MOSFET gate protection. These devices are available in dual-in-line and surface mount plastic packages.

- Overvoltage Comparator Eliminates Runaway Output Voltage
- Internal Startup Timer
- One Quadrant Multiplier
- Zero Current Detector
- Trimmed 2% Internal Bandgap Reference
- Totem Pole Output with High State Clamp
- Undervoltage Lockout with 6.0 V of Hysteresis
- Low Startup and Operating Current
- Supersedes Functionality of SG3561 and TDA4817

Order this document by MC34262/D

## MC34262 MC33262

### POWER FACTOR CONTROLLERS

#### SEMICONDUCTOR TECHNICAL DATA

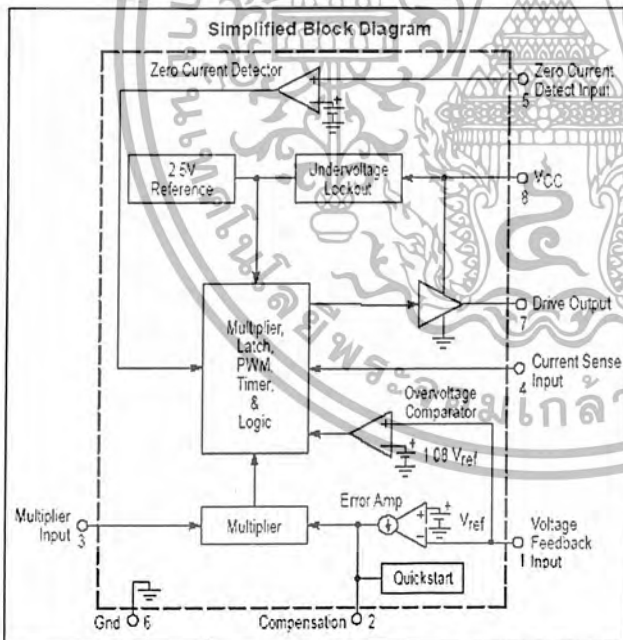
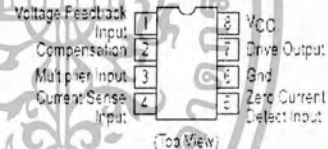


P SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 626



D SUFFIX  
PLASTIC PACKAGE  
CASE 751  
(SO-8)

#### PIN CONNECTIONS



#### ORDERING INFORMATION

Device	Operating Temperature Range	Package
MC34262D	T <sub>A</sub> = 0° to +85°C	SO-8
MC34262P		Plastic DIP
MC33262D	T <sub>A</sub> = -40° to +105°C	SO-8
MC33262P		Plastic DIP

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MC34262 MC33262

## MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Total Power Supply and Zener Current	$(I_{CC} + I_Z)$	30	mA
Output Current, Source or Sink (Note 1)	$I_O$	500	mA
Current Sense, Multiplier, and Voltage Feedback Inputs	$V_{in}$	-1.0 to +10	V
Zero Current Detect Input High State Forward Current Low State Reverse Current	$I_{in}$	50 -10	mA
Power Dissipation and Thermal Characteristics P Suffix, Plastic Package, Case 626 Maximum Power Dissipation @ $T_A = 70^\circ\text{C}$ Thermal Resistance, Junction-to-Air	$P_D$ $R_{\theta JA}$	800 100	mW $^\circ\text{C/W}$
D Suffix, Plastic Package, Case 751 Maximum Power Dissipation @ $T_A = 70^\circ\text{C}$ Thermal Resistance, Junction-to-Air	$P_D$ $R_{\theta JA}$	450 178	mW $^\circ\text{C/W}$
Operating Junction Temperature	$T_J$	+150	$^\circ\text{C}$
Operating Ambient Temperature (Note 3) MC34262 MC33262	$T_A$	0 to +85 -40 to +105	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	$T_{stg}$	-65 to +150	$^\circ\text{C}$

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $V_{CC} = 12\text{V}$  (Note 2), for typical values  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies (Note 3), unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>ERROR AMPLIFIER</b>					
Voltage Feedback Input Threshold $T_A = 25^\circ\text{C}$ $T_A = T_{low}$ to $T_{high}$ ( $V_{CC} = 12\text{V}$ to $28\text{V}$ )	$V_{FB}$	2.465 2.44	2.5	2.535 2.54	V
Line Regulation ( $V_{CC} = 12\text{V}$ to $28\text{V}$ , $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$Reg_{line}$	—	1.0	10	mV
Input Bias Current ( $V_{FB} = 0\text{V}$ )	$I_B$	—	-0.1	-0.5	$\mu\text{A}$
Transconductance ( $T_A = 25^\circ\text{C}$ )	$g_m$	60	100	130	$\mu\text{mho}$
Output Current Source ( $V_{FB} = 2.3\text{V}$ ) Sink ( $V_{FB} = 2.7\text{V}$ )	$I_O$	—	10 10	—	$\mu\text{A}$
Output Voltage Swing High State ( $V_{FB} = 2.3\text{V}$ ) Low State ( $V_{FB} = 2.7\text{V}$ )	$V_{OH(ea)}$ $V_{OL(ea)}$	6.8	6.4 1.7	— 2.4	V
<b>OVERVOLTAGE COMPARATOR</b>					
Voltage Feedback Input Threshold	$V_{FB(OV)}$	$1.065 V_{FB}$	$1.08 V_{FB}$	$1.095 V_{FB}$	V
<b>MULTIPLIER</b>					
Input Bias Current, Pin 3 ( $V_{FB} = 0\text{V}$ )	$I_B$	—	-0.1	-0.5	$\mu\text{A}$
Input Threshold, Pin 2	$V_{th(M)}$	$1.05 V_{OL(EA)}$	$1.2 V_{OL(EA)}$	—	V
Dynamic Input Voltage Range Multiplier Input (Pin 3) Compensation (Pin 2)	$V_{Pin-3}$ $V_{Pin-2}$	0 to 2.5 $V_{th(M)}$ to $(V_{th(M)} + 1.0)$	0 to 3.5 $V_{th(M)}$ to $(V_{th(M)} + 1.5)$	—	V
Multiplier Gain ( $V_{Pin-3} = 0.5\text{V}$ , $V_{Pin-2} = V_{th(M)} + 1.0\text{V}$ ) (Note 4)	K	0.43	0.65	0.87	1/V
<b>ZERO CURRENT DETECTOR</b>					
Input Threshold Voltage ( $V_{in}$ Increasing)	$V_{th}$	1.33	1.6	1.97	V
Hysteresis ( $V_{in}$ Decreasing)	$V_H$	100	200	300	mV
Input Clamp Voltage High State ( $I_{DET} = +3.0\text{mA}$ ) Low State ( $I_{DET} = -3.0\text{mA}$ )	$V_{IH}$ $V_{IL}$	6.1 0.3	6.7 0.7	— 1.0	V

