

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

Electronic Ballast



จัดทำโดย

นายพิพัฒน์	ธัญชนต	รหัสประจำตัว	38014343
นายพิษณุ	จันทร์ประพาพ	รหัสประจำตัว	38014349
น.ส.โมทนี้อย์	สังข์คงพันธุ์	รหัสประจำตัว	38014404
นายรพี	พิงพันธุ์	รหัสประจำตัว	38014410

อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร. วิจิตร กิณเรศ
อ. สุรินทร์ คำฝอย

ปริญญาบัตรนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2541

เลขหมาย.....
เลขทะเบียน..... 34162
วัน, เดือน, ปี..... 6 ต.ค. 2542

เอกสารนี้เป็นเอกสารของสถาบันฯ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
หากมีการเปลี่ยนแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2541

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

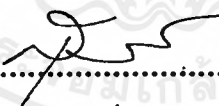
คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

ELECTRONIC BALLAST

ผู้จัดทำ	1. นายพิพัฒน์	ชัยธนเส	รหัสประจำตัว	38014343
	2. นายพิษณุ	จันทร์ประพาพ	รหัสประจำตัว	38014349
	3. น.ส.โมทนาีย์	สังข์คงพันธุ์	รหัสประจำตัว	38014404
	4. นายรพี	พิงพันธุ์	รหัสประจำตัว	38014410


.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(ดร. วิจิตร กิณเรศ)


.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(อ. สุรินทร์ คำฝอย)

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

นาย พิพัฒน์	ธัญชนก
นาย พิษณุ	จันทร์ประพาพ
น.ส. โมทนีย์	สังข์คงพันธุ์
นาย รพี	พิ่งพันธุ์
ดร. วิจิตร	กิมเรศ อาจารย์ที่ปรึกษา
อ. สุรินทร์	คำฝอย อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2541	

บทคัดย่อ

ในปัจจุบันมีการคิดค้นบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ขึ้นมา เพื่อแก้ไขข้อบกพร่องของบัลลาสต์ชนิดแมกเนติก ซึ่งบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์นี้ มีส่วนประกอบที่สำคัญคือ วงจรคอนเวอร์เตอร์ (Converter) ที่ประกอบไปด้วยส่วนของวงจรแปลงกระแสสลับเป็นกระแสตรง (Rectifier) กับวงจรแปลงกระแสตรงเป็นกระแสสลับ (Inverter) โดยจะทำหน้าที่สร้างไฟสลับความถี่สูง ซึ่งอุปกรณ์ที่จำเป็นของวงจรนี้คือ ตัวสวิตซ์กำลัง (Power Switching) เช่น ทรานซิสเตอร์กำลัง (Power Transistor) , มอสเฟตกำลัง (Power MOSFET) เป็นต้น โดยชนิดของวงจรอินเวอร์เตอร์จะเป็นตัวกำหนดลักษณะการทำงานและประสิทธิภาพของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เช่น ชนิดพุช-พูล (Push-Pull) , ครึ่งคลื่น (Half Wave) , เต็มคลื่น (Full Wave) และวงจร Class E Resonant Inverter เป็นต้น และในปัจจุบันมีการใช้งานอินเวอร์เตอร์ชนิดครึ่งคลื่นกันมาก เนื่องจากนำไปใช้ได้ง่าย ประหยัด มีอุปกรณ์น้อย ในปริยญาณิพนธ์ฉบับนี้จึงขอกล่าวเฉพาะการวิเคราะห์ถึง ข้อดี, ข้อเสีย และหลักการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้อินเวอร์เตอร์ชนิดครึ่งคลื่น โดยในวงจรที่ใช้ขับ (Drive) ตัวสวิตซ์ให้ทำงานในปริยญาณิพนธ์นี้ได้ทำการทดลองโดยแบ่งเป็น 2 วงจรตามหลักการสร้างสัญญาณคือ วงจรที่เป็นแบบ Saturable Reactor และแบบใช้ตัว IC เป็นตัวสร้างสัญญาณไปขับตัวสวิตซ์ ในปริยญาณิพนธ์ฉบับนี้ยังได้นำโปรแกรม P-Spice มาใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้ยังได้ทำการพัฒนาในส่วน of ค่าตัวประกอบกำลัง (Power factor) ของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ให้มีค่าสูงซึ่งจะทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีค่าสูงขึ้น

ELECTRONIC BALLAST

Pipat Thanthanase

Pissanu Chanpraparn

Mothanee Sangkongphan

Rapee Phungphun

Dr. Vijit Kinnaras Adviser

Surin Kamfoi Adviser

Abstract

Recently developments have generally replaced the magnetic ballast with electronic ballast. Electronic ballast consists of AC to DC Converter (Rectifier) and DC to AC Converter (Inverter). That used for converting DC to high frequency AC .The main component of these circuits is power switching components such as Power Transistors and Power MOSFET. The type of inverters, Push-Pull, Half-Bridge, Full-Bridge and Class E Resonant Inverter, are important factors to the characteristics and efficiency of electronic ballast during design. Market studies show that the majority of Inverter are Half-Bridge Inverter. So that, this thesis will focus on the following analysis the principle, advantages and disadvantages of electronic ballast using Half-Bridge Inverters. The driver switching's circuit can separate 2 circuits base on type of oscillating circuits, saturable reactor and IC oscillating circuit. These circuit are simulated by Pspice program. Furthermore, In this thesis has develop power factor correction to obtain high efficiency of electronic ballast.

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	I
Abstract	II
สารบัญ	III
สารบัญตาราง	IV
สารบัญภาพ	V
บทที่ 1 บทนำ	1
บทที่ 2 หลักการทำงานของบัลลาสต์แบบแมกเนติก และบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	2
2.1 การศึกษาและการวิเคราะห์วงจรบัลลาสต์ของหลอดฟลูออเรสเซนต์	2
2.2 หน้าที่ของบัลลาสต์	3
2.3 ข้อเสียของบัลลาสต์แบบแมกเนติก	4
2.4 การทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	4
2.5 ข้อดีของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	5
2.6 เปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของบัลลาสต์แบบแมกเนติกและแบบอิเล็กทรอนิกส์	6
2.7 คุณสมบัติและประสิทธิภาพการทำงาน (Performance Parameter)	6
บทที่ 3 ทฤษฎีพื้นฐาน	10
3.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์ (Converter)	11
3.1.1 AC-DC Converter (Rectifier)	11
3.1.2 DC-AC Converter (Inverter)	13
3.2 วงจร Resonant	15
3.2.1 วงจรเรโซแนนซ์อนุกรมกับโหลด (Series-loaded-Resonant : SLR_)	16
3.2.2 วงจรเรโซแนนซ์ขนานกับโหลด(Parallel load Resonant :PLR)	17
3.2.3 วงจรเรโซแนนซ์อนุกรม-ขนานกับโหลด (SPLR)	18
3.3 ค่าเวลาเมื่อ t_D (Dead Time) สำหรับการสวิตชิงในคอนเวอร์เตอร์	20
3.4 หลักการในการเลือกตัวสวิตชิงในตัวอินเวอร์เตอร์	22
3.4.1 ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Junction Power Transistor)	22
3.4.2 เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor)	25
3.5 วงจรกรองแบบพาสซีฟใช้ LC (Passive Filter)	26

3.6	การใช้อุปกรณ์ป้องกันแรงดันทรานเซียนต์	27
3.7	ไดโอดคอมมิวเตดิง (Commutating diode)	31
3.8	การกำจัดทรานเซียนท์ของโหลดประเภทตัวเหนี่ยวนำ(Load L)	31
3.8.1	วงจรป้องกันหน้าสัมผัสสำหรับโหลดที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ(Snubber)	32
3.9	วงจรเพิ่ม Power Factor (High Power Factor Correction)	36
บทที่ 4	หลักการทํางาน แบบ Saturable Reactor และ แบบใช้ IC เป็นตัวขับสวิตช์	37
4.1	แบบ Self Half Bridge Series Resonant Parallel Loaded Inverter (Saturable Reactor)	37
4.2	แบบที่ใช้ IC เป็นตัวขับสวิตช์	45
4.3	เปรียบเทียบข้อแตกต่างแบบ Saturable Reactor กับ แบบ ใช้ IC เป็นตัวขับสวิตช์	47
4.4	แนวทางการพัฒนาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	48
บทที่ 5	ผลการทดลอง	50
5.1	ผลการจำลองการทํางาน โดยโปรแกรม Pspice	50
5.2	ผลที่ได้จากการวัดสัญญาณ จากหลอดที่ทํางานร่วมกับ Magnetic Ballast	53
5.3	การทดสอบวงจรที่ใช้ IR2155 ในขั้นตอนเตรียมงาน	56
5.4	การทดลองของวงจรที่ใช้ IR2155	60
5.5	การทดลองของวงจร Saturable Reactor	65
5.6	การทดสอบการทํางานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ตามท้องตลาด	69
5.7	แสดง Temperature Rise ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	71
5.8	ตารางแสดงคุณสมบัติบัลลาสต์แบบต่างๆ	73
บทที่ 6	บทวิจารณ์ และสรุป	75
	ภาคผนวก	76
	กิตติกรรมประกาศ	95
	เอกสารอ้างอิง	96

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1. เปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของบัลลาสต์แบบแมกเนติกและแบบอิเล็กทรอนิกส์	6
2. เปรียบเทียบข้อแตกต่างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ แบบ Saturable Reactor กับ แบบ ใช้ IC เป็นตัวขับสวิตช์	47
3. แสดง Temperature Rise ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	71
4. แสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของบัลลาสต์ แบบต่าง ๆ	73



สารบัญภาพ

ภาพที่		หน้า
1.	V-I Characteristic ของหลอดฟลูออเรสเซนต์	2
2.	ลักษณะแรงดันและกระแสที่ตกคร่อมขั้วหลอดที่ 50 Hz	2
3.	วงจรการทำงานของบัลลาสต์แบบแมกเนติก	3
4.	Block Diagram การทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	10
5.	วงจร Rectifier	11
6.	วงจร Half-Bridge Converter	14
7.	วงจรพื้นฐานเรโซแนนซ์อนุกรมกับโหลด	16
8.	ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายเทียบกับความถี่เรโซแนนซ์ของ วงจรเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมกับโหลด (SLR)	16
9.	วงจรพื้นฐานเรโซแนนซ์ขนานกับโหลด	17
10.	ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายเทียบกับความถี่เรโซแนนซ์ของ วงจรเรโซแนนซ์ชนิดขนานกับโหลด (PLR)	17
11.	วงจรพื้นฐานเรโซแนนซ์อนุกรม-ขนานกับโหลด	18
12.	ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายเทียบกับความถี่เรโซแนนซ์ของ วงจรเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม-ขนานกับโหลด (SPLR)	19
13.	การหน่วงของช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เนื่องจาก ประจุสะสม เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสพร้อมกัน	21
14.	แสดงการกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_b ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์	21
15.	แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อม BJT เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส	23
16.	แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส	26
17.	ตัวอย่างวงจรกรอง L-C แบบต่าง ๆ	27
18.	รูปแบบของวงจรป้องกันหน้าสัมผัสแบบต่างๆ (Snubber)	27
19.	วงจรป้องกันหน้าสัมผัส แบบคร่อมหน้าสัมผัสที่ควบคุมโหลด	32
20.	แรงดันคร่อมหน้าสัมผัสกับแรงดันเบรคดาวน์	34
21.	วงจรป้องกันทรานเซียนท์ที่เกิดจากขดลวด	35

ภาพที่	หน้า
22. แสดงวงจร Valley Fill (VF)	36
23 วงจรสัญญาณแรงดันเมื่อเพิ่ม Valley Fill Circuit	36
24. Block diagram ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์	37
25. วงจร Self Half Bridge Series Resonant Parallel load Inverter	38
26.1 ลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์ เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลานานกว่า Q_2	39
26.2 ลักษณะของการต่อตัวเก็บประจุประจุ C_r เข้ามาในวงจรเพื่อลดการไม่สมมาตรฟลักซ์	39
27 วงจร Half-Bridge Converter แบบใช้ IR2155 เป็นตัว Drive MOSFET	45
28. แสดงวงจรภายในของ IR 2155	46
29. แสดงวงจร พื้นฐานของ Class E Resonant Inverter	48
30. แสดงการจำลองการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ชนิด Half-Bridge Converter	50
31. แรงดันที่ตกคร่อมหลอด	50
32. แรงดันOutput ของ Half-Bridge Converter	51
33. แรงดันOutput ของ Half-Bridge Converter และแรงดันที่ตกคร่อมหลอด	51
34. แรงดันที่ตกคร่อมหลอดที่เวลาเริ่มต้น	52
35. กระแสที่ไหลผ่านหลอด	52
36. ภาพขยายของสัญญาณแรงดันคร่อมหลอด และกระแสที่ไหลผ่านหลอด	53
37. (บน) แรงดันที่ตกคร่อมหลอดฟลูออเรสเซนต์ เมื่อใช้ Magnetic Ballast ที่สภาวะปกติ และรูป sine wave แสดงกระแสที่ไหลผ่านหลอด (ล่าง) แสดง V-I Characteristic ของ หลอดเมื่อใช้ Magnetic Ballast	54
38. (บน) แสดงกระแสที่ไหลผ่านหลอด เมื่อใช้ Magnetic Ballast (ล่าง) แสดงฮาร์โมนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้น	55
39. แสดงสัญญาณแรงดันที่ตกคร่อม R_T เทียบ COM (Trace 1) เป็นรูป square wave และแรงดันที่ตกคร่อม C_T เทียบ COM (Trace2) ที่ความถี่ 3.425 kHz เมื่อป้อนแรงดัน 15 V_{DC} ทดสอบขณะ no load (แบบใช้ IR2155)	56
40. แสดงสัญญาณแรงดันที่ตกคร่อม R_T เทียบ COM (Trace 1) เป็นรูป square wave และแรงดันที่ตกคร่อม C_T เทียบ COM (Trace2) ที่ความถี่ 34.48 kHz เมื่อป้อนแรงดัน 15 V_{DC} ทดสอบขณะ no load	56
41. แสดงสัญญาณแรงดันที่ตกคร่อม HO เทียบ Vs (Trace 1) และ แรงดันที่ตกคร่อม LO เทียบ Vs (Trace2) ที่ความถี่ 34.72 kHz เมื่อป้อนแรงดัน 15 V_{DC} ทดสอบขณะ no load	57

ภาพที่	หน้า
42. เป็นภาพขยายจากรูปที่ 41	57
43. แสดงสัญญาณแรงดันที่ตกร่วม HO เทียบ COM และ แรงดันที่ตกร่วม LO เทียบ COM ที่ความถี่ 55.5 kHz เมื่อป้อนแรงดัน 15 V _{DC} ทดสอบขณะ no load	58
44. แสดงสัญญาณแรงดันที่ตกร่วม Vs เทียบ COM ที่ความถี่ 55.5 kHz เมื่อป้อนแรงดัน 15 V _{DC} ทดสอบขณะ no load	58
45. แสดงสัญญาณแรงดันที่ตกร่วม HO เทียบ COM และ แรงดันที่ตกร่วม LO เทียบ COM ที่ความถี่ 3.4 kHz เมื่อป้อนแรงดัน 15 V _{DC} ทดสอบขณะ no load	59
46. แสดงแรงดันที่ออกจากวงจร Half Bridge ขณะ no load	59
47. แสดงกระแสด้านเข้าบัลลาสต์(Trace 2) เทียบกับแรงดันด้านเข้าบัลลาสต์(Trace 1)	60
48. สัญญาณแรงดัน (รูป sine : Trace 1) และ กระแส ด้านเข้า (input : Trace 2)	60
49. แสดงฮาร์โมนิกส์ลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้น ของสัญญาณกระแสด้านเข้า	61
50. สัญญาณกระแสด้านออกของบัลลาสต์ (กระแสเข้าหลอดไฟ)	62
51. สัญญาณแรงดันด้านออก (แรงดันคร่อมหลอด)	62
52. a,b สัญญาณแรงดันที่ขา Drain - Souce ของ MOSFETs	63
53. แสดงกระแส Harmonics ที่เกิดขึ้นของบัลลาสต์แบบ IR 2155 ก่อนทำการปรับปรุง P.F.	64
54. แสดงกระแส Harmonics ที่เกิดขึ้นของบัลลาสต์แบบ IR 2155 หลังทำการปรับปรุง P.F.	64
55. สัญญาณกระแสด้านเข้าบัลลาสต์ แบบ Saturable Reactor ก่อนปรับ Power Factor	65
56. สัญญาณแรงดัน (sine : Trace 1) และกระแส (Trace 2) ด้านเข้าของบัลลาสต์แบบ Saturable Reactor	65
57. แสดง ฮาร์โมนิกส์ ของกระแสด้านเข้าบัลลาสต์ แบบ Saturable Reactor	66
58. แสดงแรงดันที่ขา Collector-Emitter ของทรานซิสเตอร์	66
59. สัญญาณกระแสด้านออกของบัลลาสต์ Saturable Reactor	67
60. สัญญาณแรงดันด้านออกของบัลลาสต์ แบบ Saturable Reactor	67
61. แสดงกระแส Harmonics ที่เกิดขึ้นของบัลลาสต์แบบ Saturable Reactor ก่อนทำการปรับปรุง P.F	68
62. แสดงกระแส Harmonics ที่เกิดขึ้นของบัลลาสต์แบบ Saturable Reactor หลังทำการปรับปรุง P.F	68
63.แสดงสัญญาณแรงดันและกระแสด้านเข้าของบัลลาสต์ตามท้องตลาด	69
64.แสดงสัญญาณกระแสด้านเข้าหลอดของบัลลาสต์ตามท้องตลาด	69

บทที่ 1

บทนำ

ในปัจจุบันหลอดฟลูออเรสเซนต์ (Fluorescent Lamp) ได้เข้ามามีบทบาทในชีวิตประจำวันอย่างมาก โดยอุปกรณ์สำคัญที่ใช้งานร่วมกับหลอดฟลูออเรสเซนต์ก็คือ บัลลาสต์และสตาร์ทเตอร์ ซึ่งบัลลาสต์ที่ใช้กันส่วนใหญ่เป็นบัลลาสต์แบบแมกเนติก (Magnetic Ballast) จากการศึกษาพบว่าในการทำงานของบัลลาสต์ชนิดนี้ จะเกิดกำลังสูญเสียในตัวบัลลาสต์มาก ซึ่งเป็นข้อเสียประเด็นสำคัญที่ควรคำนึงถึง นอกจากนี้ยังพบข้อเสียของการทำงาน ของบัลลาสต์แบบแมกเนติกอีกหลายประการ เช่น ทำให้หลอดเกิดการกระพริบ ส่งผลให้อายุการใช้งานของหลอดสั้นลง จากข้อเสียเหล่านี้จึงได้มีการพัฒนาบัลลาสต์ขึ้นมาเพื่อวัตถุประสงค์ ที่จะลดข้อเสียต่าง ๆ ของบัลลาสต์แบบแมกเนติก

นอกจากนี้จะพบว่าบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่นิยมใช้ในท้องตลาดจะเป็นแบบ Saturable Reactor เนื่องจากราคาค่อนข้างถูกกว่าบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ในแบบอื่นๆ แต่ในปัจจุบันได้มีการนำ IC มาใช้ในวงจรของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์โดยทำหน้าที่เป็นตัวสร้างสัญญาณความถี่สูงไปขับตัวสวิทช์ซึ่ง ซึ่ง IC มีข้อดีหลายประการ และยังสามารถช่วยลดกำลังสูญเสีย (loss) ที่เกิดขึ้นในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ได้อีกด้วย

โดยในปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้จึงได้จัดทำขึ้น เพื่อวิเคราะห์ข้อดี ข้อเสีย ของบัลลาสต์แบบแมกเนติก และบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ (Electronic Ballast) และวิเคราะห์การทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เพื่อนำมาใช้ในการปรับปรุงบัลลาสต์ที่ใช้อยู่ในปัจจุบันให้ดีขึ้น โดยหาคircuitสร้างสัญญาณขับสวิทช์กำลัง (Power Switch) ให้ทำงานสร้างควมถี่สูง แบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ แบบ Saturable Reactor และแบบใช้ IC (Integrated Circuit)

ในปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้จะแบ่งออกเป็น 5 บทคือ

บทที่ 2 กล่าวถึง หลักการทำงานของบัลลาสต์แบบแมกเนติก และบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

บทที่ 3 กล่าวถึง ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ประกอบการทำงาน

บทที่ 4 กล่าวถึง การทำงานของวงจร Electronics Ballast

บทที่ 5 กล่าวถึง ผลการทดลอง

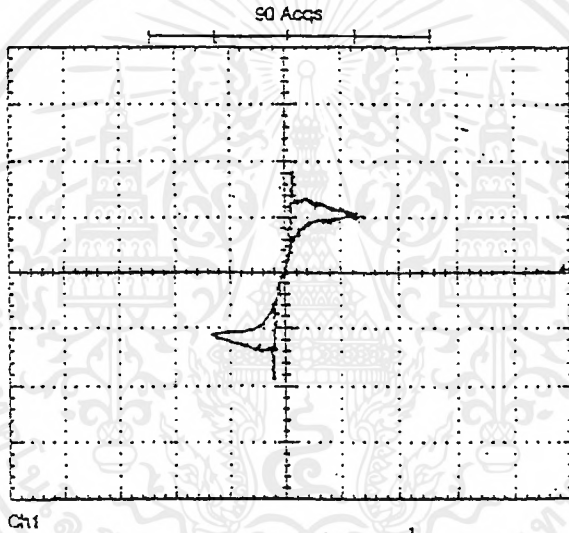
บทที่ 6 กล่าวถึง บทวิจารณ์และสรุป

บทที่ 2

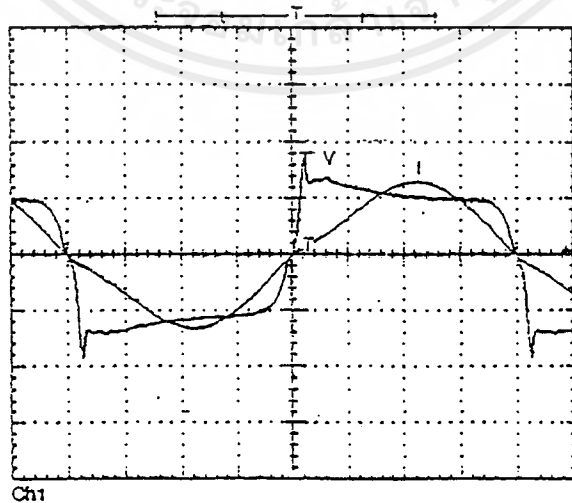
หลักการทํางานของบัลลาสต์แบบแมกเนติก และบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

2.1 การศึกษาและการวิเคราะห์ห้วงจรบัลลาสต์ของหลอดฟลูออเรสเซนต์

เนื่องจากหลอดฟลูออเรสเซนต์มีสมบัติเป็นแบบไม่เชิงเส้น (Nonlinear) และมีค่าความต้านทานพลวัตเป็นลบ (Dynamic Resistance) คือขณะจุดหลอด ความต้านทานของหลอดจะมีค่ามาก และค่อย ๆ ลดลงเรื่อย ๆ จนถึงจุดที่แรงดันคงที่ ความต้านทานของหลอดจะคงที่ หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งได้ว่า เมื่อเพิ่มกระแสให้กับหลอด ทำให้หลอดมีแรงดันที่ตกคร่อมระหว่างขั้วหลอดลดลง ดังรูป



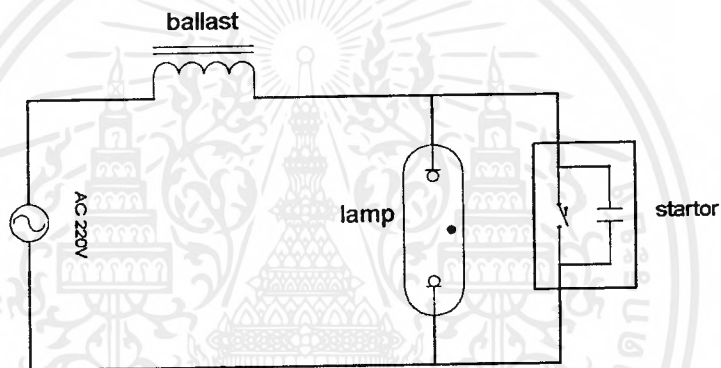
รูปที่ 1 V-I Characteristic ของหลอดฟลูออเรสเซนต์ ที่ ความถี่ 50 Hz , 100 V/div, 0.5 A/div



รูปที่ 2 ลักษณะแรงดันและกระแสที่ตกคร่อมขั้วหลอดที่ 50 Hz , 100 V/div, 0.5 A/div

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นในการจ่ายพลังงานให้กับหลอด แหล่งจ่ายพลังงานจะต้องให้มีลักษณะใกล้เคียง แหล่งจ่ายกระแส (Current Source) เพื่อให้การทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์มีเสถียรภาพ ลักษณะดังกล่าวนี้สามารถทำได้โดยใช้อิมพีแดนซ์ (Impedance : Z) ที่มีค่าสูงมาต่ออนุกรมกับ แหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source) ซึ่งจะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์รวมของแหล่งจ่ายแรงดันมีค่าสูงขึ้น จึงมีลักษณะและสมบัติค่อนข้างไปทางแหล่งจ่ายกระแส อุปกรณ์ที่ง่ายที่สุดที่สามารถนำมาต่ออนุกรม กับแหล่งจ่ายคือ ความต้านทานแบบรีซิสแตนซ์ (Resistant) แต่จะเกิดพลังงานสูญเสียมากจากการ ใช้ความต้านทาน โดยทั่วไปในแล้วปัจจุบันจึงได้ใช้ บัลลาสต์แบบแมกเนติก (Magnetic Ballast) ทำหน้าที่เป็นความต้านทานแบบรีแอคทีฟ (Reactive) ให้กับแหล่งจ่ายแรงดัน



รูปที่ 3 วงจรการทำงานของบัลลาสต์แบบแมกเนติก

2.2 หน้าที่ของบัลลาสต์

1. กำหนดค่ากระแสที่เหมาะสมให้ไหลผ่านหลอดทำให้หลอดทำงานอย่างมีเสถียรภาพ
2. ต้องสามารถให้แรงดันที่สูงมากพอในขณะที่จุดหลอด
3. ต้องจ่ายกระแสที่คงที่ให้กับหลอด ไม่ว่าแรงดันที่แหล่งจ่ายไฟตก หรือเพิ่มขึ้นในช่วงที่กำหนด
4. ต้องมีการอุ่นไส้หลอดตลอดเวลา สำหรับหลอดที่เป็นชนิดพรีฮีท (Preheat) หรือ แรปปิดสตาร์ท (Rapidstart)
5. กระแสที่ไหลผ่านหลอดต้องสมมาตรมีการไหลกลับไปมาระหว่างทั้ง 2 ขั้วหลอด

2.3 ข้อเสียของบัลลาสต์แบบแมกเนติก

ในปัจจุบันบัลลาสต์ที่ใช้กันส่วนใหญ่จะเป็นบัลลาสต์แบบแมกเนติก โดยใช้ทำงานร่วมกับ สตาร์ทเตอร์ซึ่งเราจะพบข้อเสียหลายประการ ในการทำงานของวงจรบัลลาสต์แบบแมกเนติกนี้ สามารถจำแนกออกเป็นข้อๆ ได้ดังนี้

1. ทำให้หลอดเกิดการกระพริบ ส่งผลให้สารเคลือบขั้วหลอด ที่ทำหน้าที่จ่ายอิเล็กตรอน หลุดหายไปมากเกินไป (ขึ้นอยู่กับจำนวนครั้งของการกระพริบ) ซึ่งจะทำให้อายุการใช้งานของหลอดสั้นลง
2. ประสิทธิภาพต่ำ เนื่องจากมีการสูญเสียที่เกิดขึ้นในตัวบัลลาสต์แบบแมกเนติกสูง
3. ค่าตัวประกอบกำลังต่ำ เป็นผลให้ค่ากระแสที่ใช้ สูงเกินกว่าความต้องการที่แท้จริงของหลอด
4. เกิดเสียงรบกวน ในกรณีที่แกนเหล็กของบัลลาสต์แมกเนติกเริ่มเสื่อมสภาพ
5. เกิดผลของสโตรโบสโคปิก (Stroboscopic Effect) ความสว่างที่ได้ ไม่นิ่ง ทำให้เห็นภาพวัตถุเคลื่อนที่เบลอ และทำให้สายคาด้าได้อย่างรวดเร็ว เนื่องมาจากการทำงานที่ความถี่ต่ำ

จากข้อเสียที่กล่าวมาข้างต้น จะเห็นได้ว่าบัลลาสต์แบบแมกเนติกมีข้อเสียมากอีกทั้งยังไม่ประหยัดพลังงาน ปัจจุบันจึงได้มีการพัฒนาประสิทธิภาพของบัลลาสต์ซึ่งบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ก็เป็นอีกทางเลือกหนึ่งของบัลลาสต์ที่เราสามารถนำมาใช้งานได้ในปัจจุบัน

2.4 การทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

ในการพัฒนาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์นั้นมีจุดประสงค์หลัก คือ เพื่อลดการสูญเสียของบัลลาสต์แบบแมกเนติก และเพื่อการประหยัดพลังงาน ซึ่งจะพบว่าในบัลลาสต์แบบแมกเนติกนั้น พลังงานที่สูญเสียไป จะเกิดจากค่าตัวเหนี่ยวนำที่อยู่ในบัลลาสต์ เนื่องจากค่าอิมพีแดนซ์ที่อยู่ในบัลลาสต์ควรจะมีค่าสูง จึงทำให้ค่าของตัวเหนี่ยวนำมีค่ามากด้วยเพราะว่าบัลลาสต์แบบแมกเนติกทำงานที่ความถี่ต่ำ (50Hz) ค่าตัวเหนี่ยวนำจึงจำเป็นต้องมีค่าสูง แต่ในขณะที่บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ใช้แหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าความถี่สูง จึงทำให้สามารถใส่ตัวเหนี่ยวนำขนาดเล็กลงได้ (ค่าอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ $X_L = 2\pi fL$) ดังนั้นเมื่อใช้แหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าความถี่สูงจะ

ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำลดลงได้ ส่งผลให้ความสูญเสียลดลงด้วย นอกจากนี้การทำงานที่ความถี่สูงจะทำให้ประสิทธิภาพการส่องสว่างของหลอดสูงขึ้นอีกด้วย

ในการใช้งานหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ความถี่สูง ถึงแม้ว่าจะสามารถลดกำลังสูญเสียลงได้จริงแต่ก็จำเป็นต้องมีแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าความถี่สูง เนื่องจากว่าแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าโดยทั่วไปจะเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ 50 Hz จึงจำเป็นต้องใช้คอนเวอร์เตอร์ ในการสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ซึ่งในการทำงานจะเกิดกำลังสูญเสียของคอนเวอร์เตอร์เอง และเพื่อให้สามารถลดกำลังสูญเสียรวมของระบบลงได้ ตัวคอนเวอร์เตอร์นี้ต้องมีประสิทธิภาพสูง (กำลังสูญเสียที่เกิดต้องน้อยกว่ากำลังสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำของบัลลาสต์แบบแมกเนติก)

2.5 ข้อดีของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

1. ใช้กระแสไฟน้อยกว่าบัลลาสต์แบบแมกเนติก ทำให้ประหยัดพลังงาน
2. หลอดติดง่าย ไม่มีการกระพริบหลายหน
3. แสงที่ได้จะมีความนุ่มนวลกว่าการใช้บัลลาสต์แบบแมกเนติกเนื่องจากไม่มีการกระพริบของแสงจากผลของสโตรโบสโคปิก (Stroboscopic Effect) เหมาะที่จะใช้ในการอ่านหนังสือและการทำงานที่ใช้สายตามาก
4. ไม่มีปัญหาเรื่องหลอดกระพริบ จากสตาร์ทเตอร์ (Starter) เสีย หรือหลอดเสื่อม เนื่องจากไม่ต้องใช้สตาร์ทเตอร์ และเมื่อหลอดเสื่อมวงจรจะหยุดทำงานเองโดยอัตโนมัติ
5. เนื่องจากบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ มีกำลังสูญเสียน้อยจึงเกิดความร้อนน้อยกว่า บัลลาสต์แบบแมกเนติก จึงเหมาะที่จะติดตั้งในห้องที่มีเครื่องปรับอากาศ เพราะจะช่วยลดกำลังขาเข้าของเครื่องปรับอากาศลงได้
6. ไม่เกิดเสียงรบกวนเหมือนบัลลาสต์แบบแมกเนติก
7. หลอดที่ใช้งานกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ จะเกิดความร้อนน้อยกว่าหลอด ที่ใช้กับบัลลาสต์แมกเนติก ทำให้ยืดอายุการใช้งานของหลอด
8. ถ้าเกิดการลัดวงจรที่ขั้วออก (Output) จะไม่ทำให้เกิดความร้อนสูงผิดปกติที่ตัวบัลลาสต์ และทำให้เกิดไฟไหม้

2.6 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของบัลลาสต์แบบแมกเนติกและแบบอิเล็กทรอนิกส์

ตารางที่ 1 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อเสียของบัลลาสต์แบบแมกเนติกและแบบอิเล็กทรอนิกส์

คุณสมบัติ	Magnetic	Electronic
1. ค่าตัวประกอบกำลัง	ต่ำ	สูง
2. ประสิทธิภาพการส่องสว่าง	ต่ำ	สูง
3. กำลังงานสูญเสียในบัลลาสต์	มาก	น้อย
4. ความร้อนที่เกิด	มาก	น้อย
5. การกินกระแส	มาก	น้อย
6. ผลของ stroboscopic	มาก	ไม่เกิด
7. เกิดเสียงรบกวน	มาก	ไม่เกิด
8. อุปกรณ์ร่วม	ใช้ starter	ไม่ใช้
9. อายุใช้งานของหลอด	สั้น	ยาว
10. การกระพริบของหลอด	มาก	น้อยมาก
11. ความสามารถในการทนแรงดันตก และแรงดันเกิน	ทนได้น้อย	ทนได้มาก
12. ผลที่เกิดขึ้นเมื่อลัดวงจรที่ขั้วออก	เกิดความร้อนสูง	ไม่เกิดความร้อน
13. มีผลรบกวนที่เกิดจากคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า	ไม่เกิดการรบกวน	เกิดการรบกวนมาก
14. ราคา	ถูก	แพง
15. ความทนทาน	สูง	ต่ำ

2.7 คุณสมบัติและประสิทธิภาพการทำงาน (Performance Parameter)

การออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ต้องคำนึงถึงรายละเอียดต่างๆดังนี้

1) ประสิทธิภาพโดยรวมของวงจร (System Efficiency)

การวัดประสิทธิภาพการทำงานของวงจร สามารถวัดได้จากการแปรเปลี่ยนพลังงานไฟฟ้า ด้านเข้าเป็นแสงสว่างที่สามารถมองเห็นได้ ซึ่งมีหน่วยเป็นความสว่างต่อหน่วยพลังงานไฟฟ้า

(Lumens/Watt) โดยปกติค่าประสิทธิภาพของวงจรจะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิผนังหลอดขณะที่หลอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำงาน (The Lamp Wall Temperature) ในทางปฏิบัติแล้วอุณหภูมิจะอยู่ในช่วง 35 ถึง 60 องศาเซลเซียส

2) ลักษณะรูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านหลอด (Lamp Input Current Wave Shapes)

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

3) ลักษณะรูปคลื่นแรงดันที่ไหลผ่านหลอด (Lamp Input Voltage Wave Shapes)

หน่วยวัดคุณสมบัติที่ดีของบัลลาสต์อีกอย่างคือ Voltage Crest Factor (VCF) ซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่างค่ายอดของแรงดันหารด้วยค่าอาร์เอ็มเอสของแรงดัน ตามสูตรนี้

$$VCF = \frac{V_{pk}}{V_{rms}}$$

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

4) ฮาร์โมนิก (Harmonic Current)

การที่รูปคลื่นไม่เป็น Sine โดยแท้จริงนั้น จะต้องประกอบไปด้วยฮาร์โมนิกส์ที่สูงกว่าฮาร์โมนิกส์พื้นฐาน 50 Hz ในกรณีที่รูปคลื่นกระแสเป็น Sine โดยแท้จริง ค่ากระแสในนิวทรอน (Neutral Line) ในวงจรสามเฟสจะเป็นศูนย์ และทั้งนี้ถ้าค่าฮาร์โมนิกส์ที่สาม ไม่ได้ถูกหักลบกันพอดีในทั้งสามเฟสก็จะมีค่ากระแสไหลผ่านในนิวทรอน นอกจากนี้ยังจะทำให้เกิดสัญญาณไปรบกวนการทำงานของอุปกรณ์อื่นๆ ได้ด้วย เพราะฉะนั้นในการออกแบบบัลลาสต์ควรจะทำให้เกิดผลของฮาร์โมนิกส์น้อยที่สุด

5) การแพร่กระจายของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า -- (Conducted Radiated Tromagnetic Energy)

การที่วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ให้การแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 50 Hz เป็นกระแสไฟฟ้าตรงแล้วใช้การสวิตช์ ความถี่สูงไปจุดหลอดนั้น ค่าพลังงานความถี่สูง และความถี่ฮาร์โมนิกส์อาจย้อนกลับเข้าแหล่งจ่ายค่ากระแสได้ และไปรบกวนอุปกรณ์ไฟฟ้าอื่นๆที่ต่ออยู่กับสายไฟเส้นนี้ รวมไปถึงจะเกิดสัญญาณคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าแพร่ไปในอากาศ ซึ่งอาจนำไปสู่การรบกวนอุปกรณ์สื่อสารแบบไร้สายได้

6) ค่าความแสงสว่าง (Light Output)

การที่จะวัดประสิทธิภาพของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ไม่สามารถวัดได้จากค่าพลังงานด้านเข้า เพียงอย่างเดียว ต้องมีการตรวจประสิทธิภาพของแสงสว่างที่ได้จากวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เทียบกับค่าความสว่าง ที่โรงงานผู้ผลิตหลอดกำหนด หรือที่เรียกว่าบัลลาสต์แฟกเตอร์ (Ballast Factor) โดยปกติบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ผ่านการรับรอง และได้ Certificate Ballast Manufacturers (CBM) นั้นต้องมีค่าบัลลาสต์แฟกเตอร์อย่างน้อย $95 \pm 2.5\%$ ที่วัดได้จากหลอดที่อยู่ในมาตรฐานของ ANSI

7) Regulation

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่คืนั้น ต้องสามารถที่จะทำงานได้ในกรณีที่ค่าแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าเพิ่มขึ้น หรือลดลงในช่วง 10 %

8) คุณสมบัติการจุดหลอด (Starting Characteristic)

ค่าแรงดันสูงสุดในการจุดหลอดของหลอดชนิด 40 W F 40 ที่กำหนดโดย ANSI นั้นต้องไม่เกิน $360 V_{rms}$ ทั้งนี้หากมากกว่านี้จะมีผลโดยตรงให้อายุการใช้งานหลอดสั้นลง บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ได้รับการออกแบบที่ดี จะมีการอุ่นไส้หลอดคาโทด (Cathode) และควบคุมค่าแรงดันในการจุดหลอดไม่ให้เกินข้อกำหนดของ ANSI

9) เพาเวอร์แฟกเตอร์ (Power Factor)

ลักษณะรูปร่างและเฟสของค่ากระแสสลับและแรงดัน จะเป็นตัวกำหนดค่าเพาเวอร์แฟกเตอร์ (Power Factor) โดยที่มี The Inductance Chokes ที่ทำหน้าที่ในการจำกัดค่ากระแสไหล

ผ่านหลอด นอกจากนี้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ที่ให้อุปคลื่นไม่เป็น Sine จะเป็นผลทำให้ ค่าเพาเวอร์ แฟกเตอร์ลดลง

10) กำลังงานอุ่นไส้หลอด (Filament Power)

การอุ่นไส้ที่ขั้วคาโทด (Filaments) ของหลอดฟลูออเรสเซนต์ โดยปกติตามข้อกำหนดของ ANSI นั้นระบุควรมีการอุ่นไส้ตลอดเวลา โดยการให้มีแรงดันตกคร่อมที่ไส้หลอดประมาณ 2.5-4.1 โวลต์ ทั้งนี้วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์บางชนิดที่มีการตัดการอุ่นไส้หลอดภายหลังที่หลอดได้ทำงานแล้ว ซึ่งก็สามารถประหยัดพลังงานได้ประมาณ 4 วัตต์ สำหรับวงจรที่มีการต่อหลอด 2 หลอดใช้งานพร้อมกัน แต่จะเป็นผลให้อายุการใช้งานของหลอดสั้นลง และจะเป็นผลกระทบมากขึ้นหากวงจรยังทำงานที่ความถี่สูงยิ่งทำให้อายุการใช้งานหลอดสั้นลง เมื่อเทียบกับหลอดที่ทำงานที่ความถี่ 50 Hz โดยเฉพาะอย่างยิ่งวงจรที่สามารถปรับลดแสงสว่างได้จำเป็นอย่างยิ่งที่ต้องมีการอุ่นไส้ตลอดเวลา

11) การกระพริบ (Flicker)

จะกระพริบมากเมื่อทำงานที่ความถี่ 50 Hz แต่เนื่องจากวงจรอิเล็กทรอนิกส์ส่วนใหญ่ทำงานที่ความถี่สูงมาก ดังนั้นปัญหาของกระพริบจะหมดไปโดยอัตโนมัติ

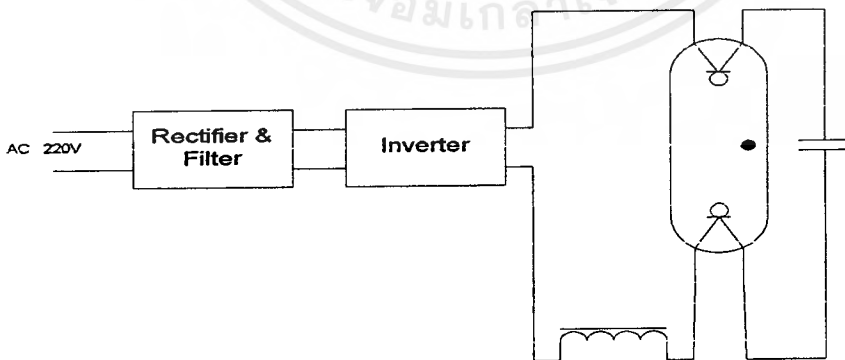
บทที่ 3

ทฤษฎีพื้นฐาน

ในการที่จะทำการวิเคราะห์การทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์นั้นจำเป็นที่จะต้องทราบหลักการโดยพื้นฐานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เสียก่อน ซึ่งหลักการที่สำคัญจะถูกกล่าวถึงในบทนี้อันได้แก่ ส่วนประกอบหลักของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ , การเลือกใช้งานตัวสวิตซ์ , เวลาในการสลับกันทำงานของตัวสวิตซ์ หรือ หน้าทีของตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (Blocking Capacitor) เป็นต้น โดยจะเน้นในการทำงานของวงจร บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ ใช้งานคอนเวอร์เตอร์แบบ Half Bridge

ส่วนประกอบที่สำคัญของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

- 1.AC-DC Converter (Rectifier) เป็นส่วนที่ใช้เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับ 50 Hz มาเป็นไฟฟ้ากระแสตรง
- 2.DC-AC Converter (Inverter) เป็นส่วนที่ใช้แปลงไฟฟ้ากระแสตรงไปเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง
- 3.วงจร Resonant เป็นวงจรที่ทำให้โหลดที่ต่ออยู่ ได้รับกำลังงานมากที่สุด ซึ่งเป็นจุดการทำงานที่เหมาะสม โดยเป็นวงจรแปลงกระแสสลับที่การทำงานขึ้นอยู่กับโหลดที่ต่ออยู่ (Load Dependent)



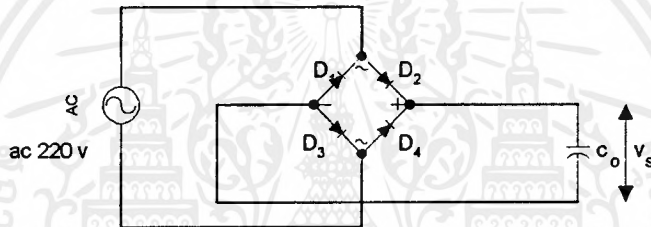
รูปที่ 4 แสดง Block Diagram การทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

3.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์ (Converter)

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาประยุกต์ใช้กับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์นั้น มี 2 แบบ คือ AC-DC Converter และ DC-AC Converter มีรายละเอียดดังนี้

3.1.1 AC-DC Converter (Rectifier)

เป็นวงจรที่ทำหน้าที่ในการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับ 50 Hz ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อจ่ายให้กับส่วนของ Inverter อีกทีซึ่งในที่นี้เราใช้วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ (Bridge Rectifier) และใช้ตัวเก็บประจุทำหน้าที่เป็นวงจรกรองกระแสเพื่อลดการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง สาเหตุที่เลือกใช้วงจรนี้ก็เพราะง่ายและราคาถูก



รูปที่ 5 วงจร Rectifier.

1) การเลือกใช้ไดโอดในวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

ไดโอดที่เลือกใช้ต้องมีคุณสมบัติที่สำคัญ 5 ประการคือ

1. ต้องสามารถทนกระแสกระชากได้ (Inrush Current : I_{FSM}) จะเกิดขึ้นเมื่อเริ่มเปิดสวิตช์จ่ายไฟให้แก่วงจร ซึ่งในขณะนั้นตัวเก็บประจุยังไม่มีประจุอยู่เลยค่าความต้านทานของ วงจรจะต่ำมากคือมีแต่ความต้านทานแฝงในตัวเก็บประจุ (ESR) กับ R_s เท่านั้น

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

อัตราทนกระแสกระชาก I_{FSM} ของไดโอด จะต้องมีค่าไม่ต่ำกว่า I_{FSM} ที่คำนวณได้

2. ต้องสามารถทนกระแสสูงสุดชั่วขณะได้ (I_{FRM}) เป็นกระแสสูงสุดที่เกิดขึ้นขณะชาร์จตัวเก็บประจุฟิวด์เตอร์ซึ่งก็จะทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวไดโอดจะเกิดในระยะเวลาสั้นๆ โดยทั่วไปจะกำหนดจากวงจรการทำงานของไฟกระแสสลับ (1/50 วินาที หรือ 20 มิลลิวินาที) กระแสจำนวนนี้มีค่าสูงมากและไม่ใช้กระแสในคอนปฏิบัติงาน

3. อัตราการทนกระแสไบแอสตรง (Forward Bias : I_{FM}) เป็นค่ากระแสสูงสุดที่ไดโอดทนได้โดยไม่พังเสียก่อนโดยทั่วไปควรมีค่ามากกว่า 1.5-2 เท่าของกระแสปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. อัตราการทนแรงดันไบแอสกลับสูงสุด (Peak Reverse Bias : PRB) หรืออัตราการทนแรงดันย้อนกลับสูงสุด (Peak Inverse Voltage : PIV) เมื่อเราต่อไดโอดแบบบริดจ์จะมีแรงดันตกคร่อมไดโอดเมื่อ ไบแอสกลับเท่ากับแรงดันที่เอาท์พุท (Out Put) ของวงจร แต่เมื่อต่อแบบเรกติไฟร์จะพบว่าแรงดันไบแอสกลับจะเป็น 2 เท่าของแรงดันค่ายอดตามปกติ และเป็น 2.83 เท่าของแรงดัน RMS

5. กระแสรั่วไหล (Leakage Current) เป็นค่ากระแสที่ไหลเมื่อไดโอดในวงจรเรียงกระแสได้รับ ไบแอสกลับ ซึ่งค่านี้โดยทั่วไปแล้วมีค่าน้อยมากเท่าใดก็จะดีมากเท่านั้น

จากข้อกำหนดที่กล่าวมาเราจะพบว่า ไดโอดที่เหมาะสมที่จะนำมาใช้ในวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์นี้คือ ไดโอดชนิด Rectifying Diode เบอร์ 1N4007 ซึ่งสามารถทนแรงดันย้อนกลับสูงสุดได้ 1000 โวลต์ ที่กระแส 1 แอมป์ ซึ่งไดโอดชนิดนี้เป็นเบอร์ที่มีราคาถูกและหาได้ง่าย

2) การเลือกใช้ตัวเก็บประจุในวงจรกรองกระแส

ในส่วน of ตัวเก็บประจุที่ใช้เป็นวงจรกรองกระแส นั้น เราเลือกใช้ตัวเก็บประจุแบบ อิเล็กโทรไลติก (Electrolytic capacitor) ซึ่งหลักการในการเลือกใช้นั้นขึ้นอยู่กับ

1. อัตราทนกระแสกระเพื่อม (Ripple Current) RMS กระแสกระเพื่อมขึ้นอยู่กับค่าของตัวเก็บประจุ โหลดและแรงดันอินพุต

2. แรงดันกระเพื่อม ข้อกำหนดนี้ใช้กำหนดค่าของตัวเก็บประจุอย่างต่ำในวงจร โดยทั่วไปในการออกแบบวงจรเรกติไฟร์และวงจรกรองกระแสจะกำหนดให้แรงดันกระเพื่อมได้ไม่เกิน 10 % ของแรงดันไฟตรงที่ด้านออก (out put) แรงดันกระเพื่อมนี้จะมีค่าสูงขึ้นเมื่อโหลดใช้กระแสมาก

3. อัตราทนแรงดัน ตัวเก็บประจุที่ใช้ควรมีแรงดันได้ไม่ต่ำกว่า 1.5 เท่าของแรงดันไฟตรงเอาต์พุท เช่นที่แรงดันไฟตรง 300 โวลต์ ตัวเก็บประจุของวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์จะต้องทนได้ 450 โวลต์ เป็นอย่างต่ำ