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## MC34262 MC33262

**ELECTRICAL CHARACTERISTICS** ( $V_{CC} = 12\text{ V}$  (Note 2), for typical values  $T_A = 25^\circ\text{C}$ , for min/max values  $T_A$  is the operating ambient temperature range that applies (Note 3), unless otherwise noted.)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
<b>CURRENT SENSE COMPARATOR</b>					
Input Bias Current ( $V_{Pin\ 4} = 0\text{ V}$ )	$I_B$	—	-0.15	-1.0	$\mu\text{A}$
Input Offset Voltage ( $V_{Pin\ 2} = 1.1\text{ V}$ , $V_{Pin\ 3} = 0\text{ V}$ )	$V_{IO}$	—	9.0	25	mV
Maximum Current Sense Input Threshold (Note 5)	$V_{th(max)}$	1.3	1.5	1.8	V
Delay to Output	$t_{PHL(in/out)}$	—	200	400	ns
<b>DRIVE OUTPUT</b>					
Output Voltage ( $V_{CC} = 12\text{ V}$ ) Low State ( $I_{Sink} = 20\text{ mA}$ )	$V_{OL}$	—	0.3	0.8	V
High State ( $I_{Source} = 20\text{ mA}$ )	$V_{OH}$	9.8	10.3	—	V
Output Voltage ( $V_{CC} = 30\text{ V}$ ) High State ( $I_{Source} = 20\text{ mA}$ , $C_L = 15\text{ pF}$ )	$V_{O(max)}$	14	16	18	V
Output Voltage Rise Time ( $C_L = 1.0\text{ nF}$ )	$t_r$	—	50	120	ns
Output Voltage Fall Time ( $C_L = 1.0\text{ nF}$ )	$t_f$	—	50	120	ns
Output Voltage with UVLO Activated ( $V_{CC} = 7.0\text{ V}$ , $I_{Sink} = 1.0\text{ mA}$ )	$V_{O(UVLO)}$	—	0.1	0.5	V
<b>RESTART TIMER</b>					
Restart Time Delay	$t_{DLY}$	200	620	—	$\mu\text{s}$
<b>UNDERVOLTAGE LOCKOUT</b>					
Startup Threshold ( $V_{CC}$ Increasing)	$V_{th(on)}$	11.5	13	14.5	V
Minimum Operating Voltage After Turn-On ( $V_{CC}$ Decreasing)	$V_{shutdown}$	7.0	8.0	9.0	V
Hysteresis	$V_H$	3.8	5.0	6.2	V
<b>TOTAL DEVICE</b>					
Power Supply Current Startup ( $V_{CC} = 7.0\text{ V}$ )	$I_{CC}$	—	0.25	0.4	mA
Operating		—	6.5	12	mA
Dynamic Operating (50 kHz, $C_L = 1.0\text{ nF}$ )		—	9.0	20	mA
Power Supply Zener Voltage ( $I_{CC} = 25\text{ mA}$ )	$V_Z$	30	36	—	V

NOTES: 1. Maximum package power dissipation limits must be observed.  
 2. Adjust  $V_{CC}$  above the startup threshold before setting to 12 V.  
 3.  $T_{low} = 0^\circ\text{C}$  for MC34262  $T_{high} = +85^\circ\text{C}$  for MC34262  
 $= -40^\circ\text{C}$  for MC33262  $= +105^\circ\text{C}$  for MC33262  
 4.  $K = \frac{V_{Pin\ 3} - V_{th(on)}}{V_{Pin\ 2} - V_{th(on)}}$   
 5. This parameter is measured with  $V_{FB} = 0\text{ V}$ , and  $V_{Pin\ 3} = 3.0\text{ V}$

Figure 1. Current Sense Input Threshold versus Multiplier Input

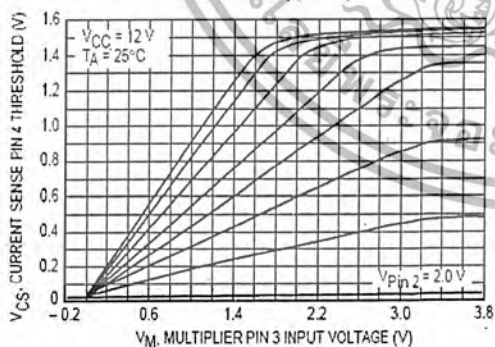
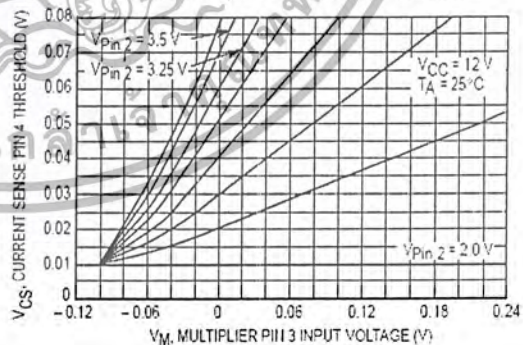
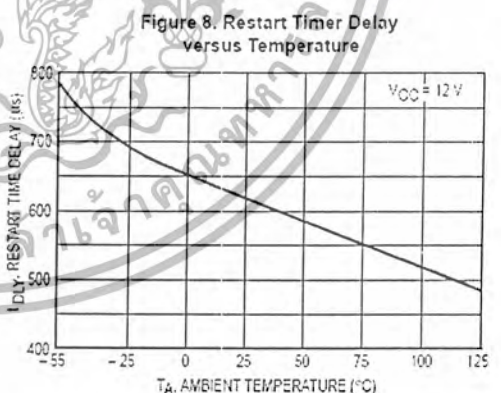
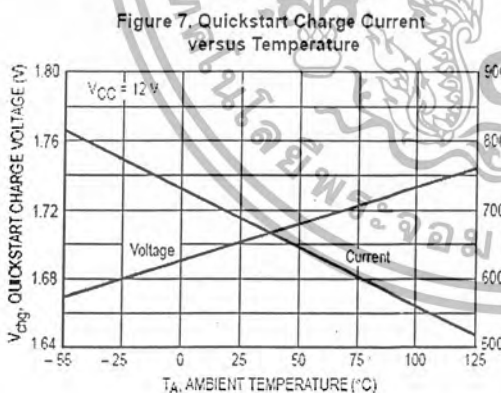
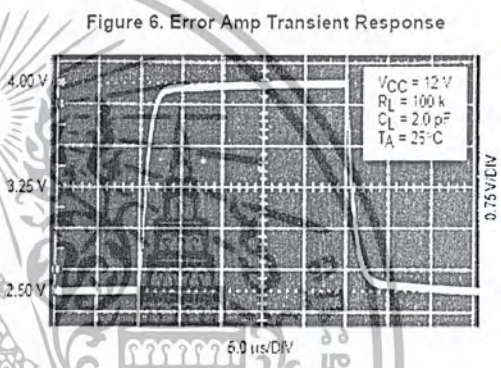
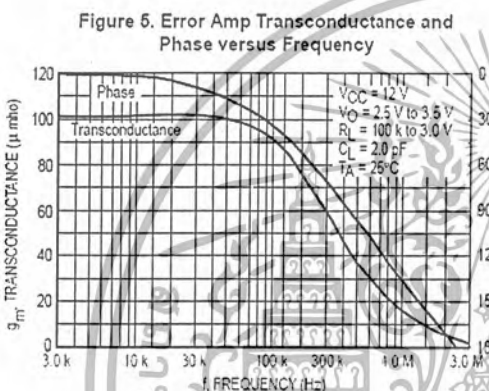
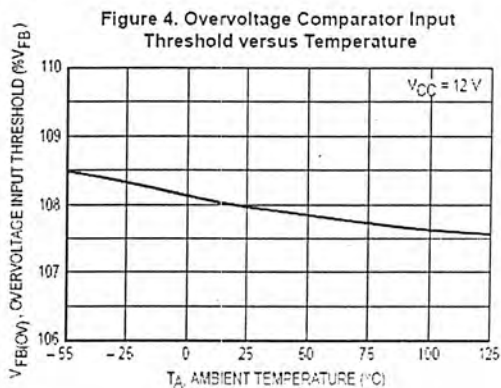
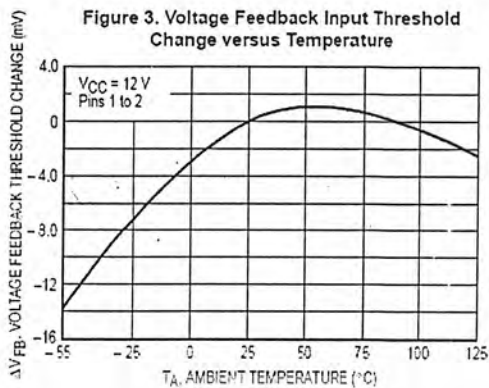