4. ช่วงเวลาโฮลด์อัฟ (Hold up time) เป็นระยะเวลาอย่างต่ำ ที่แหล่งจ่ายจะยังคงสามารถรักษาระดับแรงดันด้านออก ให้อยู่ในขีดจำกัด ของการรักษาระดับคงที่ที่ด้านออก (output regulation) ได้ โดยที่เมื่อแหล่งจ่ายทางด้านเข้า (input) หยุดจ่ายหรือลดลงต่ำกว่าค่าการรักษาระดับแรงดันด้านเข้า (input regulation) ที่กำหนด ช่วงเวลาโฮลด์อัฟนี้จะขึ้นอยู่กับค่าของตัวเก็บประจุ, โหลด, แรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุในขณะที่แรงดันด้านเข้าตกหรือหยุดจ่ายไป

3.1.2 DC-AC Converter (Inverter)

คอนเวอร์เตอร์ มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจذبวงจรภายใน โดยแต่ละแบบจะมีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันออกไปโดยเราพอจะแยกคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ทำงานที่พบบ่อยๆได้แก่

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

1. Flyback Converter

เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก โดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์ และให้ค่าสัมประสิทธิ์การรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูง และใช้อุปกรณ์จำนวนน้อย และมีราคาถูก

2. Forward Converter

เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูง ตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือ มักเกิดการไม่สมมาตรพัลส์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลง ซึ่งจะมีผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมแบบควบคุมกระแสจะทำให้ลดปัญหานี้ลงได้

3. Push-Pull

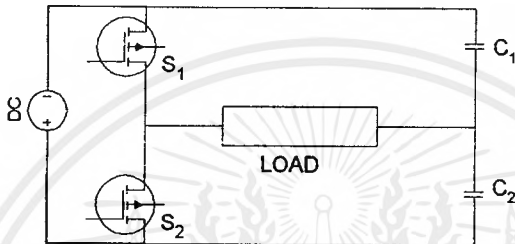
เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่มีข้อดีคือ ปริมาตรของแกนเหล็ก กระแสคอลเล็กเตอร์สูงสุดที่ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวต่ำ ทรานซิสเตอร์ทั้งสองถูกขับด้วยกราวด์เดียวกัน ทำให้วงจรขับเคลื่อนไม่ยุ่งยาก มีข้อเสียคือ ทรานซิสเตอร์ที่ใช้จะต้องสามารถทนแรงดันได้มากกว่า 2 เท่า ของแรงดันอินพุตบวกกับแรงดันสไปดซึ่งเกิดจากค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหลของหม้อแปลง เป็นปัญหาในการนำไปใช้กับโหลดที่ต้องการกำลังสูง ๆ เพราะทรานซิสเตอร์ที่ทนกระแสและแรงดันสูง ๆ หายาก และราคาแพงมาก

4. Half-Bridge Converter

จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ในตระกูลเดียวกับพูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังงานได้ค่อนข้างสูง ข้อดีของฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 3 แบบที่กล่าวมา และลดการเกิดไม่สมมาตรพัลส์ได้ โดยกำลังงานสูงสุดที่สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

5. Full-Bridge Converter

เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูง ตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1,000 วัตต์ คอนเวอร์เตอร์ที่สามารถนำมาประยุกต์ใช้กับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์นั้นมีหลายวงจรด้วยกัน เช่น วงจรแบบ Push-Pull , วงจรแบบ Full-Bridge แต่ในที่นี้จะกล่าวถึงเฉพาะคอนเวอร์เตอร์แบบ Half-Bridge เนื่องจากเป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่นิยมใช้กัน ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 6 แสดงวงจร Half-Bridge Converter

ข้อได้เปรียบของวงจร คอนเวอร์เตอร์แบบ Half-Bridge

1. ค่าแรงดันที่ตกคร่อม ตัวสวิตซ์ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับ ค่าแรงดันที่ด้านอินพุต ซึ่งน้อยกว่าการใช้งานแบบอื่นๆ เช่น Push-Pull , Forward Converter
2. ลดการเกิดฟลักซ์แม่เหล็ก (Magnetic Flux) ไม่สมมาตรในขด ไพรมารี่ได้ (กรณีที่ใช้หม้อแปลงเป็นตัวเหนี่ยวนำ)
3. กระแสที่ได้ทางด้านเอาพุตค่อนข้างเรียบ
4. วงจรแบบ Half Bridge เป็นวงจรที่ใช้สวิตซ์ทรานซิสเตอร์เพียง 2 ตัว จึงประหยัดกว่า วงจรแบบ Full Bridge ที่ต้องใช้ทรานซิสเตอร์ถึง 4 ตัว และสามารถให้กระแสผ่านโหลดมีรูปคลื่นเป็นรูปไซน์ได้
5. กำลังออกของวงจรไม่สูงนัก เมื่อเทียบกับ Full-Bridge Converter (สำหรับการใช้งานเป็นบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์) ดังนั้นการใช้สวิตซ์เพียง 2 ตัว จะทำให้การขับนำสวิตซ์ไม่ยุ่งยากนัก

ข้อเสียเปรียบของวงจร คอนเวอร์เตอร์แบบ Half-Bridge

เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมขดลวด ไพรมารี่ (กรณีที่ใช้หม้อแปลงเป็นตัวเหนี่ยวนำ) มีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่ด้านอินพุต ทำให้มีกระแสไหลผ่านค่อนข้างสูง (มีค่าประมาณ 2 เท่าของ Push-Pull)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการศึกษาวงจรของ Half Bridge ส่วนประกอบที่สำคัญก็คือส่วนที่ใช้ในการขับ (Drive) Switch วงจร Half Bridge ในรายงานเล่มนี้เสนอวงจรที่ใช้ในการ drive switch โดยหลักการ 2 วิธี คือ

1. ใช้หลักการของ Saturable Reactor
 2. ใช้หลักการของวงจร อิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ IC
- ซึ่งจะกล่าวถึงในลำดับต่อไป

3.2 วงจร Resonant

ในสถานะที่วงจรอนุกรม R, L, C ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรคือ $Z = R + X_L + X_C$ โดยค่าจะแปรเปลี่ยนตามความถี่ของวงจร

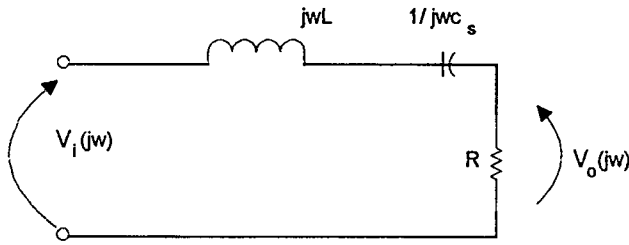
ปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ คือ ปรากฏการณ์ที่ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจร (ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะเรโซแนนซ์แบบอนุกรม) มีค่าต่ำที่สุดที่ $Z = R$ เมื่อเราป้อนความถี่ที่ป้อนให้กับวงจรที่ความถี่ค่าหนึ่ง ที่ทำให้ค่า $X_L = X_C$ ณ จุดนี้จะให้ค่ากระแสไหลผ่านวงจรมากที่สุด และให้กำลังงานกับวงจรมากที่สุด

ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ได้มีการนำวงจรพื้นฐานเรโซแนนซ์ มาประยุกต์ใช้ กับเพื่อช่วยในการจุดหลอดในสถานะเริ่มต้น โดยวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม (Series Resonant) สามารถจัดแบ่งออกเป็น 3 วงจรหลักคือ

1. วงจร เรโซแนนซ์อนุกรมกับ โหลด (Series-loaded-Resonant :SLR)
2. วงจร เรโซแนนซ์ขนานกับ โหลด (Parallel-loaded-Resonant :PLR)
3. วงจร เรโซแนนซ์อนุกรม-ขนานกับ โหลด (Series-Parallel-loaded-Resonant:SPLR)

ในการพิจารณา เลือกชนิดของวงจรเรโซแนนซ์มาประยุกต์ใช้กับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ นั้น เราจะทำการศึกษาที่ อัตราขยาย (Gain) ของวงจร โดยเปรียบเทียบระหว่างแรงดันเข้ากับแรงดันออก ซึ่งในการวิเคราะห์วงจรนี้ เราจะทำการสมมุติอุปกรณ์ทุกตัวที่ใช้มีคุณสมบัติในอุดมคติ และพิจารณาว่า หลอดฟลูออเรสเซนต์เป็นโหลดที่เป็นความต้านทานเพียงอย่างเดียว ซึ่งจะเป็นจริงก็ต่อเมื่อหลอดทำงานที่ความถี่สูงมากพอ

3.2.1 วงจรเรโซแนนซ์อนุกรมกับโหลด (Series-loaded-Resonant : SLR)



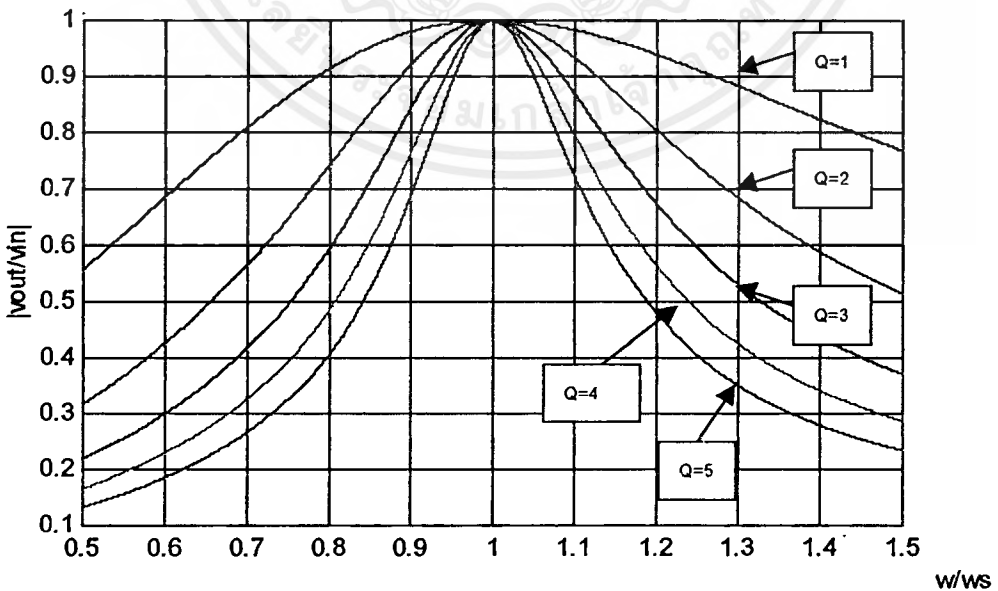
รูปที่ 7 แสดงวงจรพื้นฐานเรโซแนนซ์อนุกรมกับโหลด

จากรูปจะเป็นวงจรพื้นฐานเรโซแนนซ์อนุกรมกับโหลด (Series-loaded-Resonant :SLR) ซึ่งลักษณะของวงจรจะเป็น โหลดความต้านทานต่อลักษณะอนุกรมอยู่กับตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ซึ่งเราสามารถหาทรานเฟอร์ฟังก์ชัน(Transfer Function) ได้ดังนี้

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q_s^2 \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega} \right)^2}}$$

โดยที่ $\omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC_s}}$ และ $Q_s = \frac{\omega_s L}{R} = \frac{1}{\omega_s C_s R}$

จากทรานเฟอร์ฟังก์ชันของวงจรเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมกับโหลด(SLR) เราสามารถนำมาพลอต (Plot) กราฟได้ดังรูปข้างล่าง

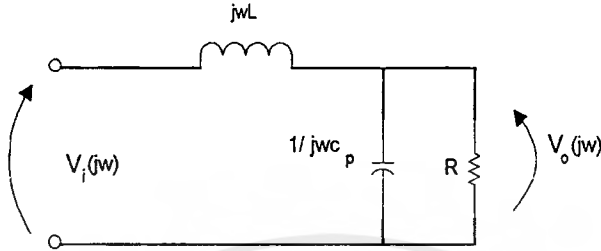


รูปที่ 8 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายเทียบกับความถี่เรโซแนนซ์

ของ วงจรเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรมกับโหลด(SLR) โดยมีค่า Q=1-5

3.2.2 วงจรเรโซแนนซ์ขนานกับโหลด (Parallel-loaded-Resonant :PLR)

สำหรับวงจรพื้นฐานแบบนี้ ตัวความต้านทานที่จะเป็นโหลดจะต้องขนานกับตัวเก็บประจุ แล้วไปอนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ดังรูป



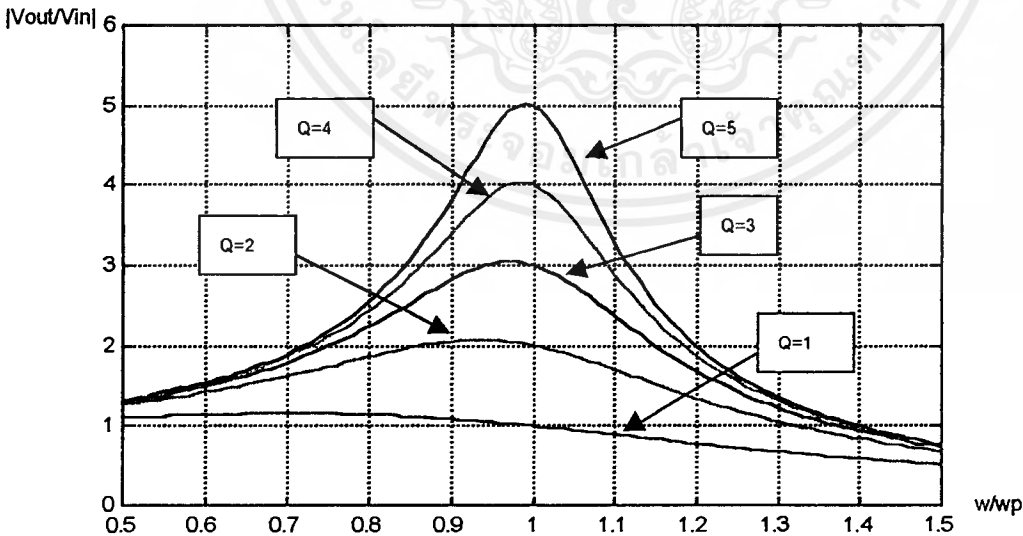
รูปที่ 9 วงจรพื้นฐานเรโซแนนซ์ขนานกับโหลด

จากรูปสามารถหาทรานเฟอร์ฟังก์ชันได้ดังนี้

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 - \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2\right)^2 + \left(\frac{\omega}{\omega_p Q_p}\right)^2}}$$

โดยที่ $\omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC_p}}$ และ $Q_p = \frac{R}{\omega_p L} = \omega_p C_p R$

จากทรานเฟอร์ฟังก์ชันของ Parallel Resonant เราสามารถนำมาพลอตกราฟได้ดังรูปที่ 10



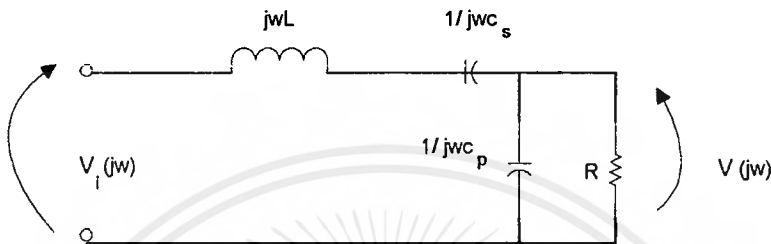
รูปที่ 10 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายเทียบกับความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรเรโซแนนซ์ขนานกับโหลด(PLR) โดยมีค่า Q=1-5

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.3 วงจรพื้นฐานเรโซแนนซ์อนุกรม-ขนานกับโหลด (Series-Parallel

loaded-Resonant :SPLR)

ส่วนวงจรสุดท้ายเป็นวงจรที่มีการต่อทั้งอนุกรม และขนานอยู่ในวงจรเดียวกันโดยสามารถเห็นลักษณะในการต่อวงจรดังรูปที่ 11



รูปที่ 11 วงจรพื้นฐานเรโซแนนซ์อนุกรม-ขนานกับโหลด

จากรูปสามารถเขียนเป็นทรานเฟอร์ฟังก์ชันได้ดังนี้

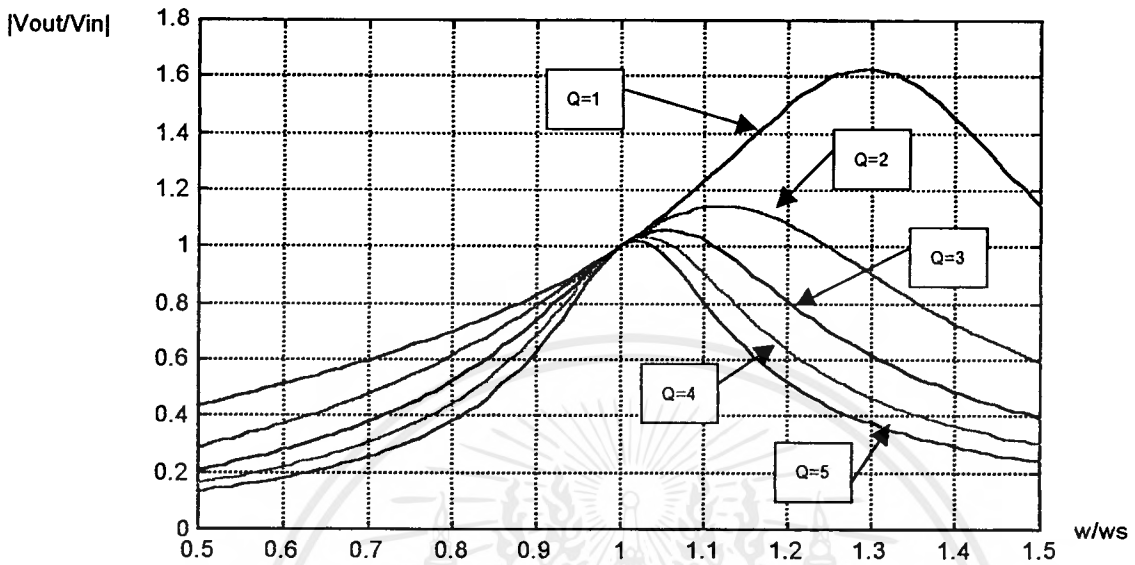
$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \frac{C_p}{C_s} - \left(\frac{\omega}{\omega_p}\right)^2\right)^2 + Q_s^2 \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega}\right)^2}}$$

ทั้งนี้หาก $C_p = C_s$ จะได้สมการใหม่เป็น

$$\left| \frac{V_o(j\omega)}{V_i(j\omega)} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(2 - \left(\frac{\omega}{\omega_s}\right)^2\right)^2 + Q_s^2 \left(\frac{\omega}{\omega_s} - \frac{\omega_s}{\omega}\right)^2}}$$

จากทรานเฟอร์ฟังก์ชันของ Series-Parallel loaded Resonant เราสามารถนำมาพลอตกราฟได้ดังรูป 12

$$C_s = C_p$$



รูปที่ 12 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายเทียบกับความถี่เรโซแนนซ์ของ วงจรเรโซแนนซ์ชนิดอนุกรม-ขนานกับโหลด (SPLR) โดยมีค่า $Q=1-5$

จาก กราฟทั้ง 3 แบบเราจะพบว่าวงจรเรโซแนนซ์ทุกแบบจะทำงานเป็นแบบวงจรกรองความถี่โดยที่ SLR และ SPLR จะเป็นวงจรกรองความถี่แบบ Band Pass Filter ในขณะที่ PLR จะเป็นวงจรกรองความถี่แบบ Low Pass Filter ถึงอย่างไรก็ตาม จากการทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์ จะมีค่าความต้านทานที่สูงมากขณะที่จุดหลอด และจะมีค่าความต้านทานที่ลดลงเมื่อหลอดทำงานอยู่ในสภาวะที่เสถียรภาพ ดังนั้น วงจรที่จะนำมาประยุกต์ใช้ในการจุดหลอด และทำงานแทนบัลลาสต์แบบแมกเนติก จึงต้องเป็นวงจรแปลงกระแสสลับที่การทำงานขึ้นอยู่กับโหลดที่ต่ออยู่ (load dependent) ซึ่งก็คือจะต้องสามารถให้แรงดันด้านออกที่สูงมากพอในขณะที่จุดหลอด และลดลงเมื่อหลอดทำงานในสภาวะปกติ ทั้งนี้เมื่อหลอดทำงานที่ความถี่สูงนั้นจะเสมือนว่าเป็นโหลดที่เป็นความต้านทานเพียงอย่างเดียว ซึ่งต่างจากการทำงานที่ความถี่ต่ำซึ่งจะพบว่า ค่าความต้านทานของโหลดจะประกอบไปด้วย ค่าอิมพีแดนซ์ในหลายรูปแบบต่อรวมกันอยู่ทั้งตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ และความต้านทาน

จากรูปที่ 8 เราจะพบว่าวงจร SLR นั้นจะให้ค่า อัตราขยาย(gain) ได้มากที่สุดจะไม่เกิน 1 ซึ่งจะหมายความว่า การนำวงจร SLR มาประยุกต์ใช้กับ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์นั้น แรงดันด้านเข้า

ต้องมีค่ามากกว่าแรงดันที่ใช้ในการจุดหลอดฟลูออโรสเซนส์ หรือเราอาจจำเป็นต้องใช้หม้อแปลงปรับแรงดันสูงขึ้นมาเพื่อช่วยในการจุดหลอด ดังนั้นเราจึงไม่น่าวางจรมีมาใช้

จากรูปที่ 10 เราจะพบว่าค่า Q (Quality Factor) นั้นจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความต้านทานของโหลด ดังนั้นจากคุณสมบัติดังกล่าวจะทำให้แรงดันด้านออกมีค่าสูงมากพอในการจุดหลอด และค่า gain ที่ได้จะมีค่ามากทำให้เหมาะสมที่จะใช้งาน โดยที่แรงดันด้านเข้ามีค่าแรงดันต่ำได้

จากรูปที่ 12 จะพบว่าค่า gain ที่วางจรมสามารถให้ได้มีค่ามากกว่า 1 แต่ถึงอย่างไรก็ตามหากแรงดันด้านเข้ามีค่าแรงดันต่ำ ก็อาจทำให้แรงดันด้านออกมีไม่มากพอที่จะจุดหลอด จำเป็นต้องใช้หม้อแปลงปรับแรงดันสูงขึ้นมาเพื่อช่วยในการจุดหลอด

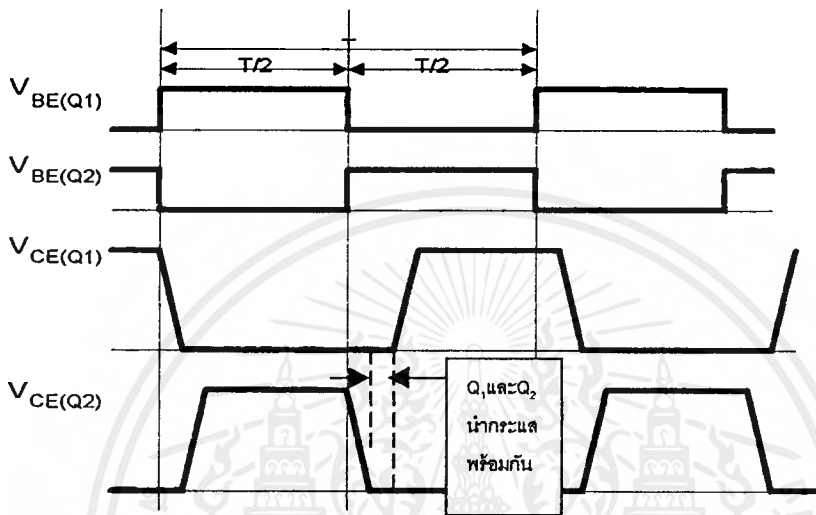
โดยสรุปแล้วจะเห็นได้ว่าหากมีการนำวางจรมพื้นฐานเรโซแนนท์มาประยุกต์เป็นบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่มีแรงดันด้านเข้าต่ำแล้ว วงจรเรโซแนนท์แบบอนุกรมชนิดขนานกับโหลด (PLR) จะเหมาะสมมากที่สุด

3.3 ค่าเวลาเพื่อ t_D (Dead Time) สำหรับการสวิตชิงในคอนเวอร์เตอร์

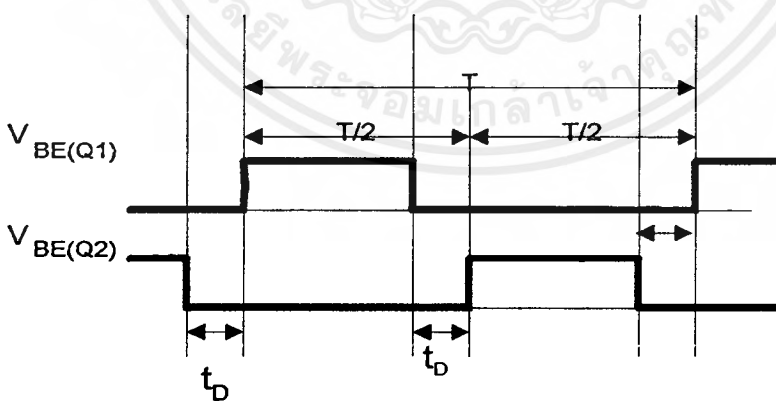
การกำหนดเวลาเพื่อไว้เพื่อไม่ให้ทรานซิสเตอร์มีช่วงนำกระแสมากเกินไปมีเหตุผลหลักสองประการ คือ