Figure 2. Current Sense Input Threshold versus Multiplier Input, Expanded View



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC34262 MC33262



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC34262 MC33262

Figure 9. Zero Current Detector Input Threshold Voltage versus Temperature

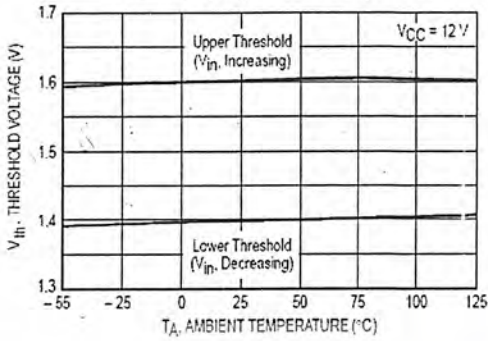


Figure 10. Output Saturation Voltage versus Load Current

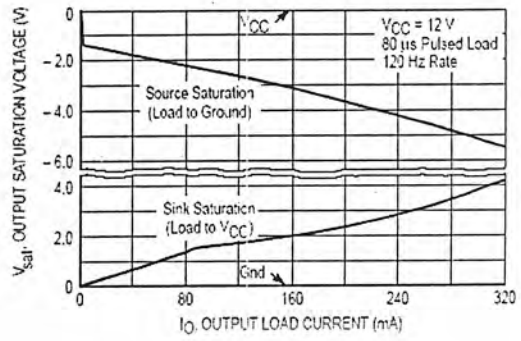


Figure 11. Drive Output Waveform

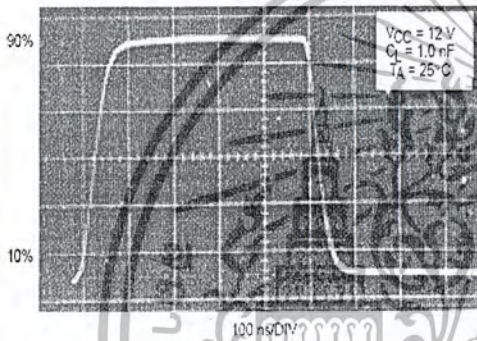


Figure 12. Drive Output Cross Conduction

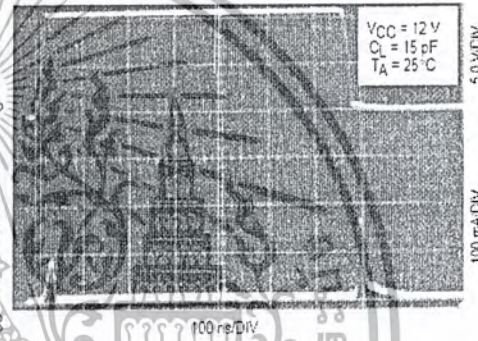


Figure 13. Supply Current versus Supply Voltage

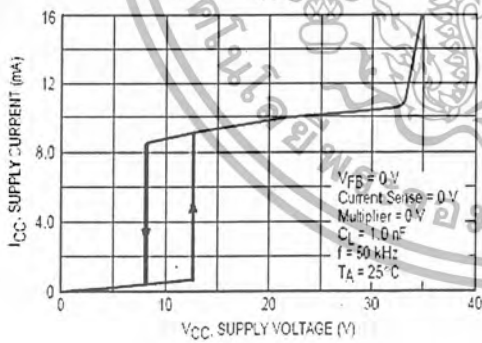
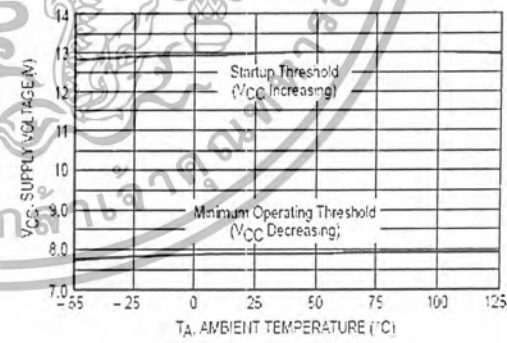


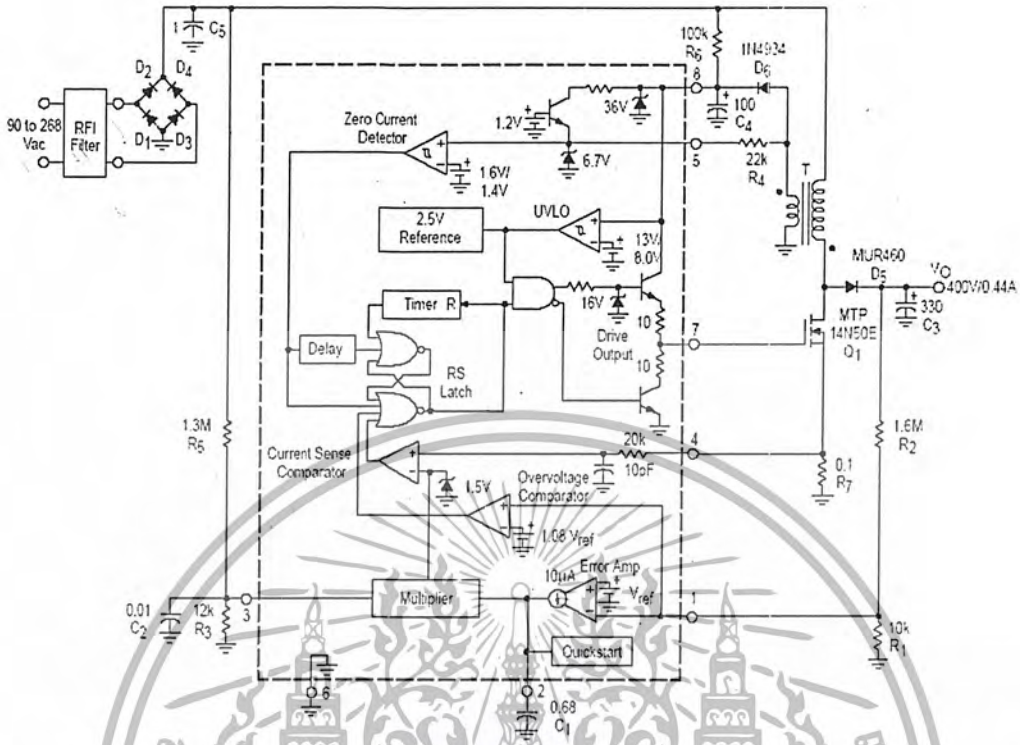
Figure 14. Undervoltage Lockout Thresholds versus Temperature



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC34262 MC33262

Figure 20. 175 W Universal Input Power Factor Controller



Power Factor Controller Test Data

V <sub>rms</sub>	P <sub>in</sub>	PF	AC Line Input							DC Output				
			I <sub>fund</sub>	Current Harmonic Distortion (% I <sub>fund</sub> )				V <sub>O(pp)</sub>	V <sub>O</sub>	I <sub>O</sub>	P <sub>O</sub>	η(%)		
				THD	2	3	5						7	
90	193.3	0.991	2.15	2.8	0.18	0.6	0.55	1.0	3.3	402.1	0.44	176.9	91.5	
120	190.1	0.998	1.59	1.6	0.10	0.4	0.23	0.72	3.3	402.1	0.44	176.9	93.1	
138	188.2	0.999	1.36	1.2	0.12	0.3	0.65	0.90	3.3	402.1	0.44	176.9	94.0	
180	184.9	0.998	1.03	2.0	0.10	0.49	1.2	0.82	3.4	402.1	0.44	176.9	95.7	
240	182.0	0.993	0.76	4.4	0.09	1.6	2.3	0.51	3.4	402.1	0.44	176.9	97.2	
268	180.9	0.989	0.69	5.9	0.10	2.3	2.9	0.46	3.4	402.1	0.44	176.9	97.8	

This data was taken with the test set-up shown in Figure 24.

T = Coilcraft N2880-A  
 Primary: 78 turns of # 16 AWG  
 Secondary: 6 turns of # 18 AWG  
 Core: Coilcraft PT4215, EE 42-15  
 Gap: 0.104" total for a primary inductance (L<sub>p</sub>) of 870 μH  
 Heatsink = AAVID Engineering Inc. 590302B02600

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

MC34262 MC33262

Figure 22. Power Factor Corrected Input Waveforms (Figure 20 Circuit)

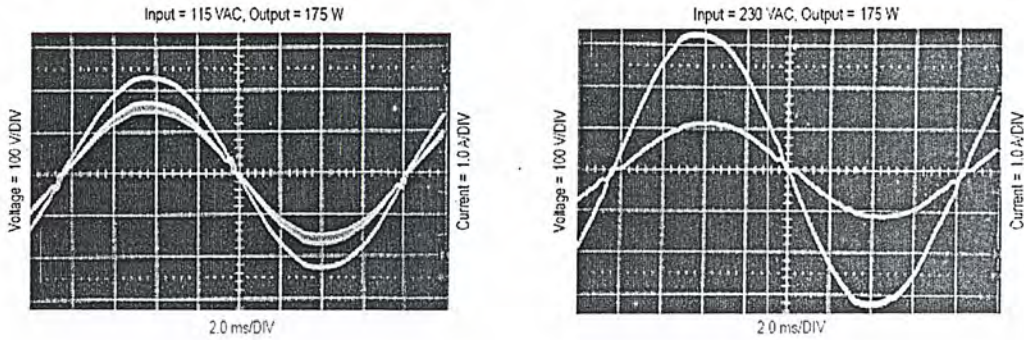


Figure 23. Output Voltage Startup Overshoot (Figure 20 Circuit)

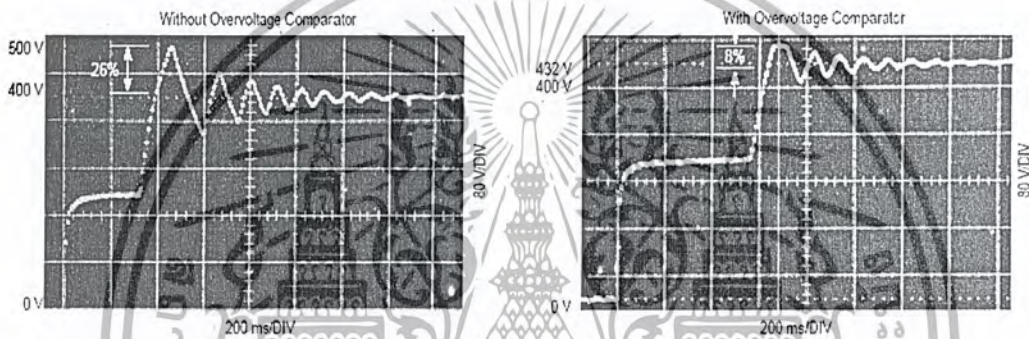
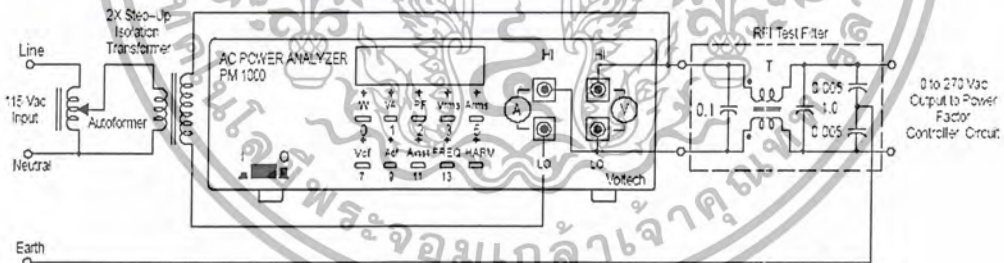


Figure 24. Power Factor Test Set-Up

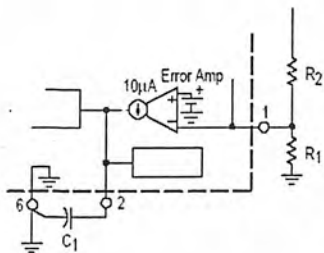


An RFI filter is required for best performance when connecting the preconverter directly to the ac line. The filter attenuates the level of high frequency switching that appears on the ac line current waveform. Figures 19 and 20 work well with commercially available two stage filters such as the Delta Electronics 03DPCG5. Shown above is a single stage test filter that can easily be constructed with four ac line rated capacitors and a common-mode transformer. Coilcraft CMT3-28-2 was used to test Figures 19 and 20. It has a minimum inductance of 28 mH and a maximum current rating of 2.0 A. Coilcraft CMT4-17-9 was used to test Figure 21. It has a minimum inductance of 17 mH and a maximum current rating of 9.0 A. Circuit conversion efficiency  $\eta$  (%) was calculated without the power loss of the RFI filter.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