1. ถ้าไม่มี การจำกัดช่วงเวลานำกระแสเอาไว้เมื่อเกิดกรณีโหลดดึงกระแสมากขึ้นวงจรควบคุมจะสั่งงานให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ มีค่าช่วงเวลานำกระแสเพิ่มขึ้นทำให้ช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือมีค่าลดลง และเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของหม้อแปลง แกนเฟอร์ไรต์จะเข้าสู่จุดอิ่มตัวอย่างรวดเร็วทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เสียหายได้
2. ถึงแม้ว่าจะกำหนดให้วงจรควบคุมสั่งงานเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่ครึ่งหนึ่งของคาบเวลาทำกันแล้วก็ตาม เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ก็ยังไม่ปลอดภัยเพียงพอเพราะการตอบสนองของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อาจเป็นไปได้ช้า เนื่องจากการเกิดประจุสะสมขึ้นในทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส เมื่อหยุดจ่ายกระแสไปแอสให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ที่เวลา $t = T/2$ ประจุสะสมจะทำให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสต่อไปอีกชั่วขณะหนึ่งก่อนที่กระแสจะมีค่าลดลงจนมีค่าเป็นศูนย์ ในขณะที่เดียวกันกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือเริ่มได้รับกระแสไปแอสที่เวลา $t = T/2$ เช่นเดียวกันทำ

ให้เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวเกิดนำกระแสพร้อมกัน ในกรณีที่แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวขณะนำกระแสจะเท่ากับค่าของแรงดันอินพุต และทำให้เกิดการเสียหายอย่างรวดเร็ว



รูปที่ 13 แสดงการหน่วงของช่วงเวลานำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เนื่องจากประจุสะสมเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์นำกระแสพร้อมกัน



รูปที่ 14 แสดงการกำหนดค่าเวลาเพื่อ t_D ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์

3.4 หลักการในการเลือกตัวสวิตชิงในตัวอินเวอร์เตอร์

ตัวสวิตชิงที่นิยมใช้กันในปัจจุบันมีอยู่ 2 ตัวคือ ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Junction Power Transistor) และ เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) ซึ่งก็มีลักษณะการทำงานแตกต่างกันออกไป

3.4.1 ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ (Bipolar Junction Power Transistor)

ในการเลือกใช้ทรานซิสเตอร์สำหรับการออกแบบในตัวอินเวอร์เตอร์นั้นเราต้องคำนึงถึง

- 1.ความสามารถในการทนกระแสขณะปิดวงจร
- 2.ความสามารถในการทนแรงดันขณะเปิดวงจร
- 3.ความเร็วในการเปลี่ยนสถานะ
- 4.อัตราทนกำลังสูญเสีย

ความสามารถในการทนกระแสขณะปิดวงจรและความสามารถในการทนแรงดันขณะเปิดวงจรมันเราจะพิจารณาว่าเราใช้ตัวทรานซิสเตอร์ร่วมกับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบใด ส่วนความเร็วในการเปลี่ยนสถานะนั้นขึ้นอยู่กับความถี่ที่จะใช้งาน

ส่วนอัตราทนกำลังสูญเสียนั้นขึ้นอยู่กับเงื่อนไข 2 ประการคือ

- 1.อุณหภูมิเฉลี่ยที่รอยต่อ (Average Junction Temperature)
- 2.เซคันด์ารีเบรคดาวน์ (Secondary Breakdown)

โดยทั่วไปผู้ผลิตมักจะให้กราฟแสดงพิกัดปลอดภัย SOA (Safe Operating Area) มาพร้อมกับข้อมูล (Data Sheet) ที่ให้มากับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละเบอร์ กราฟ SOA จะแสดงพิกัดค่าต่างๆของกระแสและแรงดัน ขณะทำงานของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ที่จะไม่ทำให้อุณหภูมิเฉลี่ยที่รอยต่อสูงเกินกว่าที่มันจะทนได้และไม่ทำให้เกิดเซคันด์ารีเบรคดาวน์ (Secondary Breakdown) ขึ้น

นอกจากคุณสมบัติเฉพาะตัวที่กล่าวมาแล้ว เรายังพบว่าการทำงานเป็นสวิตช์ของทรานซิสเตอร์จะเกิดกำลังสูญเสียในรูปความร้อนในตัวไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ซึ่งเป็นคุณสมบัติที่สำคัญอีกข้อหนึ่งในการใช้งานทรานซิสเตอร์ให้ได้ประสิทธิภาพสูงสุด

กำลังงานสูญเสียในรูปความร้อนของไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ แบ่งออกได้ 2 ลักษณะคือ

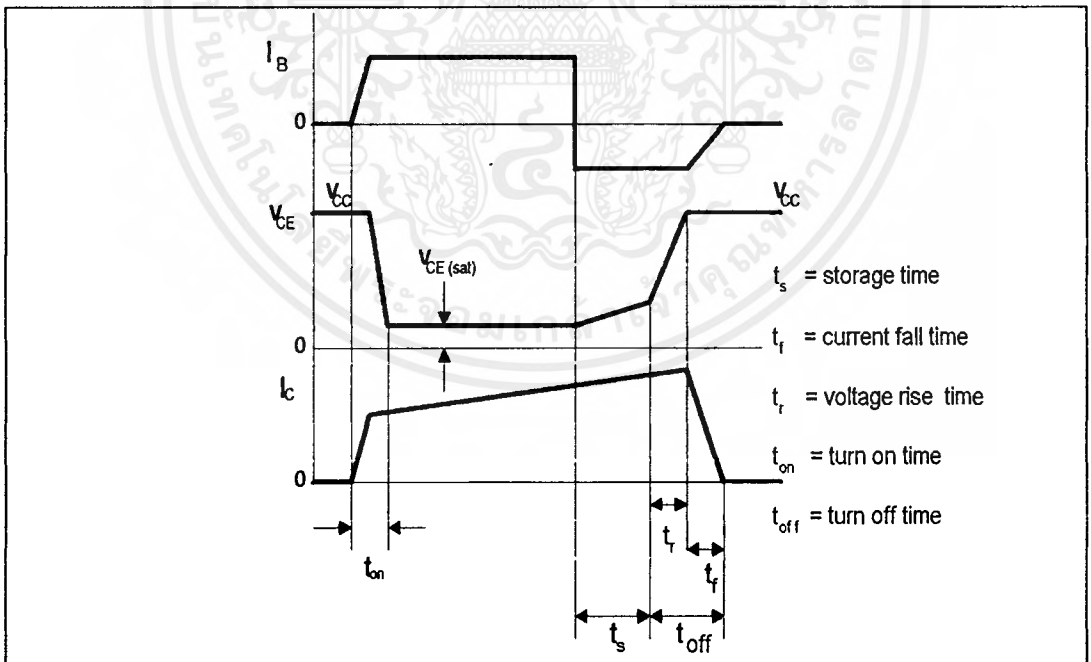
1. กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน (Switching Loss)
2. กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะนำกระแสที่จุดอิ่มตัว (Saturation loss)

จากการเกิดกำลังสูญเสียทั้ง 2 ลักษณะจะส่งผลต่อกำลังงานโดยรวมของวงจรคอนเวอร์เตอร์ แต่กำลังงานสูญเสียที่สำคัญที่เราต้องนำมาพิจารณา คือกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน (Switching Loss) โดยกำลังงานสูญเสียจะเกิดขึ้นได้ทั้งในขณะเริ่มนำกระแส และขณะเริ่มหยุดนำกระแส

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน (Switching Loss)

1. กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแส

เมื่อเริ่มให้กระแสไปแอส ที่ขาเบสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ กระแสคอลเลกเตอร์ของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่แรงดันตกคร่อมคอลเลกเตอร์และ อิมิตเตอร์ (V_{CE}) จะยังคงมีค่าเท่ากับ V_{CC} และจะใช้เวลาช่วงหนึ่ง คือ t_{on} เพื่อลดค่าแรงดันลงมาเป็น $V_{CE(sat)}$ ดังรูปข้างล่าง กำลังสูญเสียที่จะเกิดขึ้นในช่วงเวลา t_{on} นี้เนื่องจากทรานซิสเตอร์มีแรงดันตกคร่อมตัวมันสูงขณะมีกระแสไหล อย่างไรก็ตามช่วงเวลา t_{on} นี้ค่อนข้างสั้นและกระแสเริ่มต้นที่ไหลผ่านมักมีค่าต่ำ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงนี้จึงมีค่าต่ำ



รูปที่ 15 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส

2. กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส

เมื่อหยุด กระแส ไบแอสและป้อนกระแสไบแอสค่าลบให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อหยุดการนำกระแส เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะยังคงนำกระแสต่อไปอีกเป็นเวลา t_s ซึ่งเป็นผลจากการเกิดประจุสะสมขึ้นใน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส ช่วงเวลา t_s นี้เรียกว่า ช่วงเวลาสะสม (Storage time) และขณะช่วงเวลา t_s นี้แรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์จะเริ่มเพิ่มขึ้นและเกิดกำลังงานสูญเสียมากกว่าเมื่อมันนำกระแสขณะมีกระแสไบแอสอยู่

จากนั้นแรงดันที่ขาคอลเลกเตอร์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ในขณะที่ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ยังคงนำกระแสอยู่ในช่วงเวลา t_r (Voltage rise time) เมื่อประจุสะสมในตัว เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มลดลง กระแสที่คอลเลกเตอร์จะเริ่มลดลงและใช้เวลาเท่ากับ t_f (Current fall time) เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จึงหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่ากำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในช่วงเวลา t_r และ t_f จะมีค่าสูง และเป็นช่วงที่ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เกิดกำลังงานสูญเสียมากที่สุดขณะทำงาน ช่วงเวลา t_r+t_f จะเรียกว่า ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (turn off time)

จากข้างต้นเราจะเห็นว่าทำให้กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแสมีค่าน้อยที่สุด จะทำให้การใช้งาน เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุด และลดความร้อนที่จะเกิดขึ้นกับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะทำงานด้วย

วงจรขับกระแสไบแอส

ไบโพลาร์ เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เป็นอุปกรณ์ที่ต้องกระตุ้นการทำงานโดยการให้กระแสไบแอสที่ขาเบส เพื่อให้มันนำกระแสและหยุดนำกระแสได้ และการลดประจุสะสมที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ขณะนำกระแส จะขึ้นอยู่กับลักษณะของกระแสไบแอสที่ให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ดังนั้นการจับวงจรขับกระแสไบแอสที่ถูกตรงจะช่วยลดกำลังงานสูญเสียให้กับเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้

วงจรขับกระแสไบแอสโดยทั่วไปจะทำได้ใน 2 ลักษณะใหญ่ๆ คือ

1. วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive)

สำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์โดยทั่วไปที่กำลังไม่สูงนักจะนิยมใช้ วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสคงที่ (Fixed Base Drive) ด้วยค่ากระแสที่มากพอที่จะทำให้ทรานซิสเตอร์นำ

กระแสที่จุกอิมตัวอยู่ตลอดเวลา แต่วิธีนี้จะทำให้ค่าประจุสะสมในทรานซิสเตอร์ค่อนข้างสูงและใช้เวลานานในการหยุดนำกระแส

2. วงจรขับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเลกเตอร์ (Proportion Base drive)

วงจรถับกระแสไบแอสด้วยกระแสเบสเป็นสัดส่วนกับกระแสคอลเลกเตอร์ (Proportion Base drive) นี้ค่ากระแสไบแอสที่ขาเบสจะขึ้นอยู่กับค่ากระแสที่ไหลผ่านคอลเลกเตอร์ ประจุสะสมจะเกิดขึ้นน้อย การหยุดนำกระแสจะเป็นไปอย่างรวดเร็ว แต่วงจรค่อนข้างจะยุ่งยากและเสียค่าใช้จ่ายมากกว่า จึงมักนิยมใช้กับคอนเวอร์เตอร์ที่มีกำลังสูงๆเท่านั้น

3.4.2 เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor)

เพาเวอร์มอสเฟต (MOSFET Power Transistor) สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 50 kHz ไปจนถึงประมาณ 200-400 kHz เนื่องจากตัวมันใช้เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบัน มีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปได้อีกซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของอินเวอร์เตอร์

ข้อพิจารณาในการเลือกใช้งานเพาเวอร์มอสเฟต

สำหรับเพาเวอร์มอสเฟต จะไม่เกิดเซกชันคาร์เรียเรคคาวน์เหมือนกับ ไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ เพราะค่าความต้านทานระหว่างเดรน(Drain) และซอร์ส(Source) ขณะนำกระแส จะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้น ทำให้กระแสที่ไหลผ่านมีค่าน้อยลง ต่างจากกรณีไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ซึ่งจะเกิดเซกชันคาร์เรียเรคคาวน์ เมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นกระแสจะไหลมากขึ้นซึ่งจะเกิดการพังทลายได้อย่างรวดเร็ว เพาเวอร์มอสเฟตจึงมีพิสัยความปลอดภัยในกราฟ SOA กว้างกว่าเมื่อเทียบกับ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ และเนื่องจากเพาเวอร์มอสเฟต ไม่เกิดเซกชันคาร์เรียเรคคาวน์ อัตราทานกำลังสูญเสียสูงสุดของมันจะถูกจำกัดด้วยค่าความร้อนที่เกิดขึ้นภายในรอยต่อที่ตัวมันเท่านั้น เช่นเดียวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ในการทำงานเป็นสวิทช์ของเพาเวอร์มอสเฟต จะเกิดกำลังงานสูญเสียเกิดขึ้นซึ่งเราสามารถพิจารณาได้ดังนี้

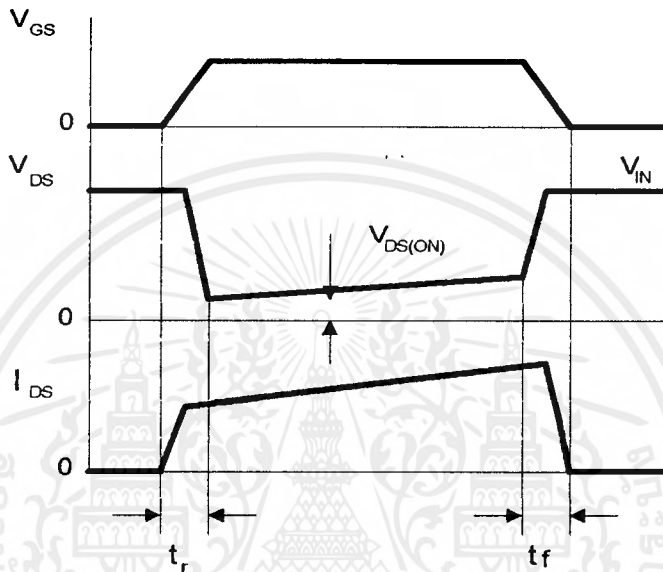
กำลังสูญเสียในรูปความร้อนของเพาเวอร์มอสเฟต

กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะเช่นเดียวกับ ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ คือ

1. กำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะ

2. กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส

แต่สำหรับมอสเฟตแล้วจะมีช่วงเวลาดำเนินการและช่วงเวลาที่เริ่มหยุดนำกระแส ต่ำกว่าไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์มาก เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีประจุสะสมเกิดขึ้นจึงไม่มี



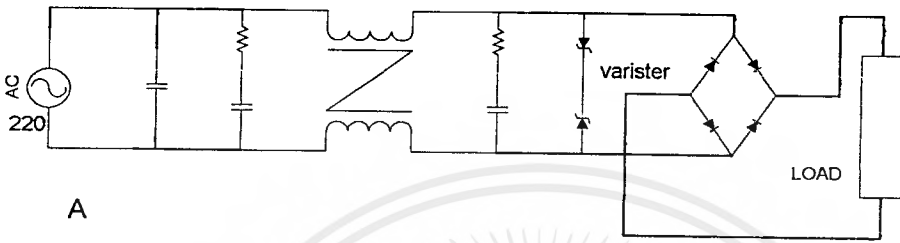
รูปที่ 16 แสดงลักษณะของกระแสและแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์มอสเฟต เมื่อเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแส

ปัญหาในลักษณะเดียวกับไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์ อย่างไรก็ตามเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทานขณะนำกระแสค่อนข้างสูง การสูญเสียของขณะนำกระแสจึงสูงกว่า ไบโพลาร์ทรานซิสเตอร์

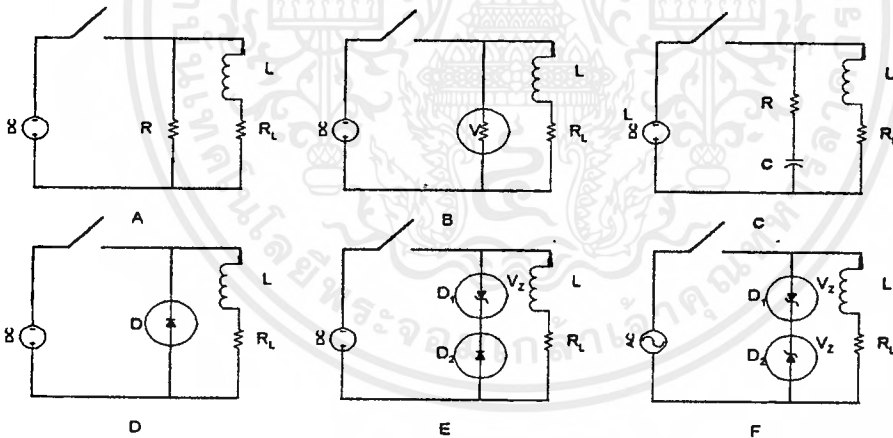
3.5 วงจรกรองแบบพาสซีฟใช้ LC (Passive Filter)

วงจรกรองด้านเข้า (input line filter) มีความสำคัญเพราะจะช่วยลดการรบกวนคลื่นวิทยุ (Radio-Frequency Interference : RFI) ที่ความถี่สูง และการรบกวน EMI ที่เกิดจากวงจรแปลงผัน (converter) อีกทั้งยังช่วยลดผลของทรานเซียนต์จากสายส่งไม่ให้ไปทำความเสียหายให้วงจร โดย ความถี่ที่เป็น lowpass cut off ของ filter นี้ จะไม่สูงเกิน 2-3 เท่าของความถี่ในการทำงานของวงจร

วงจรกรองด้านเข้าแบบพาสซีฟมีได้หลายแบบ ซึ่งจะประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ และอุปกรณ์ป้องกันแรงดันเกิน (วาริสเตอร์) และแบบที่เราได้นำมาใช้คือ แบบต่อวาริสเตอร์ไว้หน้าวงจรบริดจ์



รูปที่ 17 ตัวอย่างวงจรกรอง L-C แบบต่อวาริสเตอร์ก่อนหน้าไดโอดบริดจ์



รูปที่ 18 รูปแบบของวงจรกรองหน้าสั้มผัสแบบต่างๆ .

3.6 การใช้อุปกรณ์ป้องกันแรงดันทรานเซียนต์

ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ควรต่ออุปกรณ์ป้องกันแรงดันทรานเซียนต์ (transient voltage suppressor) เพราะอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำมีจุดอ่อนประการหนึ่ง คือ ไม่สามารถทนแรงดันเกินได้ ดังนั้นในวงจรจึงควรมีการป้องกันแรงดันเกิน ซึ่งสามารถทำได้ 3 แนวทาง คือ

และกำลังชั่วขณะ (P) สูงสุดจากการทำงานจริงของวงจรต้องมี ค่าไม่เกินขีดจำกัดสูงสุดของ I, E, P ของวาริสเตอร์ที่ได้อีก คือ

$$I' \leq I_{\max}$$

$$E' \leq E_{\max}$$

$$P' \leq P_{\max}$$

ก) เลือกพิกัดการทนกระแสกระชาก (maximum inrush current) ขึ้นกับจำนวนพัลส์กระแส และความกว้างของพัลส์กระแสด้วย โดยปกติค่าที่แสดงในสเปกของวาริสเตอร์จะเป็นค่าที่ประมาณความกว้างพัลส์ เป็นสี่เหลี่ยมขนาดความกว้าง (t_R) เป็น 20 μ F หรือ 2 ms ดังนั้นหากเป็นพัลส์ต่าง ๆ ก็ต้องแปลงเป็นพัลส์รูปสี่เหลี่ยมที่มีความกว้างพัลส์เป็นค่ามาตรฐาน เพื่อหาค่ายอดของกระแสเสร็จแล้วใช้ กราฟการเสื่อมพิกัด (derating curve) ช่วย (หมายเหตุ เลือกพิกัดจากกระแสเสร็จ ไม่ใช่แรงดันเสร็จ)

ข) เลือกพิกัดการทนกำลัง (maximum energy absorption) ซึ่งคำนวณได้ง่าย ๆ โดยการแปลงรูปคลื่นที่ตรวจวัดได้จากออสซิลอโคป ให้ประมาณเป็นรูปสี่เหลี่ยม เพื่อหาค่าพลังงาน หรือพื้นที่ใต้กราฟ จากสมการ

$$E_{\max} = V_{\max} I_{\max} t_R$$

โดยที่

E_{\max} = การดูดซับกำลังเกินสูงสุด (maximum energy absorption)

V_{\max} = แรงดันคร่อมวาริสเตอร์ขณะที่กระแสชั่วครู่มีค่าสูงสุด (voltage across the varistor at i_{\max})

t_R = ความกว้างพัลส์ (pulse width) (หน่วยเป็นวินาที)

ในการคิดโหลดที่วาริสเตอร์จะต้องทนได้นั้น ควรเผื่อกรณีที่เลวที่สุด (worst case condition) เช่น หากวาริสเตอร์ต่ออยู่ในวงจรที่มีตัวเหนี่ยวนำค่า L อยู่ในวงจร วาริสเตอร์จะต้องทนพลังงานทั้งหมด $0.5 LI^2$ ของการคายพลังงานจากตัวเหนี่ยวนำในวงจรซึ่งเป็นการคิดเผื่อไว้เพื่อความปลอดภัย

ค) เลือกพิกัดการกระจายกำลังเฉลี่ย (maximum average power dissipation) จากขั้นตอน ในข้อ 2.1-2.2 ก็เพียงพอในการเลือกเบอร์วาริสเตอร์ได้ แต่ในการเลือกใช้วาริสเตอร์ ควรตรวจสอบดูด้วยว่า วาริสเตอร์ค่าที่เลือกมานั้นยังคงมีพิกัดการกระจายกำลังเฉลี่ยสูงกว่าพิกัดกำลังใช้งาน เช่น คำนวณจากสมการ

$$T_{\min} = E' / P_{\max}$$

โดยที่ T_{\min} = คาบเวลาของกระแสเสร็จ (วินาที)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

E' = ค่ากำลังเกินที่ดูดซับในแต่ละคาบ (value of an individual energy absorption cycle)

P_{max} = ค่ากำลังสูงสุด (maximum power dissipation) (หน่วยเป็นวัตต์)
จากเกณฑ์ข้างต้นก็จะสามารถเลือกเบอร์ของวาริสเตอร์ได้จากแคตตาล็อก

3. พิจารณาตรวจสอบว่า แรงดันเกินที่อาจเกิดขึ้นได้ ในการทำงานของวาริสเตอร์เบอร์ที่เลือกมีค่าไม่มากกว่าความคงทนทางไฟฟ้าของอุปกรณ์ในวงจรที่ป้องกัน

3.7 ไดโอดคอมมิวเตติง (Commutating Diode)

ซึ่งต่อคร่อม Q_1 และ Q_2 มีหน้าที่อยู่ 2 อย่างคือ

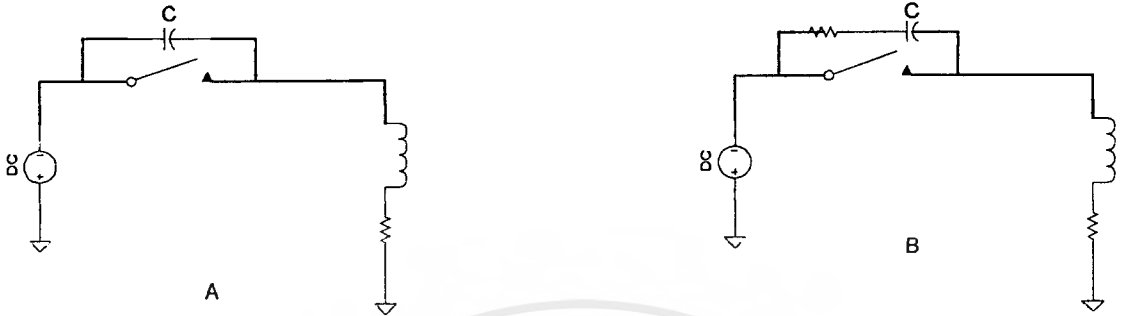
3.7.1 ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ (spike) ในขณะที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส เนื่องจากความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้จะถูกถ่ายเทออกไปยังตัวคอมมิวเตติงไดโอด จึงเป็นการป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์เมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เริ่มหยุดนำกระแส

3.7.2 ในขณะที่ทรานซิสเตอร์ Q_1 หยุดนำกระแส ขดไฟปฐมวัย (primary) จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้น ถ้าไม่มีคอมมิวเตติงไดโอด Q_2 จะได้รับแรงดัน ที่ตกคร่อมที่คอลเลกเตอร์ (Collector) เป็นลบ ในขณะที่ Q_1 จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่า $V_{ce}/2$ ในกรณีนี้ D_{Q1} จะอยู่ในลักษณะไบแอสตรงจากแรงดันขดลวดไฟปฐมวัยและจะทำการลดค่าแรงดันนี้ลงไป ในทำนองเดียวกันเมื่อ Q_2 เริ่มหยุดนำกระแส ไดโอด D_{Q1} จะทำหน้าที่เช่นเดียวกันเป็นการป้องกันเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ จะพบว่าไดโอดที่นำมาใช้เป็นคอมมิวเตติงไดโอดนั้น จะต้องเป็นชนิด Fast Recovery หรือ Ultrafast Recovery และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้ออย่างน้อย 2 เท่าของแรงดันตกคร่อมทรานซิสเตอร์ขณะหยุดนำกระแส

3.8 การกำจัดทรานเซียนท์ของโหลดประเภทตัวเหนี่ยวนำ

- มีไว้เพื่อ
1. ป้องกันสวิตช์ที่ควบคุมโหลดที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ
 2. ลดสัญญาณรบกวนที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำ

3.8.1 วงจรป้องกันหน้าสัมผัสสำหรับโหลดที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ (snubber)



รูปที่ 19 วงจรป้องกันหน้าสัมผัส แบบคร่อมหน้าสัมผัสที่ควบคุมโหลด

วงจรแบบ C network

รูปที่ 19 A เป็นการกำจัดอาร์คจากการหยุดไหลของกระแส ขณะหน้าสัมผัสเปิดออก (off) ถ้าตัวเก็บประจุมีค่ามากพอ ขณะที่สวิตช์เปิดออก จะมีกระแสดกค้าง ซึ่งเป็นผลมาจากตัวเหนี่ยวนำ (L) จะทำให้กระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุ เก็บไว้ จึงไม่ผ่านสวิตช์ หรือผ่านน้อย จึงไม่มีการอาร์คเกิดขึ้น โดยตัวเก็บประจุจะถูก charge จนมีแรงดัน $= V_{dc}$ เมื่อสวิตช์ปิดลง (on) จะทำให้ตัวเก็บประจุ discharge กระแสโดยผ่านทางสวิตช์ ยิ่งค่าตัวเก็บประจุมีมาก และแหล่งจ่ายไฟมีแรงดันสูงมากเท่าไร ก็จะทำให้สวิตช์เสียหายอันเนื่องจากการอาร์คมากขึ้น เพราะจะมีพลังงานที่สะสมในตัวเก็บประจุมาก

วงจรแบบ R-C network

เป็นการแก้ไขข้อเสียของวงจรแบบ รูป 19 A เมื่อ สวิตช์ปิดลงตัวต้านทานจะเป็นตัวช่วยจำกัดกระแส discharge ของตัวเก็บประจุ โดยมีข้อควรคำนึงถึง 2 คือ

- 1) ขณะสวิตช์ปิด (on) ควรเลือกค่าความต้านทานต่ำที่สุดที่ขั้วนำที่จำกัดกระแส ไม่ให้กระแส discharge ของตัวเก็บประจุไหลผ่านสวิตช์สูงกว่าค่ากระแสที่ทำให้เกิดการอาร์ค
- 2) ขณะสวิตช์เปิด (off) ควรเลือกค่าความต้านทานที่สูงที่สุด เพราะเมื่อน้ำสัมผัสเริ่มเปิดออก กระแสจะไหลผ่านตัวต้านทาน ทำให้มีแรงดันตกคร่อมสวิตช์ = IR ถ้า $R=R_{load}$ แล้ว จะทำให้แรงดันคร่อมสวิตช์ = V_{SOURCE} ดังนั้นโดยทั่วไปควรเลือกค่าตัวต้านทานที่ไม่ทำให้แรงดันคร่อมสวิตช์ มากกว่า V_{SOURCE} เลือกได้ดังนี้

$$\frac{V_{dc}}{I_A} < R < R_L$$

โดยที่ R_L คือ ค่าความต้านทานของโหลด

สำหรับค่าของตัวเก็บประจุที่จะเลือกใช้มีข้อกำหนด 2 อย่าง คือ แรงดันขอดที่คร่อมหน้าสัมผัสต้องไม่เกิน 300 โวลต์เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดก๊าซดิสชาร์จ และอัตราการเพิ่มแรงดันเริ่มแรกต้องน้อยกว่า 1 โวลต์/ไมโครวินาที เพื่อหลีกเลี่ยงการเกิดอาร์คดิสชาร์จ สำหรับในกรณีหลังจะเป็นได้เมื่อตัวเก็บประจุมีค่าน้อยกว่า 1 ไมโครฟารัดต่อกระแสโหลด 1 แอมป์

แรงดันขอดของตัวเก็บประจุจะคำนวณได้โดยสมมติว่า ค่าความต้านทานในวงจรมีค่าน้อยมาก และพลังงานจากขดลวดจะถ่ายเทให้แก่ตัวเก็บประจุแต่เพียงอย่างเดียว ภายใต้เงื่อนไขนี้

$$V_{C(peak)} = I_o \sqrt{\frac{L}{C}}$$

โดยที่ I_o คือ กระแสไหลผ่านโหลดขณะทีหน้าสัมผัสเริ่มเปิดออก ซึ่งจะหาค่า C ได้โดยแทนค่า $V_{C(peak)} = 300$ โวลต์ ดังนั้น

$$C \geq \left(\frac{I_o}{300} \right)^2 L$$

และเพื่อป้องกันอัตราการเพิ่มแรงดันให้น้อยกว่า 1 โวลต์/ไมโครวินาที

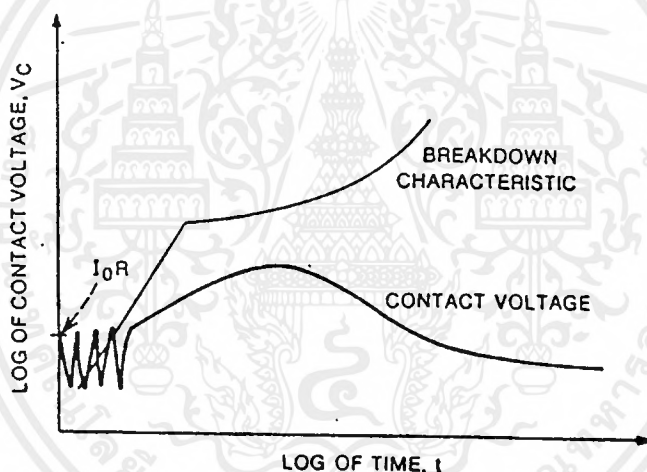
$$C \geq I_o \times 10^{-6}$$

ในบางกรณีอาจเกิดรีโซแนนซ์ระหว่าง L กับ C ทำให้เกิดการออสซิลเลชันได้ เพื่อป้องกันการออสซิลเลชัน (วงจรจะต้อง overdamp) ค่าของตัวเก็บประจุ

$$C \geq \frac{4L}{R_1^2}$$

โดยที่ R_1 คือความต้านทานรวมทั้งหมดที่ต้องอนุกรมอยู่กับ L และ C เช่นในรูป 19 B
 $R_1 = R_L + R$ บางครั้งอาจไม่คำนึงถึงการเกิดรีโซแนนซ์ เพราะค่าของตัวเก็บประจุจะมีค่ามากเกินไป

การใช้วงจร R-C เป็นที่นิยมกันอย่างกว้างขวางเพราะมีราคาถูก แต่ทำให้ผลไม่เต็มที่ เพราะเมื่อขณะที่หน้าสัมผัสเริ่มเปิด แรงดันคร่อมหน้าสัมผัสชั่วคราวมีค่าเท่ากับ $I_0 R$ ซึ่งทำให้เกิดการอาร์คขึ้นได้ในช่วงต้น ๆ ดังในรูปที่ 20 ซึ่งแสดงถึงแรงดันคร่อมหน้าสัมผัสกับแรงดันเบรคควาน์ ลักษณะการเกิดอาร์คที่หน้าสัมผัสได้อธิบายไว้ในตอนต้นแล้ว



รูปที่ 20 แรงดันคร่อมหน้าสัมผัสกับแรงดันเบรคควาน์

วงจรแบบ R-C-D network

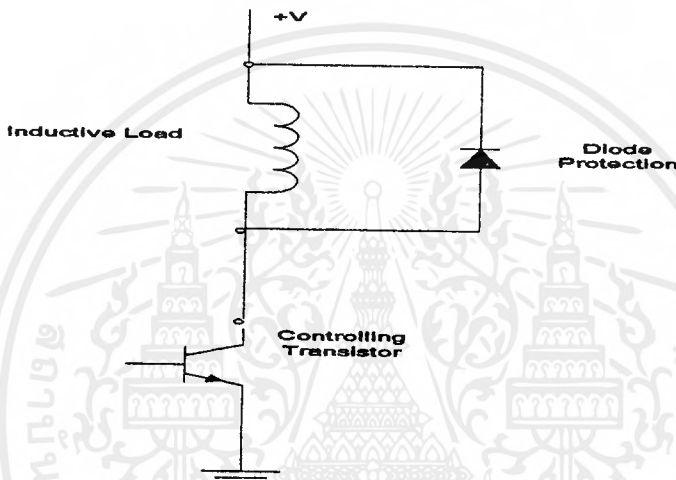
รูป 19 C แสดงถึงวงจรที่แก้ไขข้อเสียของรูป 19 A, 19 B แต่มีราคาแพงกว่าเมื่อน้ำสัมผัสเปิด ตัวเก็บประจุจะถูกชาร์จโดยมีขั้วตามที่แสดงไว้ในรูป เมื่อน้ำสัมผัสปิดลง ตัวเก็บประจุจะคายประจุผ่าน R ซึ่งเป็นตัวจำกัดกระแส ในขณะที่หน้าสัมผัสเปิด ไดโอดจะลัดวงจร ส่วนของ R เปรียบเหมือนไม่มีความต้านทานอยู่ในวงจร เป็นการแก้ปัญหาของการเกิดอาร์คเริ่มต้นดังที่กล่าว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แล้ว ไดโอดจะต้องมีแรงดันเบรคคววน (ของไดโอด) มากกว่าแรงดันของแหล่งจ่ายไฟ และมีอัตราทนกระแสที่จุดยอดมากเพียงพอ การคำนวณค่าของตัวเก็บประจุคิดเหมือนในกรณีวงจรแบบ R-C network ส่วนค่าความต้านทาน R นั้น เนื่องจากขณะที่หน้าสัมผัสเปิดไดโอดลัดวงจร ดังนั้น

$$R \geq \frac{10V_{dc}}{I_A}$$

วงจรป้องกันแบบ R-C-D network นี้ เป็นวิธีที่ดีที่สุดในการป้องกันหน้าสัมผัส แต่มีราคาแพง และใช้ในวงจรกระแสสลับไม่ได้

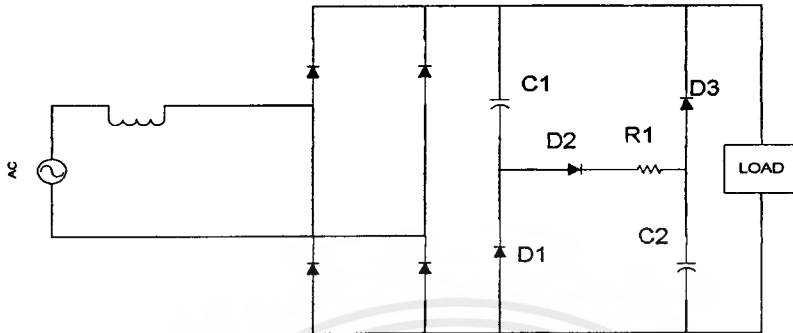


รูปที่ 21 วงจรป้องกันทรานเซียนท์ที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำ

การแนะนำในการเลือกใช้การป้องกันหน้าสัมผัส

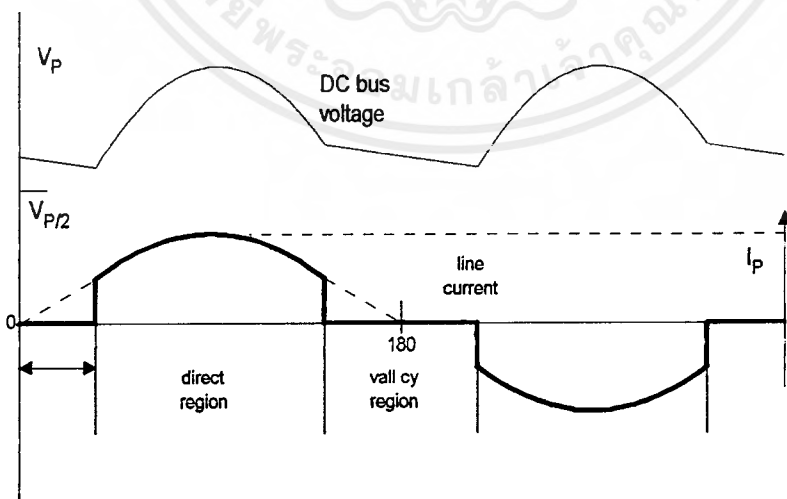
1. โหลดที่ไม่เป็นตัวเหนี่ยวนำ (noninductive load) และกระแสโหลดน้อยกว่า I_A ไม่ต้องมีวงจรป้องกัน
2. โหลดที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ และกระแสโหลดน้อยกว่า I_A ควรเลือกใช้ R-C เน็ทเวิร์ค หรือ ไดโอด เป็นวงจรป้องกัน
3. โหลดที่เป็นตัวเหนี่ยวนำ และกระแสโหลดมากกว่า I_A ควรใช้ R-C-D เน็ทเวิร์ค หรือ ไดโอด เป็นวงจรป้องกัน
4. โหลดที่ไม่เป็นตัวเหนี่ยวนำ และกระแสโหลดมากกว่า I_A เลือกใช้ R-C-D เน็ทเวิร์คเป็นวงจรป้องกัน

3.9 วงจรเพิ่ม Power Factor (High Power Factor Correction)



รูปที่ 22 แสดงวงจร Valley Fill (VF)

เป็นวงจรที่ประกอบไปด้วย $C_{electrolyte}$: C1, C2 , ไดโอด : D1-D3 และ R1 ดังรูป 22
 C1, C2 จะถูก charge กระแส ผ่าน D2 ให้แรงดันออกมาในช่วง Direct Region
 ให้ $V = V_{line, peak}$ และ C1, C2 จะ discharge กระแสผ่าน D1, D3 ในช่วง Valley Region เป็นช่วง
 $V = \frac{V_{line, peak}}{2}$ มีค่า V_{line} จะช่วยลดความผิดเพี้ยน (distortion) ของสัญญาณกระแสด้านเข้า ให้
 มีค่าใกล้เคียงสัญญาณ Sine ซึ่งจะทำให้กระแสฮาร์มอนิกลดลง ช่วยปรับปรุงค่า Power factor
 ของวงจรขึ้น

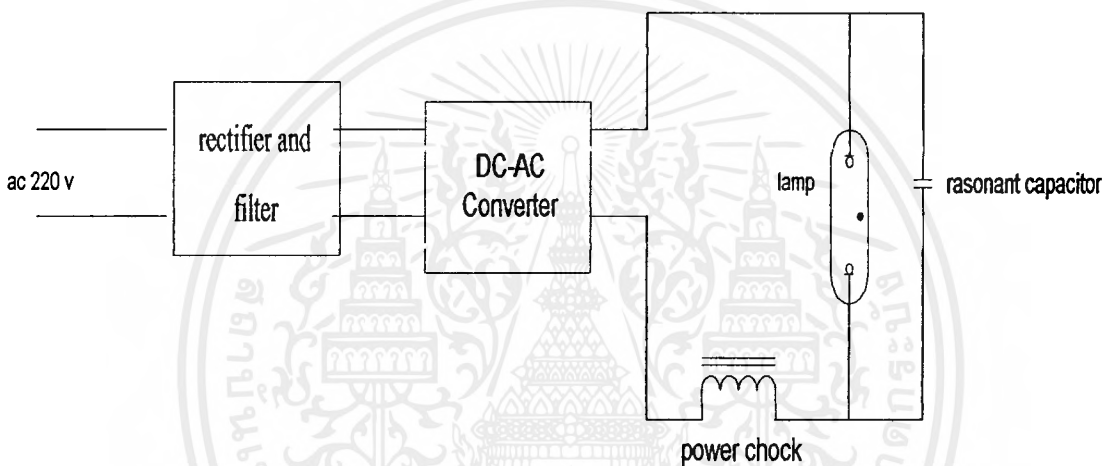


รูปที่ 23 วงจรสัญญาณแรงดันเมื่อเพิ่ม Valley Fill Circuit

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 4

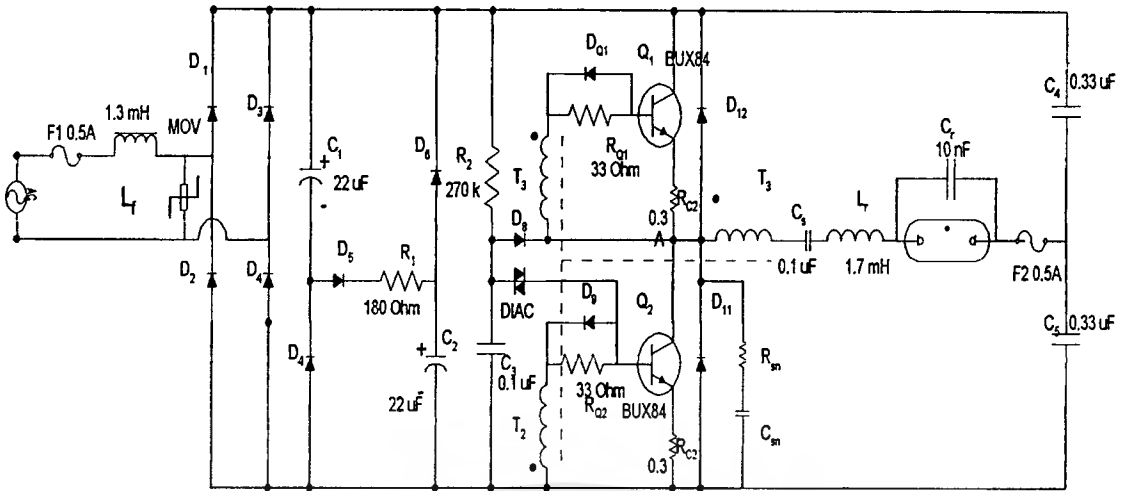
หลักการทํางานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบ Half Bridge Converter โดยใช้วงจรขับสวิตช์แบบ Saturable Reactor และ แบบใช้ IC เป็นตัวขับสวิตช์



รูปที่ 24 Block diagram ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

4.1 หลักการทํางานของ Self Half Bridge Series Resonant Parallel Loaded Inverter (Saturable Reactor)

หลักการนี้จะใช้ขดลวด เป็นหัวใจสำคัญของวงจร โดยจะให้ขดลวดด้านหนึ่งเป็นตัวเหนี่ยวนำให้อีก 2 ด้าน ทํางานสลับกัน เมื่อเกิดการอิ่มตัวของขดลวดไพรมารี โดยข้อดีของหลักการนี้คือ ใช้แกน terroide ซึ่งทํามาจากสาร ferrite จึงทําให้มีคุณสมบัติที่สามารถทํางานที่ความถี่สูงได้โดยมีค่าการสูญเสียต่ำ และมีข้อเสียคือ อิ่มตัวได้ง่าย ซึ่งสามารถประยุกต์ข้อเสียนี้นําไปใช้ในการขับ switch ให้ทํางานได้ดี อีกทั้งแกน terroide ยังมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา ซึ่งทําให้ขนาดของ Ballast ไม่ใหญ่มาก และราคาไม่แพงจนเกินไป



รูปที่ 25 วงจร Self Half Bridge Series Resonant Parallel load Inverter

ขั้นตอนการทำงาน

1. ตัวทรานซิสเตอร์ 2 ตัวทำหน้าที่เป็นสวิตช์ไวงานของอินเวอร์เตอร์ โดยทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 จะผลัดกันนำกระแสทำให้แรงดันที่จุด A มีค่าอยู่ระหว่าง 0 และแรงดันไฟตรงที่ออกจากวงจรเรกติไฟร์

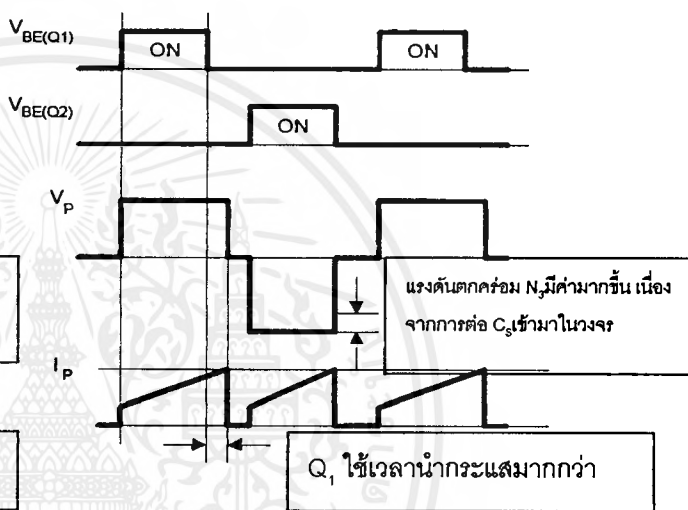
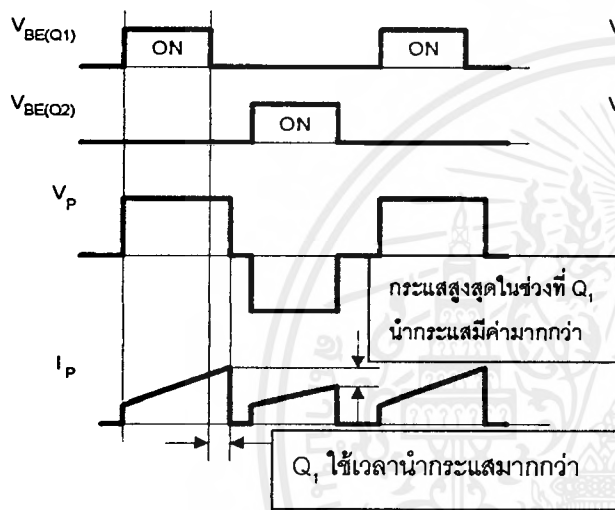
2. ไดโอด D_3 และ D_2 ที่ต่อพร้อมกับตัวทรานซิสเตอร์ ทำหน้าที่เป็นคอมมิวเตตติ้ง ไดโอด

3. หม้อแปลงกระแส T_2 ทำหน้าที่ขับทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 โดยการป้อนกระแสไหลผ่านขดลวด T_1 โดยขดลวด T_3 ใช้ในการขับนำทรานซิสเตอร์ Q_1 ส่วนขดลวด T_2 ใช้ในการขับนำทรานซิสเตอร์ Q_2 กระแสที่ใช้ในการขับนำทรานซิสเตอร์ทั้งสองจะมีขั้วตรงข้ามกัน และลักษณะการป้อนกลับจะต้องเป็นการป้อนกลับแบบบวก เพื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานได้เองโดยไม่ต้องมีแหล่งกำเนิดสัญญาณแยกต่างหาก ความถี่ในการทำงานของอินเวอร์เตอร์จะถูกกำหนด โดยขนาดของแกนที่ใช้ และผลคูณระหว่างแรงดันต่อรอบของหม้อแปลงกับเวลาตลอดจนความเร็วในการหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2

4. ตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง (Blocking Capacitor) ที่ต่อเข้ามาในวงจรนั้น มีหน้าที่หลักคือ ป้องกันการ ไม่สมมาตรฟลักซ์ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ขณะวงจรทำงาน และการ ไม่แมชชิ่ง (Matching) ของเพาเวอร์ ทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 อาจก่อให้เกิดปัญหาการ ไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้นได้ทั้งสิ้น

การต่อตัวเก็บประจุบล็อกกิ้ง C_6 คั่นเข้ามาในวงจรโดย C_6 จะทำให้ มีการเก็บประจุและคายประจุสลับกันไปตามทิศทางของกระแสที่ไหลในขดลวดไพรมารี T_1 ถ้าผลของการเกิดประจุสะสมทำให้ Q_1 และ Q_2 มีช่วงนำกระแสไม่เท่ากันก็จะทำให้การเก็บประจุและคายประจุของ C_6 ใช้เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เวลาไม่เท่ากันด้วย เป็นผลให้มีประจุเหลือค้างใน C_s และทำให้เกิดแรงดันตกคร่อม C_s นั่นคือ หากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวหนึ่งมีค่าช่วงเวลานำกระแสมากกว่า ในกรณีนี้ค่ากระแสสูงสุดจะมีค่ามากขึ้นตามช่วงเวลาที่ยาวขึ้นด้วย อย่างไรก็ตามก็จะทำให้มีประจุเหลือค้างใน C_s ดังนั้นเมื่อเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์อีกตัวเริ่มนำกระแส แรงดันตกค้างใน C_s จะช่วยเพิ่มค่าแรงดันตกคร่อมขดลวดไพรมารีมีค่ามากขึ้น ค่าของกระแสสูงสุดก็จะมีค่าเท่ากันได้และไม่เกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์ขึ้น(ดูภาพประกอบ)