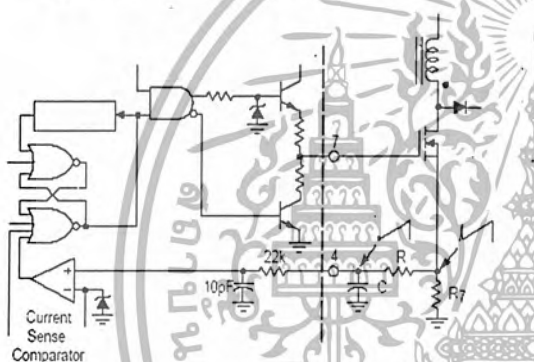
MC34262 MC33262

Figure 25. Error Amp Compensation



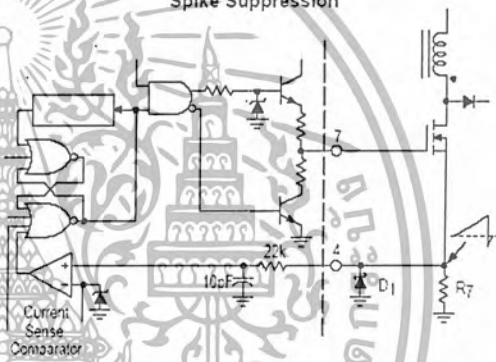
The Error Amp output is a high impedance node and is susceptible to noise pickup. To minimize pickup, compensation capacitor  $C_1$  must be connected as close to Pin 2 as possible with a short, heavy ground returning directly to Pin 6. When operating at high ac line, the voltage at Pin 2 may approach the lower threshold of the Multiplier,  $\approx 2.0\text{ V}$ . If there is excessive ripple on Pin 2, the Multiplier will be driven into cut-off causing circuit instability, high distortion and poor power factor. This problem can be eliminated by increasing the value of  $C_1$ .

Figure 26. Current Waveform Spike Suppression



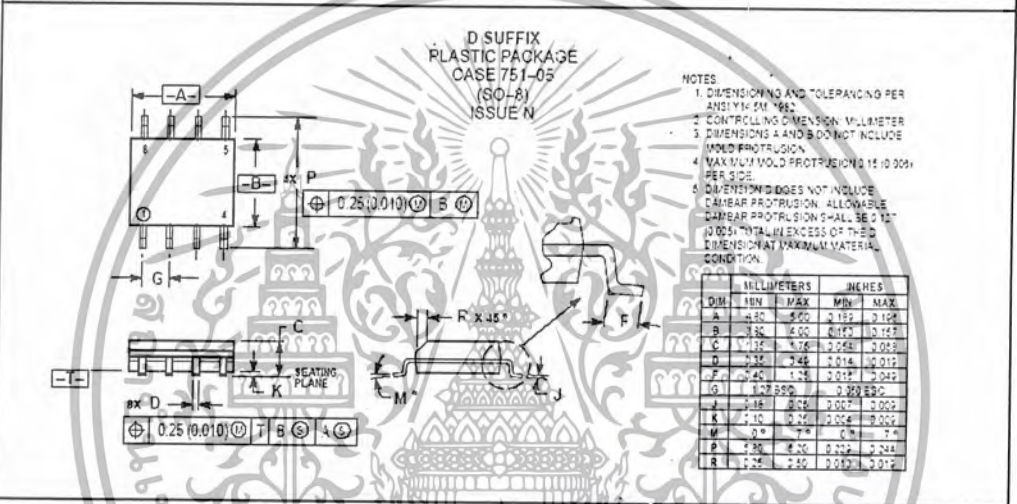
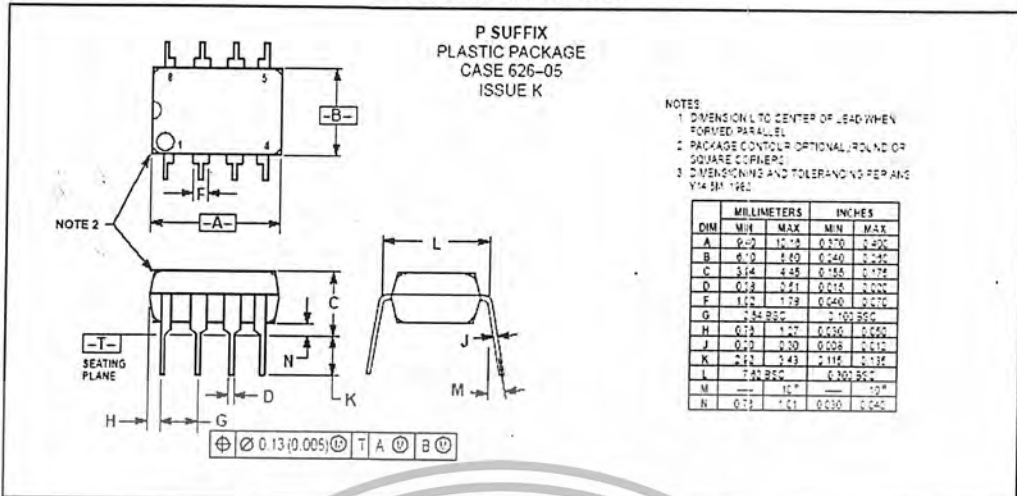
A narrow turn-on spike is usually present on the leading edge of the current waveform and can cause circuit instability. The MC34262 provides an internal RC filter with a time constant of 220 ns. An additional external RC filter may be required in universal input applications that are above 200 W. It is suggested that the external filter be placed directly at the Current Sense Input and have a time constant that approximates the spike duration.

Figure 27. Negative Current Waveform Spike Suppression



A negative turn-off spike can be observed on the trailing edge of the current waveform. This spike is due to the parasitic inductance of resistor  $R_7$ , and if it is excessive, it can cause circuit instability. The addition of Schottky diode  $D_1$  can effectively clamp the negative spike. The addition of the external RC filter shown in Figure 26 may provide sufficient spike attenuation.

MC34262-MC33262  
OUTLINE DIMENSIONS



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

**How to reach us:**  
**USA/EUROPE / Locations Not Listed:** Motorola Literature Distribution, P.O. Box 20912, Phoenix, Arizona 85026 1-800-441-2447 or 602-303-5454  
**JAPAN:** Nippon Motorola Ltd., Tatsuni-3PO-JLDC, 6F Seibu-Butsuryu-Center, 3-14-2 Tatsuni-Koto-Ku, Tokyo 135, Japan 03-51-3521-3315  
**MFA:** RMFA00@email.sps.mot.com - TOUCHTONE 602-244-6609  
**INTERNET:** http://Design-NET.com  
**ASIA/PACIFIC:** Motorola Semiconductors H.K. Ltd., 8B Tai Ping Industrial Park, 51 Ting Kok Road, Tai Po, N.T., Hong Kong. 852-26529292

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



# IRF840

## N - CHANNEL 500V - 0.75Ω - 8A - TO-220 PowerMESH™ MOSFET

TYPE	V <sub>DSS</sub>	R <sub>DS(on)</sub>	I <sub>D</sub>
IRF840	500 V	< 0.85 Ω	8 A

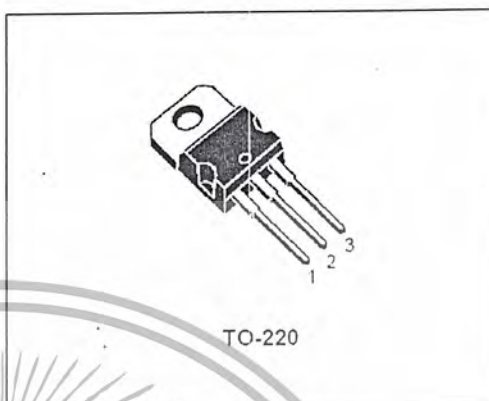
- TYPICAL R<sub>DS(on)</sub> = 0.75 Ω
- EXTREMELY HIGH dv/dt CAPABILITY
- 100% AVALANCHE TESTED
- VERY LOW INTRINSIC CAPACITANCES
- GATE CHARGE MINIMIZED

### DESCRIPTION

This power MOSFET is designed using the company's consolidated strip layout-based MESH OVERLAY™ process. This technology matches and improves the performances compared with standard parts from various sources.