รูปที่ 26.1 แสดงลักษณะของการไม่สมมาตรฟลักซ์ เนื่องจาก Q_1 ใช้เวลานานำกระแสมากกว่า Q_2

รูปที่ 26.2 แสดงลักษณะของการต่อตัวเก็บประจุ C_s ในวงจรเพื่อลดการไม่สมมาตรฟลักซ์

ตัวเก็บประจุ C_s ทำหน้าที่ปิดกั้นองค์ประกอบไฟฟ้ากระแสตรงจากอินเวอร์เตอร์ไม่ให้อ่านไปยังโหลด ตัวเก็บประจุที่เลือกใช้จะต้องมีค่า reactance ต่ำ สำหรับความถี่ในการทำงานของอินเวอร์เตอร์เพื่อให้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงถูกส่งผ่านไปยังโหลดโดยไม่ถูกลดทอนลงมากนัก

5. ตัวเก็บประจุ C_r ทำหน้าที่เป็นทางผ่านของกระแสที่ใช้ในการอุ่นไส้หลอด ทั้งในตอนเริ่มต้นและในภาวะปรกติ นอกจากนี้แล้วยังทำหน้าที่ ร่วมกับตัวเหนี่ยวนำ L_r เป็นวงจรเรโซแนนท์ ทำให้กระแสและแรงดันของโหลดมีลักษณะใกล้เคียงกับรูปคลื่น Sine การเกิดการเรโซแนนท์ระหว่างตัวเก็บประจุ C_r และตัวเหนี่ยวนำ L_r จะทำให้สวิทช์ไวงานของอินเวอร์เตอร์ทำงานในภาคเรโซแนนท์แบบแรงดันศูนย์ (Zero voltage resonant switch) อันเป็นการลดกำลังสูญเสียของสวิทช์ในช่วงการเปลี่ยนสถานะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

6. ตัวเหนี่ยวนำ L_r ทำหน้าที่เป็นตัวกำหนดกระแสที่ผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์ และทำหน้าที่ร่วมกับตัวเก็บประจุ C_r เป็นวงจรเรโซแนนซ์ดังได้กล่าวมาแล้ว นอกจากนี้แล้วจุดทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์จะถูกกำหนดด้วยแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ ค่า reactance ของตัวเก็บประจุ C_r และตัวเหนี่ยวนำ L_r

7. ตัวเก็บประจุ C_{sn} และ R_{sn} ทำหน้าที่หน่วงการเปลี่ยนแปลงของแรงดันที่จุด A เพื่อลดกำลังสูญเสียในสวิทช์ไวงาน ขณะเปลี่ยนสถานะการทำงาน ขนาดของตัวเก็บประจุดังกล่าวจะขึ้นอยู่กับค่าตัวประกอบกำลังและขนาดของกระแสไหล

8. วงจรจุดชนวน ทำหน้าที่จุดชนวนการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ ประกอบด้วยตัวต้านทาน R_2 , ตัวเก็บประจุ C_3 , DIAC เมื่อมีแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟจาก Valley Fill Circuit มาที่ C_4 จะถูก charge ผ่านขั้วหลอด มา C_r , L_r , T_1 และมาถึงขาคอเล็กเตอร์ของ Q_2 ส่วนหนึ่งจะมา charge R_2 และ C_3 จนมีแรงดันคร่อม C_3 สูงขึ้นเรื่อย ๆ จนขณะแรงดันพังทลายของไดโอด จะทำให้ DIAC นำกระแส มา trig ที่ขาเบสของ Q_2 ทำให้ Q_2 นำกระแส เมื่อ Q_2 นำกระแสจะมีกระแสไหลผ่านขด Primary ของ หม้อแปลงกระแส T_1 ในทิศทางที่ทำให้กระแสไหลออกจากขดลวด Secondary T_2 เพื่อขับนำให้ Q_2 นำกระแสต่อไป โดย Q_2 จะหยุดนำกระแสเมื่อกระแสขับนำทรานซิสเตอร์ จาก Secondary T_2 ลดลงเป็นศูนย์ (เป็นช่วงที่ฟลักซ์ยุบตัว) เนื่องจากหม้อแปลงกระแสอิ่มตัว เมื่อ Q_2 หยุดนำกระแสไหลซึ่งถ้าหลังแรงดัน จะยังไม่เปลี่ยนทิศทาง แต่จะไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{sn} และ R_{sn} จนกว่าศักดาของจุด A จะมีค่าสูงกว่าศักดาที่ขั้วบวกของแหล่งจ่ายไฟตรง เท่ากับแรงดันที่จะทำให้ไดโอด D_s นำกระแส จนกว่ากระแสไหลและกระแสขับนำทรานซิสเตอร์ Q_2 จะเปลี่ยนทิศทางทำให้กระแสไหลผ่าน ทรานซิสเตอร์ Q_1 กระแสไหลจะไหลผ่านทรานซิสเตอร์ Q_1 จนกว่ากระแสขับนำทรานซิสเตอร์จากขดลวดเซคันดารี T_1 จะลดลงเป็นศูนย์ เมื่อทรานซิสเตอร์ Q_1 หยุดนำกระแส กระแสไหลจะโอนย้ายไปไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{sn} , R_{sn} ไดโอด D_s และทรานซิสเตอร์ Q_2 ตามลำดับ ลักษณะการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์จะเป็นการหมุนวนสลับกันทำงานของทรานซิสเตอร์ Q_1 และ Q_2 ไปเรื่อยๆ จนกว่าจะมีการตัดแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง และทุกครั้งที่ทรานซิสเตอร์ Q_2 นำกระแส ไดโอด D_s จะนำกระแสทำให้ตัวเก็บประจุ C_3 คายประจุผ่านไดโอด D_s แรงดันของตัวเก็บประจุจะมีค่าต่ำกว่าแรงดันพังทลายของ ไดโอดตลอดเวลา ทำให้ไม่มีการจุดชนวนใหม่อีกคราบเท่าที่อินเวอร์เตอร์ยังทำงานตามปรกติทำให้จังหวะการทำงานของทรานซิสเตอร์ ไม่ถูกรบกวน

9. ตัวต้านทาน R_{C1} และ R_{C2} ทำหน้าที่สร้างแรงดันไฟลบเมื่อไบแอสย้อนกลับ ขั้วต่อขาเบส-อิมิตเตอร์ (Emitter) อันเป็นการช่วยลด storage time ของทรานซิสเตอร์ และมีส่วนในการ

กำหนดแรงดันต่อรอบของหม้อแปลงขับนำทรานซิสเตอร์ ซึ่งจะมีส่วนในการกำหนดความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์

ในกรณีที่โหลดถูกถอดออกจากวงจร อินเวอร์เตอร์จะหยุดทำงานทันทีเนื่องจากวงจรโหลดถูกตัดขาด จึงไม่มีกระแสไหลกลับไปขับนำทรานซิสเตอร์ นอกจากนี้แล้ววงจรจุดชนวนก็จะไม่สามารถทำงานได้เนื่องจากกระแสที่ใช้ในการประจุตัวเก็บประจุไม่สามารถไหลผ่านไส้หลอดได้ ทำให้แรงดันของตัวเก็บประจุไม่สามารถเพิ่มขึ้นจนทำให้ไครแอกทำงานได้ ดังนั้นเองจะเห็นได้ว่าเมื่อไม่มีโหลดหรือไส้หลอดขาด วงจรจะหยุดทำงานทุกส่วน และวงจรจะเริ่มทำงานใหม่ทันทีเมื่อมีการเปลี่ยนหลอดที่ติเข้าไปในวงจร

4.1.2 การออกแบบวงจร

1) การตั้งความถี่ในการทำงานของสวิทช์ สามารถควบคุมได้จากการพิจารณา

ก. ความเร็วในการหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์สวิทช์ เพราะใช้การขับนำสัญญาณแบบการออสซิลเลตด้วยตนเอง (self oscillating) จึงต้องคำนึงถึงช่วงเวลาสะสมประจุ (storage time) ของสวิทช์ รวมทั้งระยะเวลาที่สวิทช์นำกระแส (T_{on}) ที่เพิ่มเข้ามาด้วย

ข. ชนิดของแกนทรอยด์ ของหม้อแปลงกระแสอิ่มตัว (saturable current transformers core) ควรเลือกใช้แกนแบบเฟอร์ไรต์ เพราะเป็นการใช้งานในช่วงความถี่สูง และควรเป็นแกนเฟอร์ไรต์ที่มีลักษณะของกราฟ B-H ค่อนข้างเป็นรูปสี่เหลี่ยม เช่น แกนโลหะผสมออร์โธนอล (orthonol) , เฟอร์มัลลอย (permalloy) เพราะจะได้ช่วยให้แน่ใจได้ว่าการทำงานของตัวเหนี่ยวนำถึงจุดอิ่มตัว เพื่อให้การสวิทช์เป็นไปอย่างทันที และควรใช้แกนทรอยด์ที่มีค่าตัวประกอบความซึมซาบได้ (permeability factor : μ) สูง เพื่อให้ได้ฟลักซ์แม่เหล็กที่มีความหนาแน่นสูง

ค. ผลคูณของแรงดันต่อรอบของหม้อแปลงกับเวลา ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำจำกัดกระแสไหล และกระแสไหล

ค่าความถี่ในการสวิทช์ซึ่งถูกกำหนดได้จากขนาดของแกนทรอยด์ และผลคูณของแรงดันต่อรอบของหม้อแปลงกับเวลา จะสามารถประมาณได้จากสมการต่อไปนี้ สำหรับแรงดันรูปคลื่นจัตุรัส (square wave)

จากสูตร

$$V = 4.44 * N_p * f * B_m * A_c$$

$$f = \frac{V_p \times 10^4}{4 B_m A_c N_p}$$

$$\approx 40 \text{ kHz}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่ V_p = แรงดันคร่อมขดลวดปฐมภูมิ (N_p) ของหม้อแปลง CT1 (V)

B_m = ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิมิตัวของแกนหม้อแปลง CT1 ในหน่วย เทสลา

A_c = พื้นที่หน้าตัดแกนหม้อแปลง CT1 ในหน่วย ตารางเซนติเมตร

N_p = จำนวนรอบในการพันขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง CT1

ในที่นี้ $V_p = 3$ V และ $N_p = 3$ รอบ เมื่อเลือกใช้ $B_m = 0.5$ T สำหรับแกนเฟอร์ไรต์ จึงหาค่า A_c ได้ประมาณ 0.115 ตร.ซม. และเลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ ซึ่งมีพื้นที่หน้าตัดของแกนใกล้เคียงกับค่า A_c และมีช่องหน้าต่างให้พันขดลวดได้ตามต้องการ

การรักษาความถี่ในการทำงานของสวิตช์ให้มีค่าคงที่จะช่วยเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรได้ เพราะกระแสสร้างสนามแม่เหล็กของหม้อแปลง (magnetizing current) มีค่าแปรตามช่วงเวลาการนำกระแสของสวิตช์ T_{on} และ ค่าความเหนี่ยวนำ L_p ซึ่ง จะมีค่าสูงสุดที่วัฏจักรหน้าที่ (duty cycle) เป็น 0.5 ดังนั้นในการออกแบบและสร้างจึงจำเป็นต้องปรับวงจรชับนำสวิตช์ให้เหมาะสมกับมอสเฟตที่เลือกใช้

การหาค่าจำนวนรอบในการพันแกนทรอยด์หม้อแปลง CT1 ได้จากสมการ

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s}$$

$$N_p I_p = N_s I_s$$

โดยที่ N_p = จำนวนรอบในการพันขดปฐมภูมิ (รอบ)

N_s = จำนวนรอบในการพันขดทุติยภูมิ (รอบ) (ขดทุติยภูมิจะมี 2 ขด โดยพันจำนวนรอบเท่ากันแต่กลับทิศทาง)

V_p = แรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิ ในหน่วย โวลต์

V_s = แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ ในหน่วย โวลต์

I_p = กระแสที่ไหลในขดปฐมภูมิ ในหน่วย แอมแปร์

I_s = กระแสที่ไหลในขดทุติยภูมิ ในหน่วย แอมแปร์

(ค่ากระแสชับนำสวิตช์ ต้องออกแบบให้มีค่าสูงมากพอที่จะชับนำสวิตช์ให้เริ่มทำงานได้ ในช่วงการทำงานเริ่มแรกของวงจร ที่ต้องการกระแสไหลผ่านสวิตช์ค่าสูงมาก ในการจุคโหลด แต่ช่วงการทำงานนี้ใช้เวลาสั้นมาก ประมาณเวลาในหลักมิลิวินาที จึงอาจเลือกสวิตช์ให้มีการทำงานในช่วงเวลาชั่วขณะนี้ มีการสูญเสียพลังงานในสวิตช์มากกว่าพิกัดการทำงานปกติได้ ดังนั้นจึงต้องเลือกค่าความต้านทานที่เหมาะสมเพื่อมาต่ออนุกรมกับหม้อแปลงในการจำกัดกระแส)

ในที่นี้ $V_p = 3 \text{ V}$, $N_p = 3$ รอบ และเมื่อเลือกใช้ $V_s = 3 \text{ V}$ จึงคำนวณค่า N_s ได้เท่ากับ 3 รอบ และใช้ความต้านทาน 33 โอห์ม จำกัดกระแสขั้วนำสวิตช์ จึงได้กระแสขั้วนำสวิตช์มีค่าประมาณเท่ากับ $3/33 = 90.9 \text{ mA}$

2) การเลือกพิกัดของสวิตช์

ในที่นี้แหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรงมีค่าประมาณ 300-320 โวลต์ จากลักษณะของวงจรแบบกึ่งบริดจ์ สวิตช์จะรับแรงดันประมาณเท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายกระแสตรงที่ได้จากวงจรทบทวนระดับ สวิตช์ที่เลือกใช้ต้องทนแรงดันได้ไม่ต่ำกว่า 320 โวลต์ เพื่ออีก $\pm 10\%$ เป็น 352 โวลต์ และทนกระแสได้ไม่ต่ำกว่า 0.5 A ค่ากระแสผ่านโหลดโดยประมาณหาได้จากสมการต่อไปนี้ คือ

$$\begin{aligned} i_{lamp} &= 2\sqrt{2} \left(\frac{W_{lamp}}{V_{input}} \right) \\ &= 2 \times 1.414 \times (32/220) \\ &= 0.41 \text{ A (peak)} \end{aligned}$$

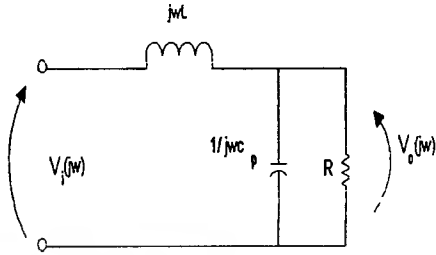
ในที่นี้เลือกใช้พิกัดสวิตช์ทนแรงดัน 1000 โวลต์ ทนกระแสไม่น้อยกว่า 2 A โดยเลือกใช้สวิตช์ทรานซิสเตอร์ เบอร์ BUX84 และมอสเฟต เบอร์ IRF720 (400V, 3.3 A)

4.1.3 การวิเคราะห์ในส่วน Series Resonant Parallel Loaded Inverter

เป็นส่วนหลักในการทำงานของ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ในการวิเคราะห์ จะสมมุติให้เป็นดังนี้

1. ไม่พิจารณาความต้านทานของ Switch ขณะ on
2. ไม่พิจารณาผลที่เกิดจากการแก้ snubber แล้ว คือ ไม่พิจารณา Loss
1. V_{ARC} ของโหลดสูงกว่าได้โหลด ดังนั้น ไม่พิจารณาค่าความต้านทานที่ได้โหลด
2. $C_{S1} \gg C_r$ และ $C_{S2} \gg C_r$
3. Power Factor ของโหลดทำงานที่ ความถี่สูง (PF. = 1) ให้ขั้วโหลดเป็น pure R

จาก equivalent circuit ของวงจร series resonant parallel loads ในรูปที่ 9 สามารถสรุปสูตรการคำนวณได้ดังนี้



$$\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_o}$$

$$Q = \frac{R}{Z_o}$$

$$Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$$

$$\omega_s = 2\pi f_s$$

$$T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{2\pi}{\omega_s}$$

การหาค่าในวงจรเรโซแนนซ์

1. การหาค่า Q และ W_n

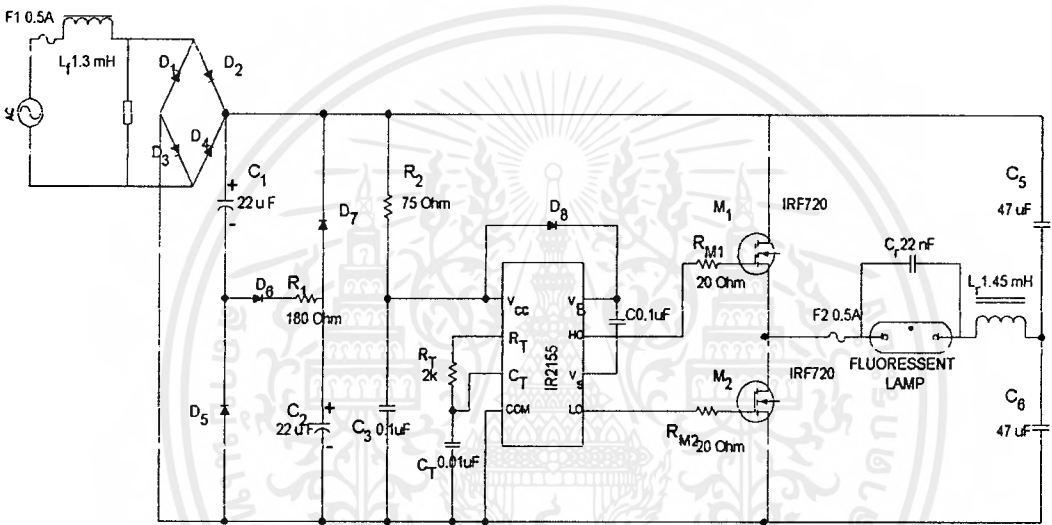
จากเอกสารอ้างอิง [2] ค่า $V_c(t)$ จะขึ้นกับ Q และ W_n ที่เราเลือก ถ้าเลือกค่าจะทำให้ต้องใช้ค่า L สูง, C ต่ำ ทำให้สมบัติในการป้อนแรงดันที่โหลดต่ำลง และทำให้ค่า current crest factor (CCF) ตามไปด้วย ดังนั้น จะเลือกใช้ค่า $W_n = 1$ และ $Q = 0.77$

2. หาค่า L_R และ C_R

เมื่อได้ค่า W_o และ Q ก็จะสามารถหาค่า L_R และ C_R resonant ได้ตามสูตรข้างต้น

4.2 หลักการทำงานของวงจรแบบที่ใช้ IC เป็นตัวขับสวิตช์

วงจรขับสวิตช์แบบนี้จะลดความยุ่งยากของวงจรได้มากเนื่องจากใช้อุปกรณ์หลักคือ IC มาใช้เป็นส่วนออกสวิตช์ และสามารถนำไปใช้งานได้ง่ายเนื่องจากไม่ต้องหาจุดการทำงานที่เหมาะสม อีกทั้งยังทำให้ขนาดของบัลลาสต์เล็กลงและมีน้ำหนักเบา แต่มีข้อเสียคือ ค่อนข้างบอบบางโดยต้องศึกษารายละเอียดและคุณสมบัติเฉพาะตัวของ IC ที่นำมาใช้งานโดยละเอียด โดยในรายงานฉบับนี้ได้นำเสนอ วงจรขับสวิตช์โดยใช้ IC เบอร์ IR 2155



รูปที่ 27 วงจร Half-Bridge Converter แบบใช้ IR2155 เป็นตัว Drive MOSFET

การทำงานจะประกอบไปด้วย

1. L_f : เป็น Passive Filter
2. $D_1 - D_4$: ทำหน้าที่ Rectifier การแปลงไฟกระแสสลับ 220 โวลต์ เป็นไฟตรงแบบ Bridge
3. $C_1, C_2, D_5 - D_7, R_1$: ทำหน้าที่ High Power Factor Correction
4. C_5, C_6 ทำหน้าที่เป็นวงจรกรองกระแส และ M_1, M_2 ทำหน้าที่เป็น Half Bridge Converter
5. IR2155 เป็นส่วนสร้างสัญญาณทริก ให้ M_1, M_2 ทำงาน

โดยไฟกระแสตรง Valley Voltage จะถูกส่งไปยังส่วน Oscillate ความถี่สูง ในวงจรนี้ใช้ไอซีที่ทำหน้าที่เฉพาะงานคือ IR2155 จะสร้างแรงดันความถี่สูงไปยังขาเกต ของ M_1, M_2 เพื่อเอ็กสาร์ทเป็นเอ็กสาร์ทที่ส่งวนไวสาหรับการเชิงงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นาไปเซประเษชนดานการค้ำไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทางส่วนที่จะจับขาเกตของ M_1 แต่เนื่องจากส่วนของ HO ยังไม่ครบวงจรจึงยังไม่ทำงานทำให้ส่วน LO ทำงานก่อน ขณะที่ M_2 ทำงาน (on) จะทำให้ แรงดันที่ตกคร่อม C_4 มากขึ้นเรื่อย ๆ เมื่อถึงช่วงที่ M_2 ไม่ทำงาน (off) , C_4 จะคายประจุออกมาเข้าตัวไอซี ภายในไอซี จะมีวงจรเรกูเลเตอร์แบบชั๊นค์ (Shunt) คือ ซีเนอร์ไดโอด (Zener Diode) ซึ่งจะควบคุมแรงดันเพื่อเลี้ยงไอซีให้มีค่าประมาณ 15.6 โวลต์จากแหล่งจ่ายแรงดันสูงโดยตรง และส่วนอื่น ๆ ดังรูปที่ 26 ซึ่งทำให้แรงดันด้านออก (HO และ LO) ที่จับขาเกตของมอสเฟตเป็นคลื่นสี่เหลี่ยมที่สมบูรณ์ มี duty cycle 50 % มีเวลาขาขึ้น และขาลงของพัลส์เร็ว ทำให้กำลังงานสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์น้อยลง จึงทำให้สามารถที่จะลดขนาดอัตรการทนกำลังของมอสเฟต หรือลดขนาดของแผ่นระบายความร้อนให้มีขนาดเล็กกลงได้

4.3 ตารางการเปรียบเทียบข้อแตกต่างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบ

Saturable Reactor กับ แบบ ใช้ IC เป็นตัวขับสวิตช์

ตารางที่ 2 การเปรียบเทียบข้อแตกต่างของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบ Saturable Reactor กับ แบบ ใช้ IC เป็นตัวขับสวิตช์

คุณสมบัติ	แบบ Saturable Reactor	แบบ ใช้ IC เป็นตัวขับสวิตช์
1. ราคา	1. ถูก เนื่องจากใช้อุปกรณ์พื้นฐาน เหมาะแก่การศึกษาและใช้ทางการค้า	1. แพง เนื่องจากใช้ IC เป็นตัวหลักในวงจรการทำงาน ไม่เหมาะต่อการนำไปผลิตเพื่อการค้า (Commercial)
2. การออกแบบ	2. ออกแบบยาก เนื่องจากต้องคำนวณจุดทำงานที่เหมาะสม	2. ง่ายต่อการต่อวงจรหาอุปกรณ์ใช้ร่วมกับ IC ได้ง่าย
3. ตัวสวิตช์ที่ใช้	3. ใช้ Transistor (BUX84) จะควบคุมได้ยาก เนื่องจากเป็นอุปกรณ์ที่ใช้กระแสในการควบคุม (Current Control)	3. ใช้ MOSFET (IRF720) สามารถควบคุมง่าย เนื่องจากควบคุมด้วยแรงดัน (Voltage Control)
4. การเปลี่ยนแปลงความถี่สวิตช์	4. ยากต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่เพราะต้องเปลี่ยนวงจรทำให้ยากต่อการพัฒนา	4. ง่ายต่อการเปลี่ยนแปลงความถี่ที่ใช้ ทำให้ง่ายต่อการพัฒนา

4.4 แนวทางการพัฒนาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

อย่างไรก็ตามเราพบว่าบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้กันอยู่ (ใช้ Inverter แบบ Half-Bridge) ยังมีข้อเสียอยู่ ซึ่งเราพอจะจำแนกออกเป็นข้อๆ ได้ดังนี้

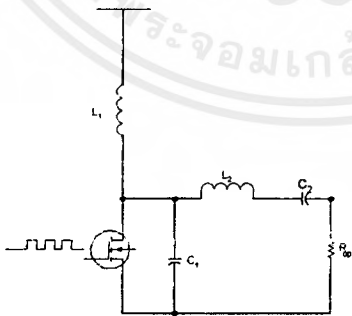
1. มีการรบกวนเนื่องจากคลื่นแม่เหล็ก ไฟฟ้ามากกว่าบัลลาสต์แบบแมกเนติก ซึ่งเกิดจากการทำงานที่ความถี่สูง

2. การเพิ่มค่า Power Factor ทำให้ยากเนื่องจากการที่ Power factor มีค่าต่ำเกิดจากกระแสฮาร์โมนิก ไม่ใช่เกิดจากการเลื่อนเฟสของกระแสที่ชดเชยกับแรงดัน

3. การควบคุมตัวสวิตซ์ยังยุ่งยากและซับซ้อน

4. ใช้อุปกรณ์ที่ประกอบเป็นวงจรมาก

จากข้อเสียที่กล่าวมาเราจะพบว่าเราสามารถนำวงจรขยาย Class E Resonant Inverter มาประยุกต์ใช้งานในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ได้ ซึ่งคุณสมบัติที่สำคัญของ วงจร Class E Resonant Inverter ก็คือ เป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ , ทำงานในช่วงความถี่สูง , ใช้อุปกรณ์ก่อนข้างน้อย, การออกแบบค่อนข้างง่าย รวมถึงมีประสิทธิภาพสูงเนื่องมาจากการทำงานในแบบ Zero Voltage Switching และเมื่อใช้ทำงานร่วมกับ วงจร PLR (Parallel loaded Resonant Inverter) ซึ่งจะสามารถทำให้การจุดหลอดสามารถทำได้ครบทั้ง 3 ชั้นตอน คือ การอุ่นไส้หลอด, การจุดหลอด และการทำงานที่สภาวะปกติที่จ่ายกระแสคงที่ให้แก่หลอด



รูปที่ 29 แสดงวงจร พื้นฐานของ Class E Resonant Inverter

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ชนิดวงจรขยาย Class E มีส่วนประกอบที่สำคัญ 4 ส่วนดังนี้

1. วงจรแปลงกระแสสลับเป็นกระแสตรง (AC-DC Converter)

2. วงจรแปลงกระแสตรงเป็นกระแสสลับ (DC-AC Converter)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. วงจรข่ายที่เหมาะสม (Matching Network or Matching Transformer)

4. วงจรเรโซแนนซ์ขนาน Parallel-load Resonance

นอกจากนี้แล้ววงจรอินเวอร์เตอร์ชนิด Class E นี้ยังได้นำตัวเก็บประจุที่แผงมาที่ตัวทรานซิสเตอร์มาใช้ประโยชน์เป็นส่วนหนึ่งของวงจร ซึ่งโดยปกติแล้วจะเป็นตัวที่เกิดความสูญเสียในขณะสวิตซ์ รวมทั้งยังสามารถจ่ายกระแสที่เป็น Sine (กรณีเลือกค่า $Q > 7$) ที่สมมาตรให้กับโหลด สำหรับแรงดันยอดสูงสุดขณะหยุดนำกระแสมีค่าสูงประมาณ 3.5-4 เท่าของแหล่งจ่ายไฟตรง ดังนั้นจึงเหมาะที่จะนำมาใช้งานที่แหล่งจ่ายไฟต่ำอย่างมาก ซึ่งเราสามารถสรุปคุณสมบัติเด่นของวงจรอินเวอร์เตอร์ Class E เทียบกับวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดอื่นได้ดังนี้

1. ประสิทธิภาพสูงกว่า เนื่องจากไม่มีการสูญเสียขณะสวิตซ์

2. จำนวนอุปกรณ์ที่ ประกอบเป็นวงจรน้อย

3. ใช้ตัวสวิตซ์เพียงตัวเดียว ทำให้สามารถควบคุมได้ง่ายและมีความน่าเชื่อถือมากกว่า

กว่า

4. ขนาดของอุปกรณ์จะเล็กลง เนื่องจากสามารถเลือกใช้งานที่ความถี่สูง (สามารถทำงานที่ความถี่ 5-10 เท่าของอินเวอร์เตอร์ชนิดอื่นได้)

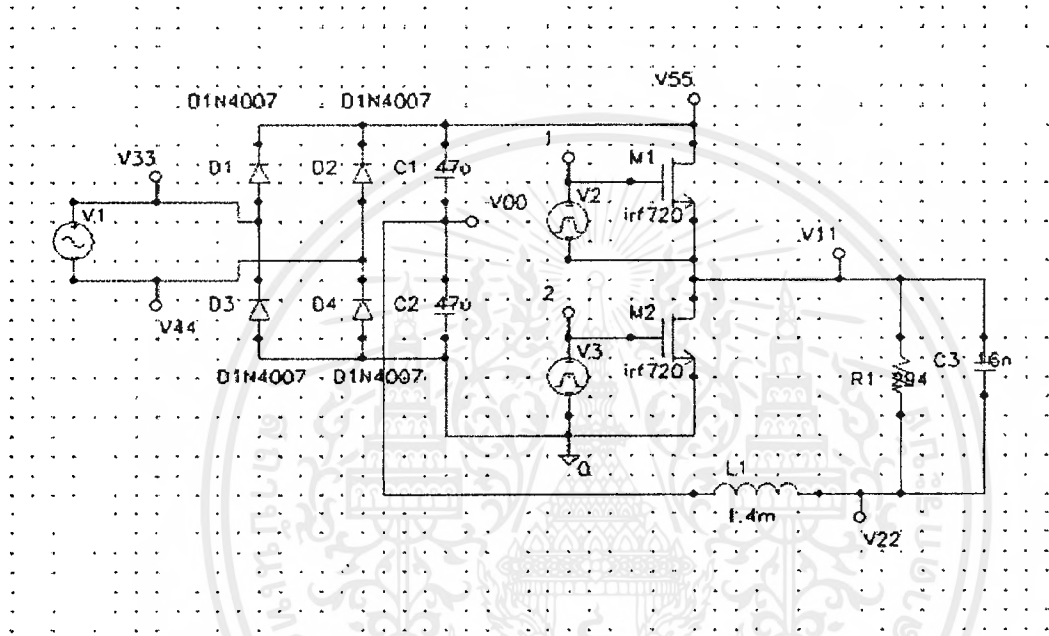
5. เป็นวงจรชนิดจ่ายกระแสโดยธรรมชาติ แม้มีการลัดวงจรที่ตัวโหลดหรือเปิดวงจรด้านออก เช่นในกรณีที่เปลี่ยนหลอดก็ไม่ต้องทำให้วงจรเสียหาย

นอกจากนี้ในปัจจุบันบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ มีการพัฒนาไปได้หลายรูปแบบ เช่น การใช้ IC เป็นตัวสร้างสัญญาณขับสวิตซ์ , ใช้เป็นส่วนเพิ่ม Power Factor โดยใช้ Boost Converter , ใช้ microcontroller ควบคุมใน IC ฯลฯ

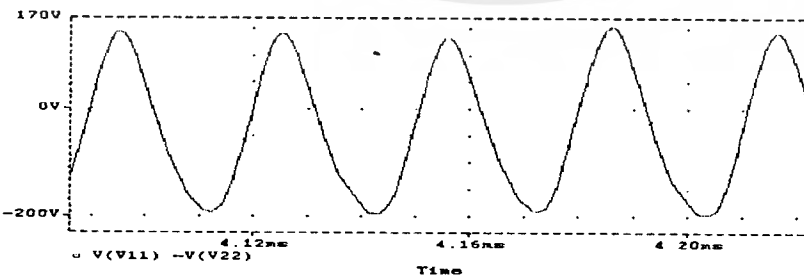
บทที่ 5

ผลการทดลอง

5.1 ผลการจำลองการทำงานโดยโปรแกรม Pspice

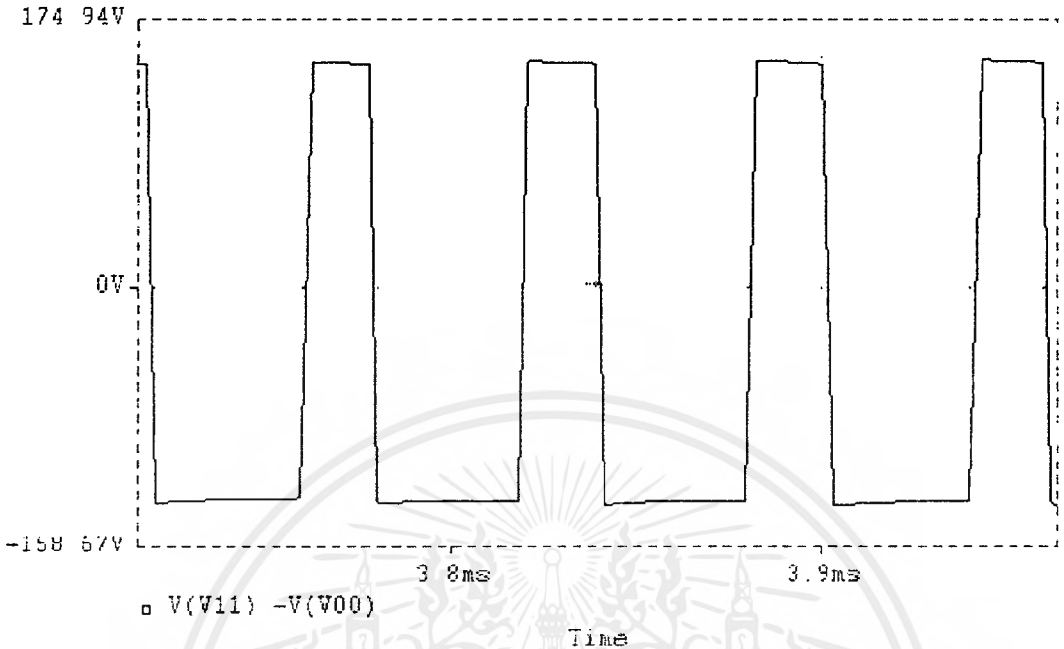


รูปที่ 30 แสดงการจำลองการทำงานของ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ชนิด Half-Bridge Converter

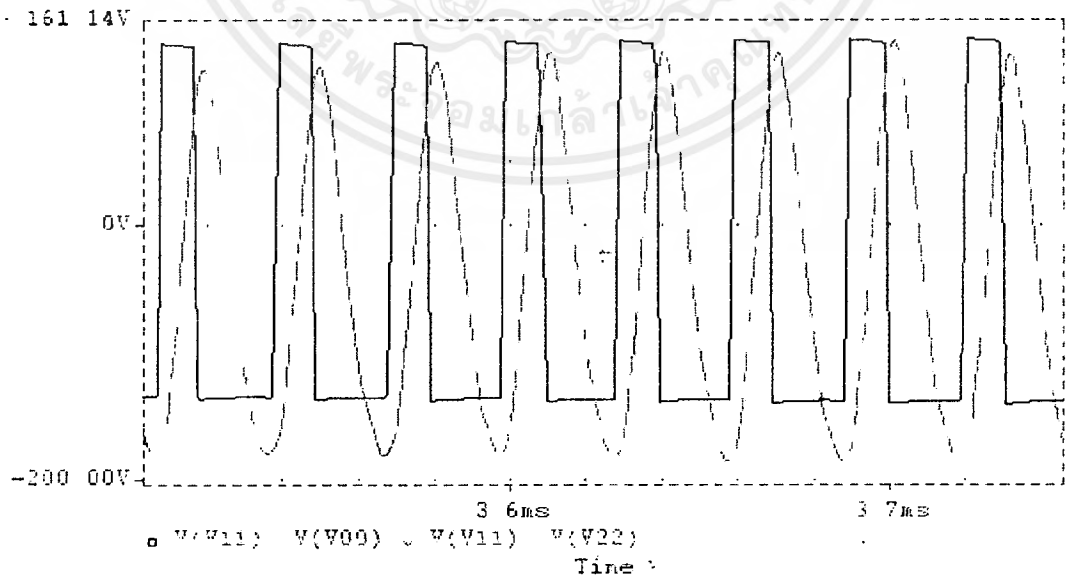


รูปที่ 31 แสดงแรงดันที่ตกคร่อมหลอด (V11 - V22)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

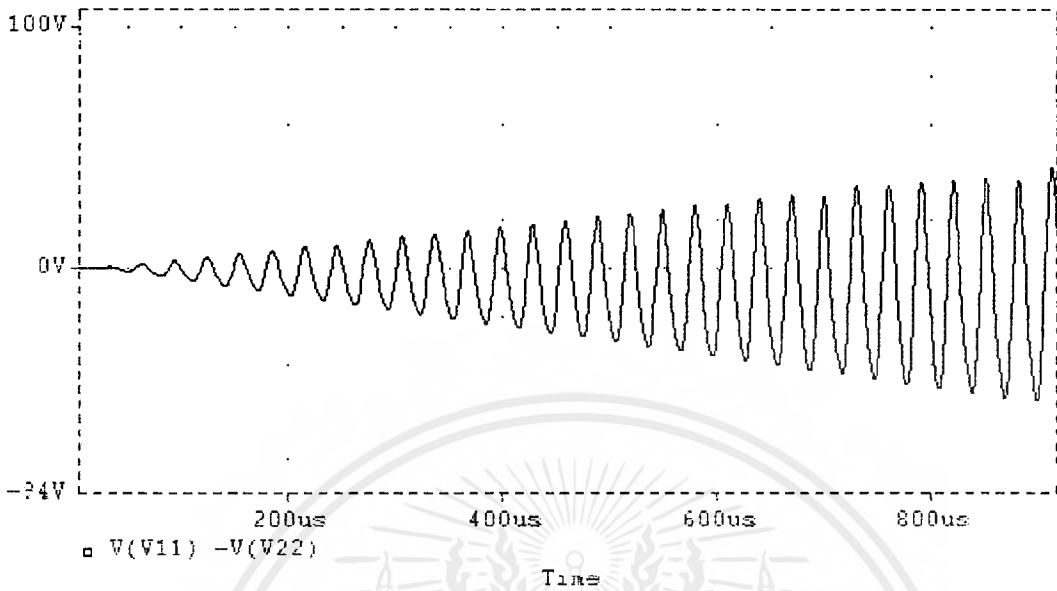


รูปที่ 32 แสดงแรงดันที่ Out Put ของ Half Bridge Converter

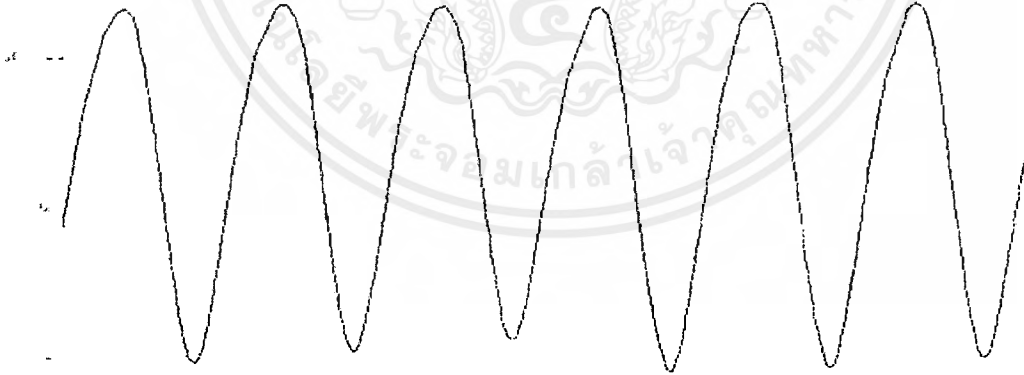


รูปที่ 33 แสดงแรงดันที่ Out put ของ Half Bridge Converter และแรงดันที่ตกคร่อมหลอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



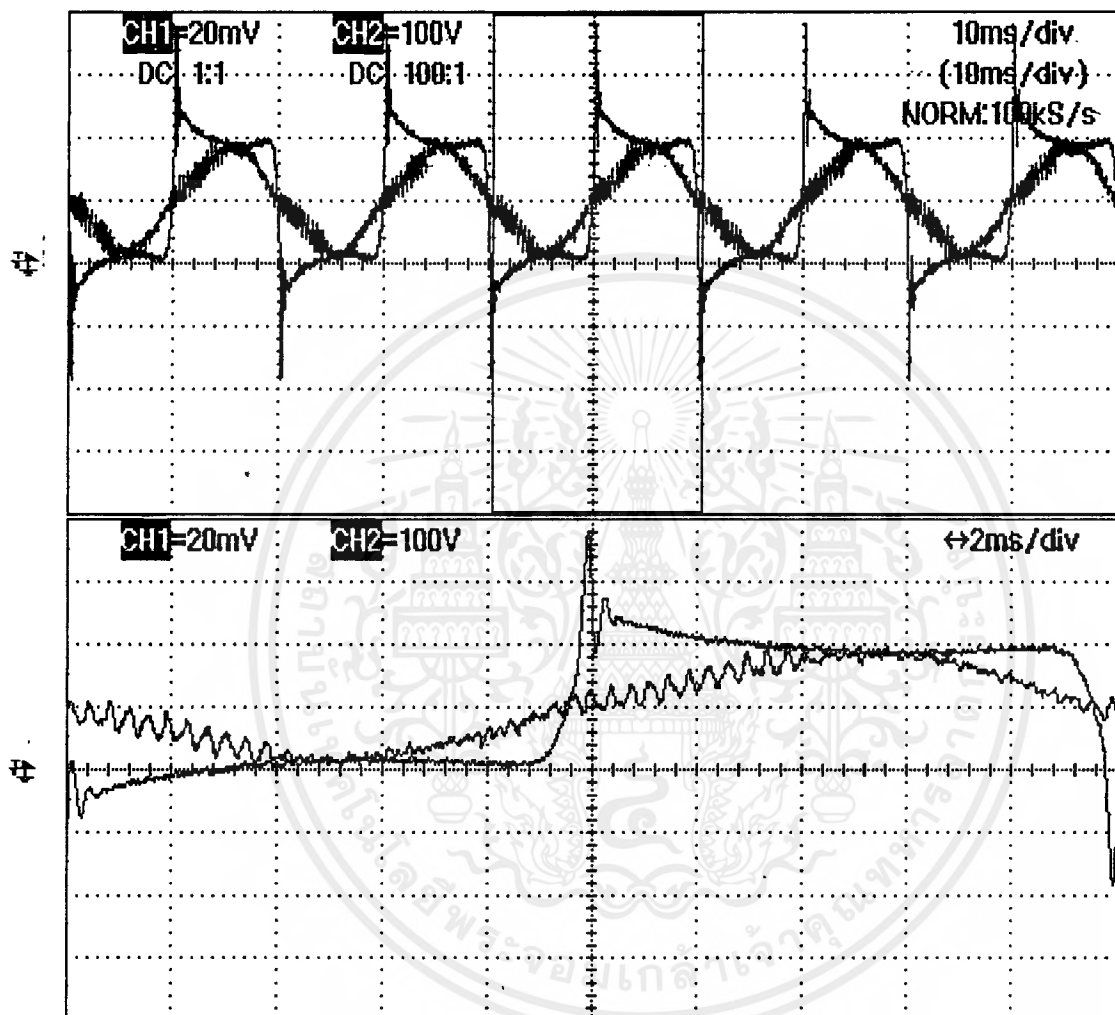
รูปที่ 34 แสดงแรงดันที่ตกคร่อมหลอดที่เวลาเริ่มต้น



รูปที่ 35 แสดงกระแสที่ไหลผ่านหลอด

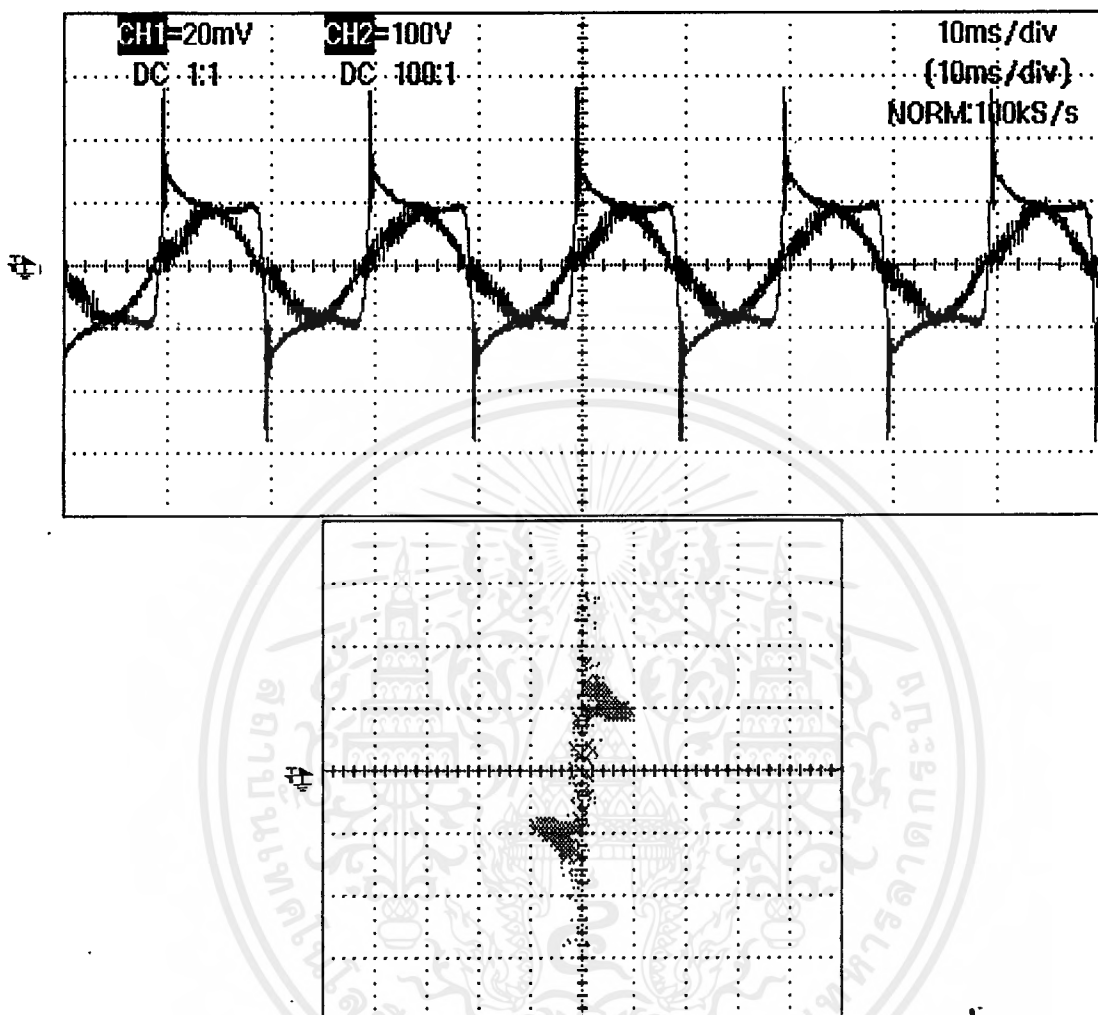
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.2 ผลที่ได้จากการวัดสัญญาณ จากหลอดที่ทำงานร่วมกับ Magnetic Ballast

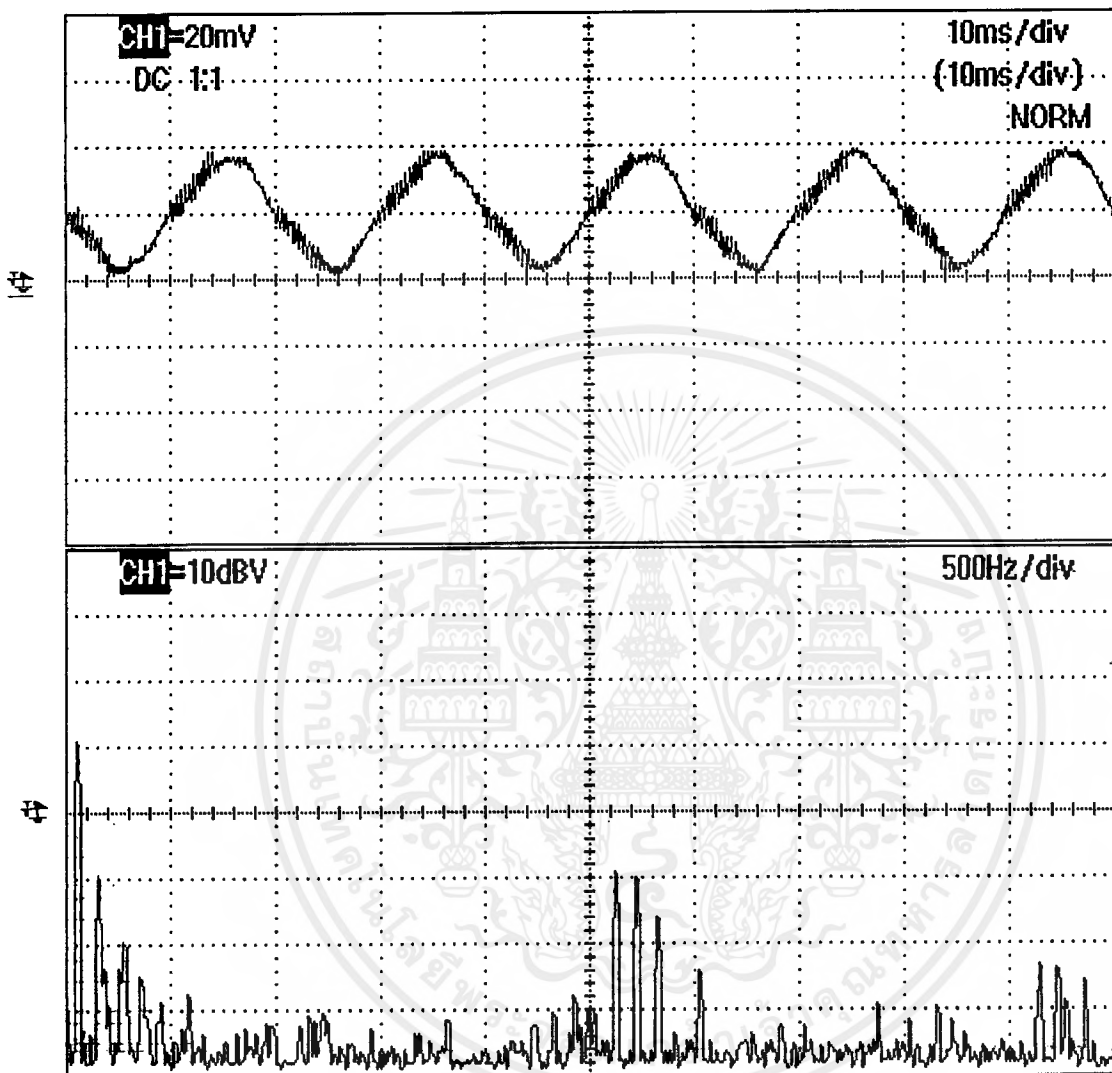


รูปที่ 36 ภาพขยายของสัญญาณแรงดันคร่อมหลอด และกระแสที่ไหลผ่านหลอด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