### APPLICATIONS

- HIGH CURRENT, HIGH SPEED SWITCHING
- SWITCH MODE POWER SUPPLIES (SMPS)
- DC-AC CONVERTERS FOR WELDING EQUIPMENT AND UNINTERRUPTIBLE POWER SUPPLIES AND MOTOR DRIVER



### INTERNAL SCHEMATIC DIAGRAM



### ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS

Symbol	Parameter	Value	Unit
V <sub>DS</sub>	Drain-source Voltage (V <sub>GS</sub> = 0)	500	V
V <sub>DGR</sub>	Drain-gate Voltage (R <sub>GS</sub> = 20 kΩ)	500	V
V <sub>GS</sub>	Gate-source Voltage	± 20	V
I <sub>D</sub>	Drain Current (continuous) at T <sub>c</sub> = 25 °C	8.0	A
I <sub>D</sub>	Drain Current (continuous) at T <sub>c</sub> = 100 °C	5.1	A
I <sub>DM</sub> (*)	Drain Current (pulsed)	32	A
P <sub>Tot</sub>	Total Dissipation at T <sub>c</sub> = 25 °C	125	W
	Derating Factor	1.0	W/°C
dv/dt(1)	Peak Diode Recovery voltage slope	3.5	V/ns
T <sub>stg</sub>	Storage Temperature	-65 to 150	°C
T <sub>j</sub>	Max. Operating Junction Temperature	150	°C

(\*) Pulse width limited by safe operating area

(1) I<sub>DS</sub> ≤ 8A, di/dt ≤ 100 A/μs, V<sub>GS</sub> ≤ V<sub>GS,BOC</sub>, T<sub>J</sub> ≤ T<sub>J,MAX</sub>

First Digit of the Datecode Being Z or K Identifies Silicon Characterized in this Datasheet

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## IRF840

## THERMAL DATA

$R_{thj-case}$	Thermal Resistance Junction-case	Max	1.0	$^{\circ}C/W$
$R_{thj-amb}$	Thermal Resistance Junction-ambient	Max	62.5	$^{\circ}C/W$
$R_{thc-sink}$	Thermal Resistance Case-sink	Typ	0.5	$^{\circ}C/W$
$T_l$	Maximum Lead Temperature For Soldering Purpose		300	$^{\circ}C$

## AVALANCHE CHARACTERISTICS

Symbol	Parameter	Max Value	Unit
$I_{AR}$	Avalanche Current, Repetitive or Not-Repetitive (pulse width limited by $T_j$ max)	8.0	A
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy (starting $T_j = 25^{\circ}C$ , $I_D = I_{AR}$ , $V_{DD} = 50$ V)	520	mJ

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ( $T_{case} = 25^{\circ}C$  unless otherwise specified)

## OFF

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{(BR)DSS}$	Drain-source Breakdown Voltage	$I_D = 250 \mu A$ , $V_{GS} = 0$	500			V
$I_{DSS}$	Zero Gate Voltage Drain Current ( $V_{GS} = 0$ )	$V_{DS} = \text{Max Rating}$ $V_{GS} = \text{Max Rating}$ $T_c = 125^{\circ}C$			1 50	$\mu A$ $\mu A$
$I_{GSS}$	Gate-body Leakage Current ( $V_{DS} = 0$ )	$V_{GS} = \pm 20$ V			$\pm 100$	nA

## ON (\*)

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	$V_{DS} = V_{GS}$ , $I_D = 250 \mu A$	2	3	4	V
$R_{D(on)}$	Static Drain-source On Resistance	$V_{GS} = 10$ V, $I_D = 4.8$ A		0.75	0.85	$\Omega$
$I_{D(on)}$	On State Drain Current	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{D(on)max}$ $V_{GS} = 10$ V	8.0			A

## DYNAMIC

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$g_{fs} (*)$	Forward Transconductance	$V_{DS} > I_{D(on)} \times R_{D(on)max}$ , $I_D = 4.8$ A	4.9			S
$C_{iss}$	Input Capacitance	$V_{DS} = 25$ V, $f = 1$ MHz, $V_{GS} = 0$		1300		pF
$C_{oss}$	Output Capacitance			200		pF
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance			18		pF

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (continued)

SWITCHING ON

Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{d(on)}$ $t_r$	Turn-on Time Rise Time	$V_{DD} = 250\text{ V}$ $I_D = 4.3\text{ A}$ $R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 3)		19 11		ns ns
$Q_g$ $Q_{gs}$ $Q_{gd}$	Total Gate Charge Gate-Source Charge Gate-Drain Charge	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 8.0\text{ A}$ $V_{GS} = 10\text{ V}$		39 10.6 13.7	50	nC nC nC

SWITCHING OFF

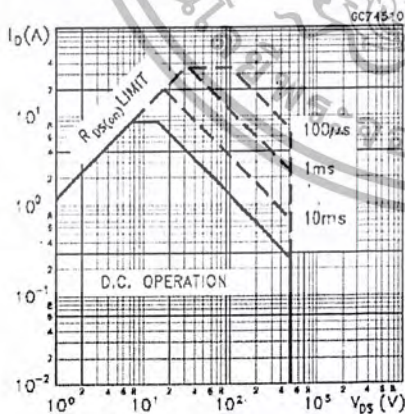
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$t_{r(voff)}$	Off-voltage Rise Time	$V_{DD} = 400\text{ V}$ $I_D = 8\text{ A}$		11.5		ns
$t_f$	Fall Time	$R_G = 4.7\ \Omega$ $V_{GS} = 10\text{ V}$ (see test circuit, figure 5)		11		ns
$t_c$	Cross-over Time			20		ns

SOURCE DRAIN DIODE

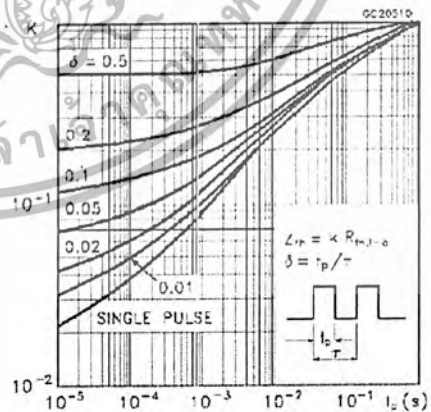
Symbol	Parameter	Test Conditions	Min.	Typ.	Max.	Unit
$I_{SD}$ $I_{SDM}(\bullet)$	Source-drain Current Source-drain Current (pulsed)				8.0 32	A A
$V_{SD}(\ast)$	Forward On Voltage	$I_{SD} = 8.0\text{ A}$ $V_{GS} = 0$			1.6	V
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	$I_{SD} = 8.0\text{ A}$ $dv/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$ $V_{DD} = 100\text{ V}$ $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$ (see test circuit, figure 5)		420		ns
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge			3.5		$\mu\text{C}$
$I_{RRM}$	Reverse Recovery Current			16.5		A

(\*) Pulsed: Pulse duration = 300  $\mu\text{s}$ , duty cycle 1.5 %  
 (•) Pulse width limited by safe operating area

Safe Operating Area



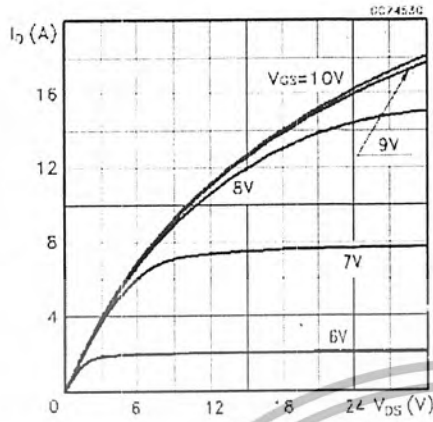
Thermal Impedance



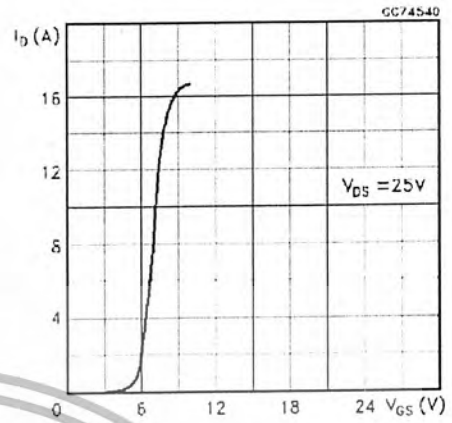
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF840

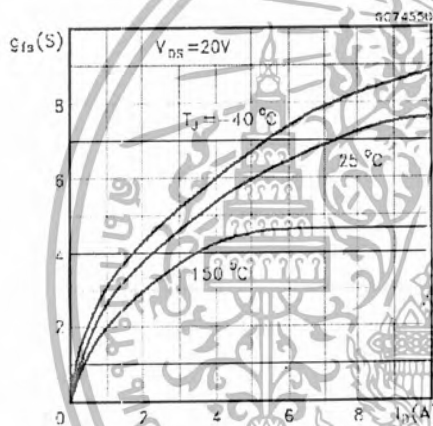
Output Characteristics



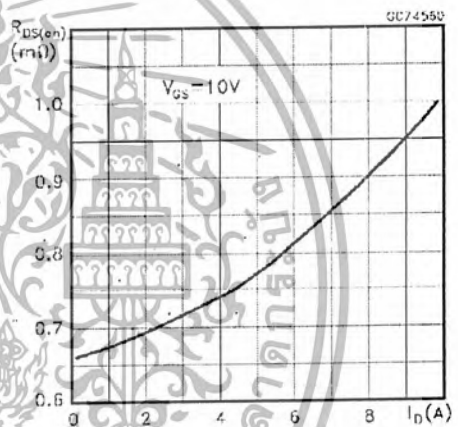
Transfer Characteristics



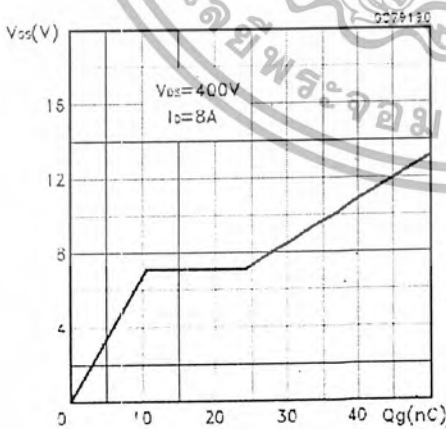
Transconductance



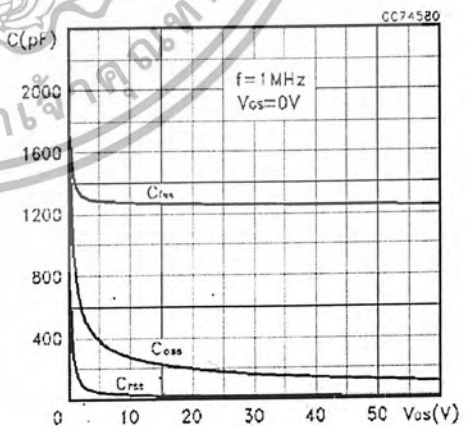
Static Drain-source On Resistance



Gate Charge vs Gate-source Voltage

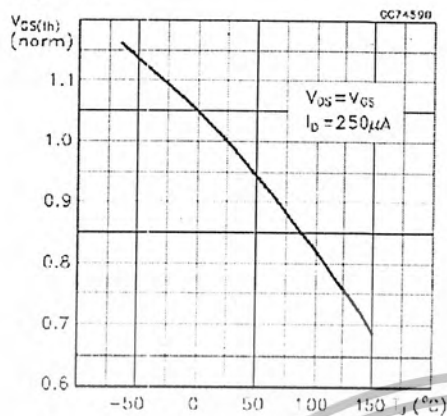


Capacitance Variations

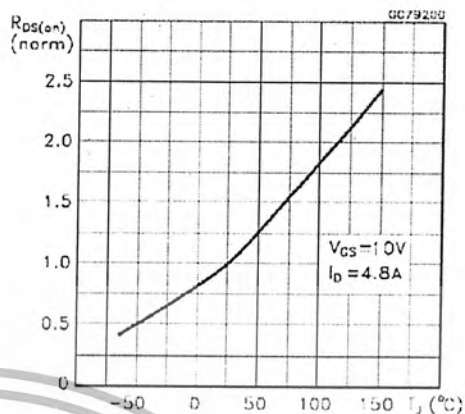


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

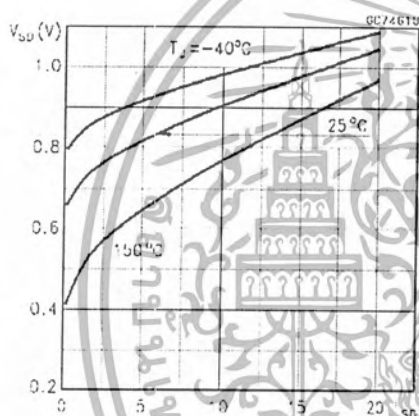
Normalized Gate Threshold Voltage vs Temperature



Normalized On Resistance vs Temperature



Source-drain Diode Forward Characteristics



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IRF840

Fig. 1: Unclamped Inductive Load Test Circuit

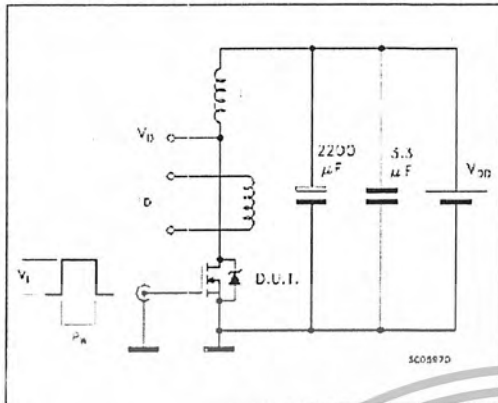


Fig. 1: Unclamped Inductive Waveform

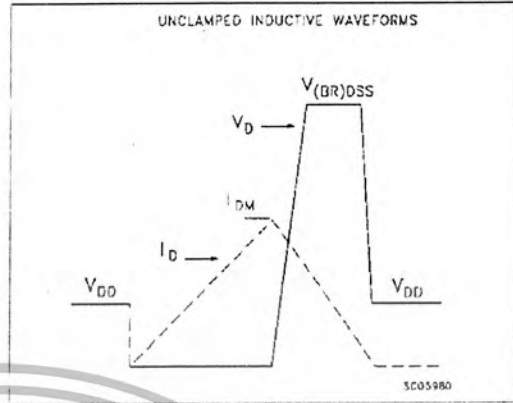


Fig. 3: Switching Times Test Circuits For Resistive Load

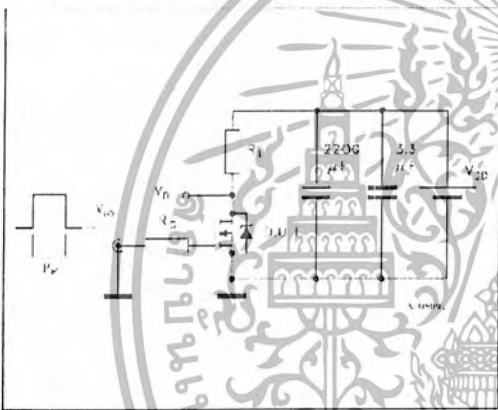


Fig. 4: Gate Charge test Circuit

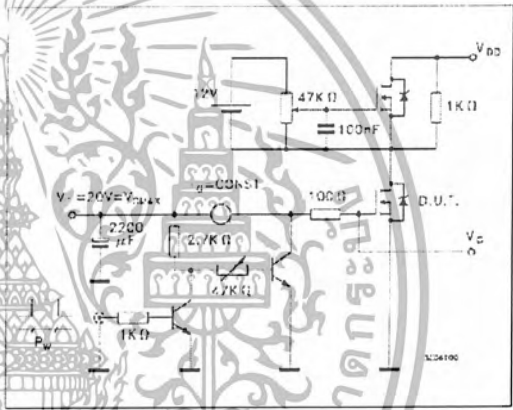
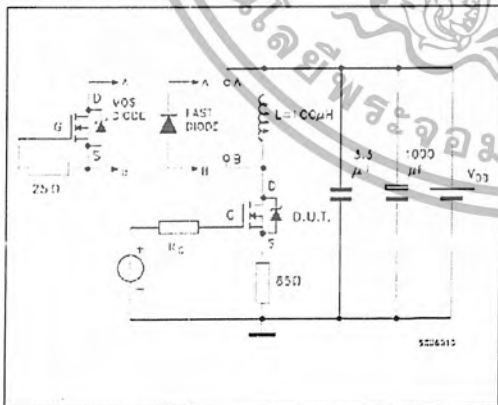


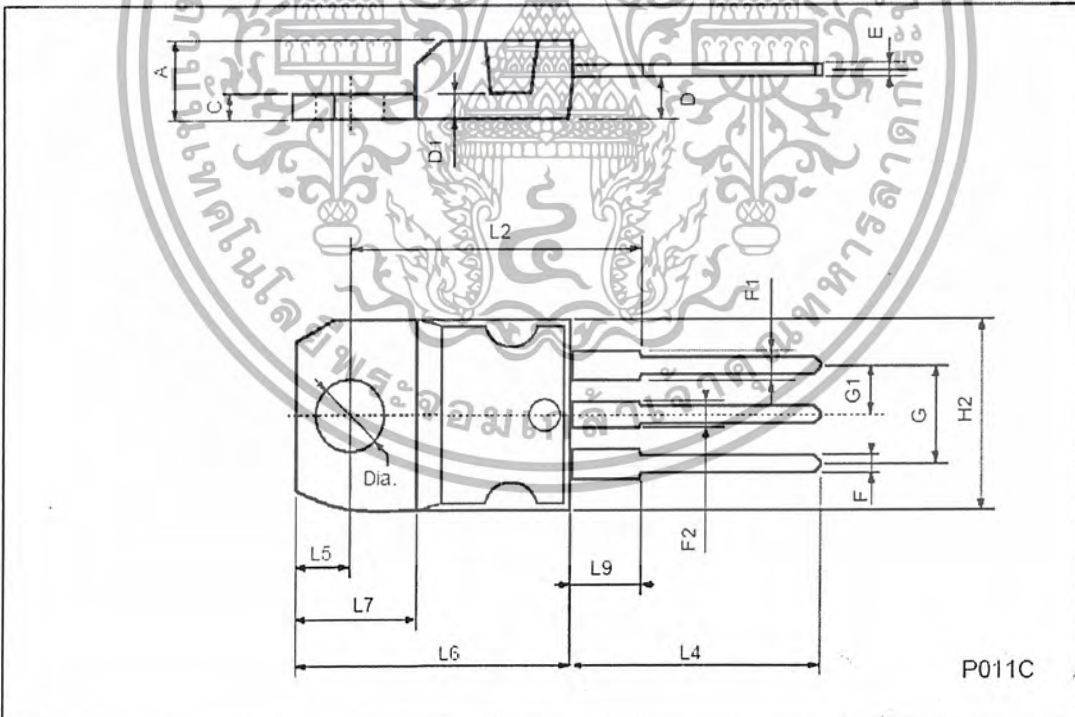
Fig. 5: Test Circuit For Inductive Load Switching And Diode Recovery Times



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## TO-220 MECHANICAL DATA

DIM.	mm			inch		
	MIN.	TYP.	MAX.	MIN.	TYP.	MAX.
A	4.40		4.60	0.173		0.181
C	1.23		1.32	0.048		0.051
D	2.40		2.72	0.094		0.107
D1		1.27			0.050	
E	0.49		0.70	0.019		0.027
F	0.61		0.88	0.024		0.034
F1	1.14		1.70	0.044		0.067
F2	1.14		1.70	0.044		0.067
G	4.95		5.15	0.194		0.203
G1	2.4		2.7	0.094		0.106
H2	10.0		10.40	0.393		0.409
L2		16.4			0.645	
L4	13.0		14.0	0.511		0.551
L5	2.65		2.95	0.104		0.116
L6	15.25		15.75	0.600		0.620
L7	6.2		6.6	0.244		0.260
L9	3.5		3.93	0.137		0.154
DIA.	3.75		3.85	0.147		0.151



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้