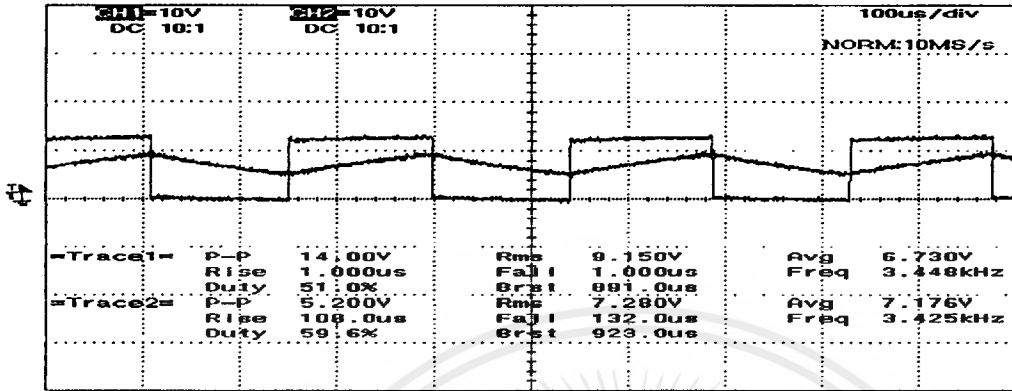


รูปที่ 37 (บน) รูป square wave แสดงแรงดันที่ตกคร่อมหลอดฟลูออเรสเซนต์
เมื่อใช้ Magnetic Ballast ที่สภาวะปกติ และรูป sine wave แสดง
กระแสที่ไหลผ่านหลอด
(ล่าง) แสดง V-I Characteristic ของ หลอดเมื่อใช้ Magnetic Ballast

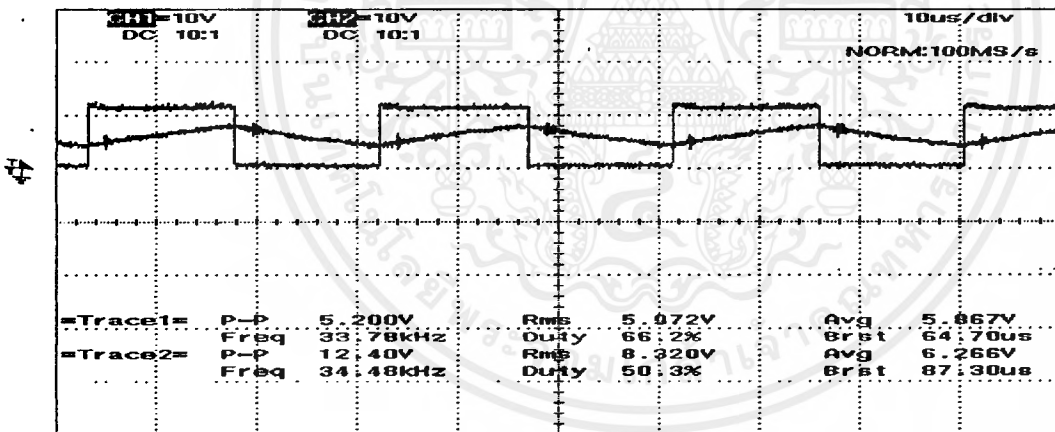


รูปที่ 38 (บน) แสดงกระแสที่ไหลผ่านหลอด เมื่อใช้ Magnetic Ballast
(ล่าง) แสดงฮาร์โมนิกลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้น

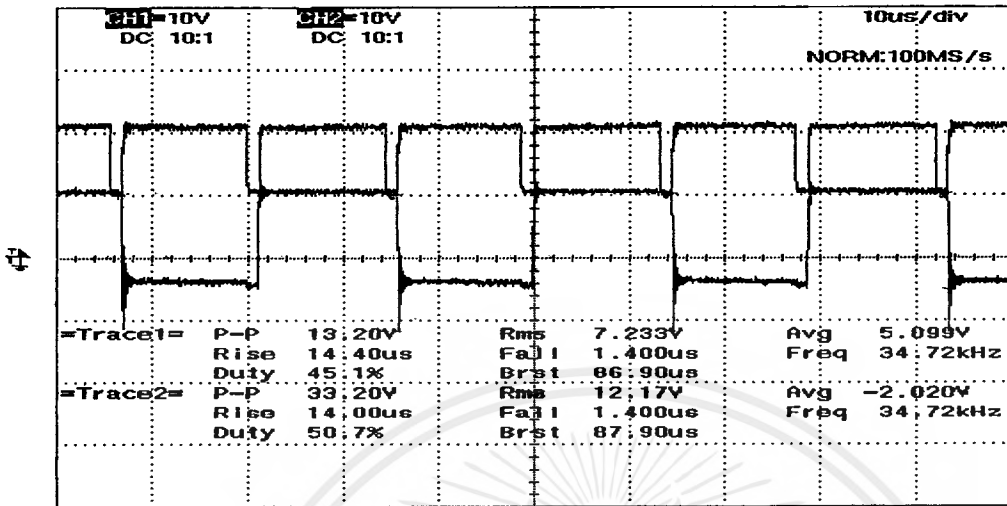
5.3 การทดสอบวงจรที่ใช้ IR2155 ในขั้นตอนเตรียมงาน



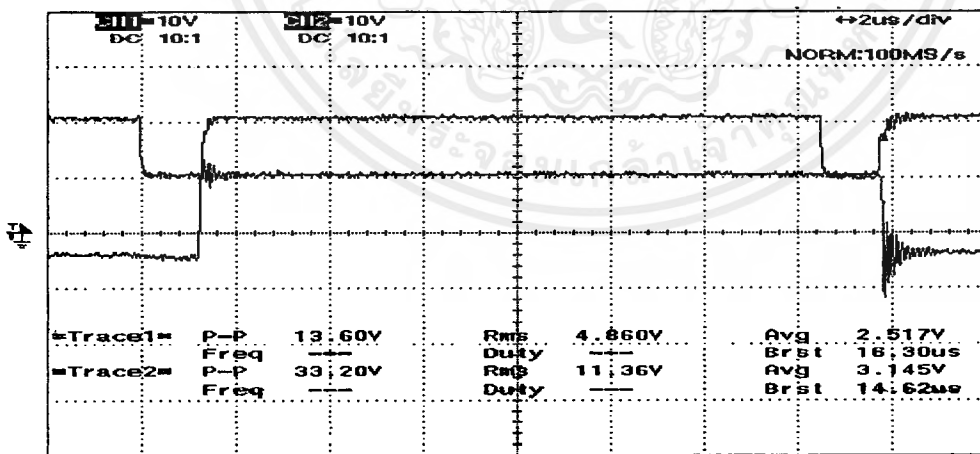
รูปที่ 39 แสดงสัญญาณแรงดันที่ตกคร่อม R_T เทียบ COM (Trace 1) เป็นรูป square wave และแรงดันที่ตกคร่อม C_T เทียบ COM (Trace2) ที่ความถี่ 3.425 kHz เมื่อป้อนแรงดัน 15 V_{DC} ทดสอบขณะ no load



รูปที่ 40 แสดงสัญญาณแรงดันที่ตกคร่อม R_T เทียบ COM (Trace 1) เป็นรูป square wave และแรงดันที่ตกคร่อม C_T เทียบ COM (Trace2) ที่ความถี่ 34.48 kHz เมื่อป้อนแรงดัน 15 V_{DC} ทดสอบขณะ no load

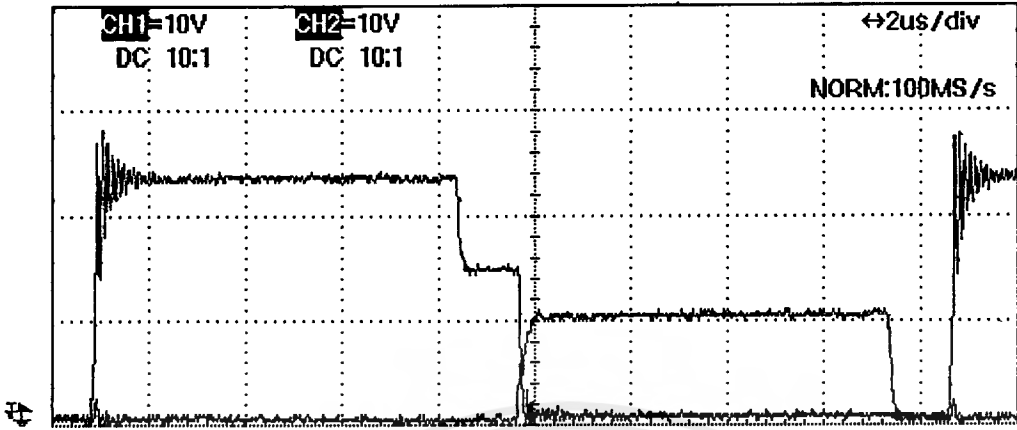


รูปที่ 41 แสดงสัญญาณแรงดันที่ตกคร่อม HO เทียบ Vs (Trace 1) และ แรงดันที่ตกคร่อม LO เทียบ Vs (Trace2) ที่ความถี่ 34.72 kHz เมื่อป้อนแรงดัน 15 V_{DC} ทดสอบขณะ no load

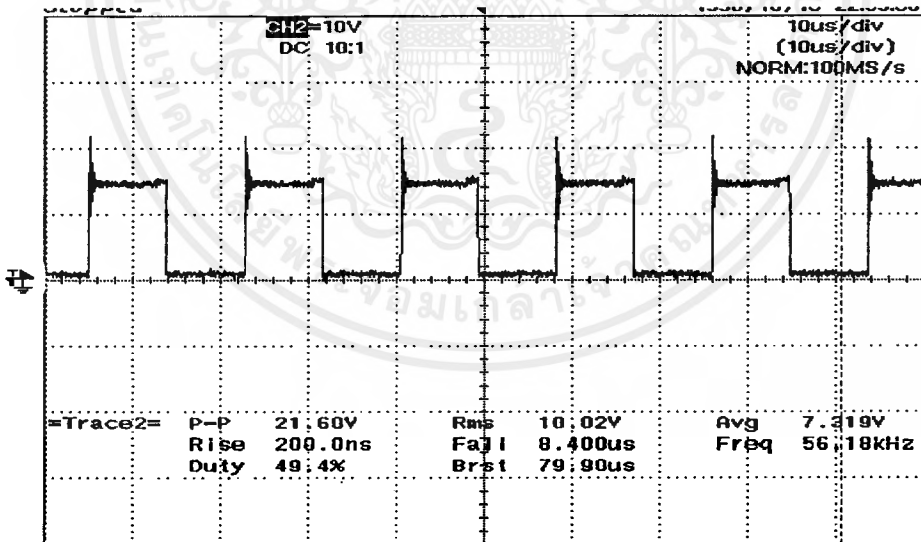


รูปที่ 42 เป็นภาพขยายจากรูปที่ 41

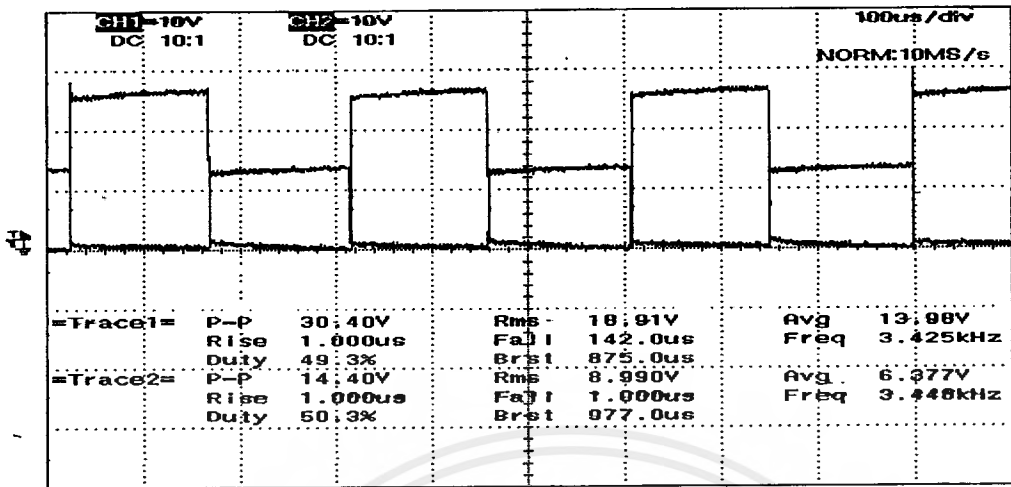
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



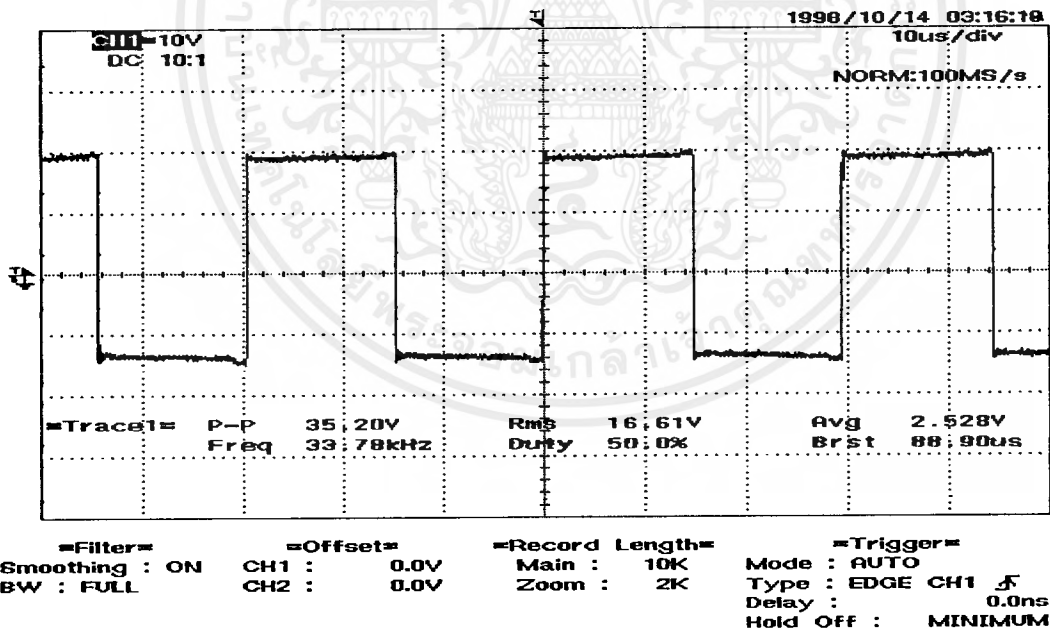
รูปที่ 43 แสดงสัญญาณแรงดันที่ตกคร่อม HO เทียบ COM และ แรงดันที่ตกคร่อม LO เทียบ COM ที่ความถี่ 55.5 kHz เมื่อป้อนแรงดัน 15 V_{DC} ทดสอบขณะ no load



รูปที่ 44 แสดงสัญญาณแรงดันที่ตกคร่อม Vs เทียบ COM ที่ความถี่ 55.5 kHz เมื่อป้อนแรงดัน 15 V_{DC} ทดสอบขณะ no load



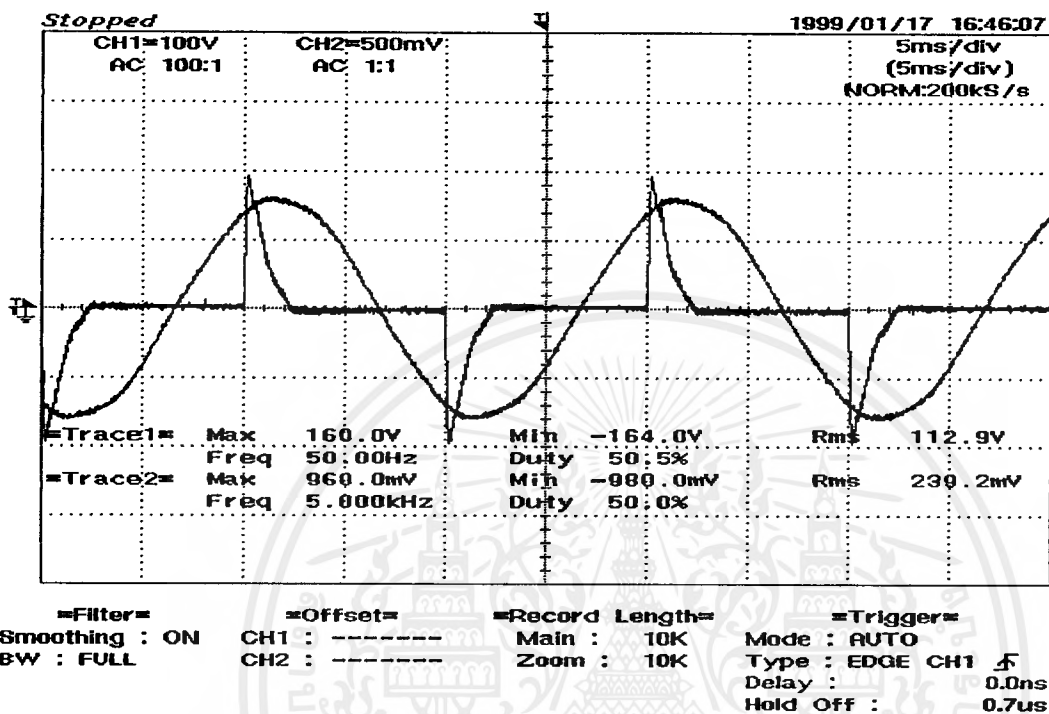
รูปที่ 45 แสดงสัญญาณแรงดันที่ตกคร่อม HO เทียบ COM และ แรงดันที่ตกคร่อม LO เทียบ COM ที่ความถี่ 3.4 kHz เมื่อป้อนแรงดัน 15 V_{DC} ทดสอบขณะ no load



รูปที่ 46 แสดงแรงดันที่ออกจากวงจร Half Bridge ขณะ no load

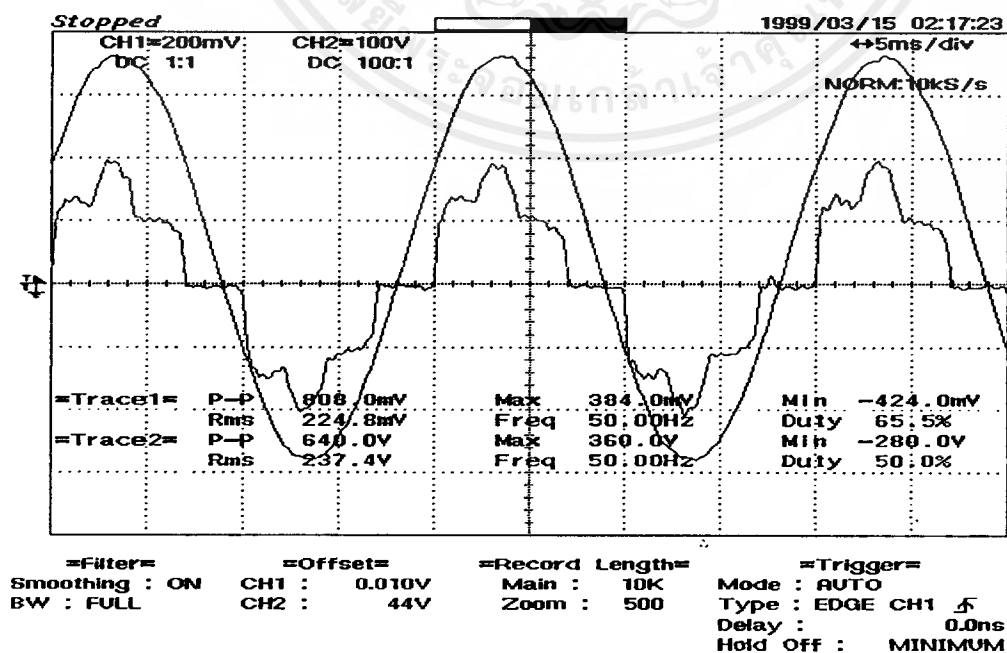
5.4 การทดลองของวงจรที่ใช้ IR2155

5.4.1 การทดลองก่อนการปรับปรุ่ค่า Power Factor

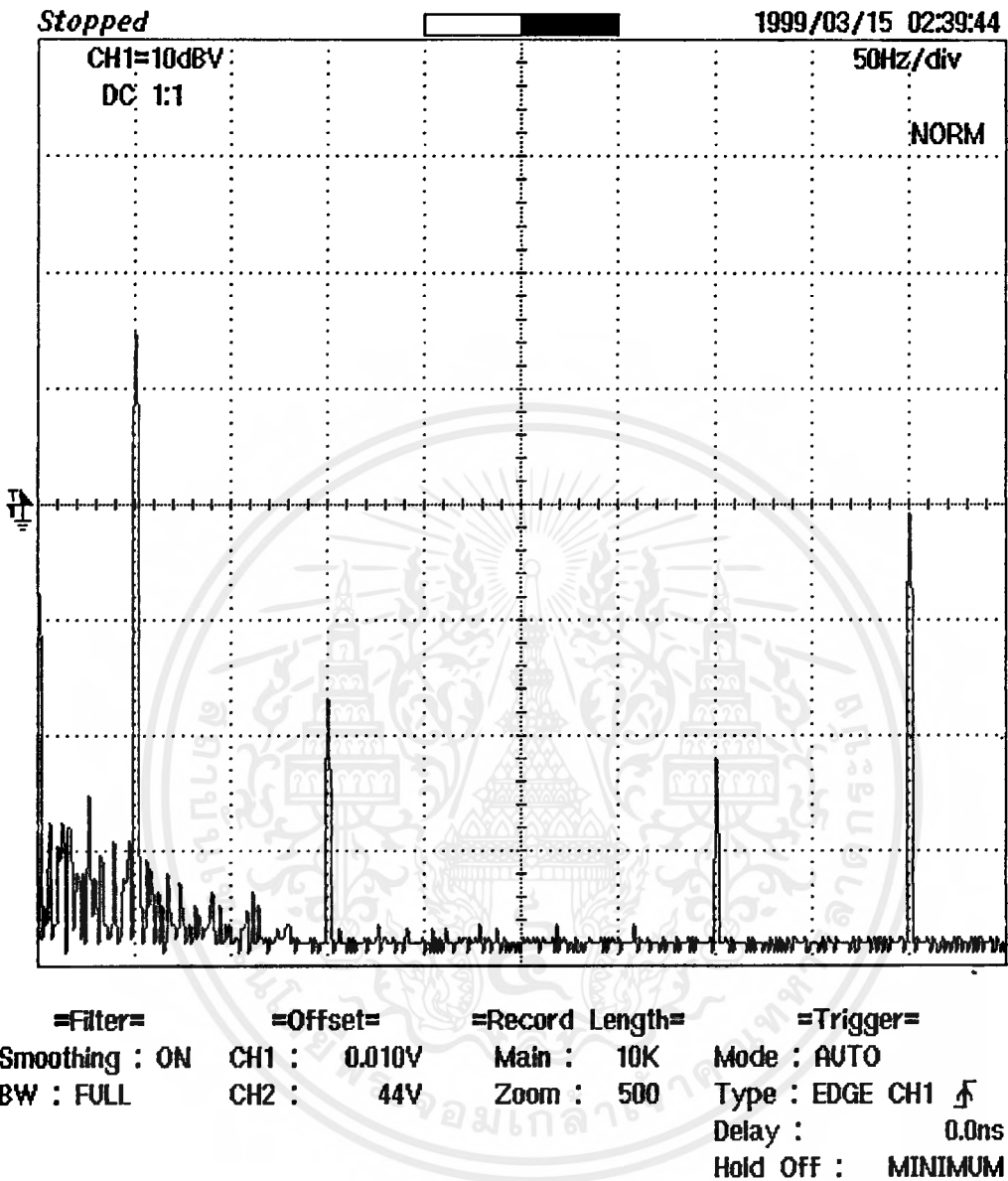


รูปที่ 47 แสดงกระแสด้านเข้าบัลลาสต์ (Trace2) เทียบกับ แรงดันด้านเข้า บัลลาสต์ (Trace 1)

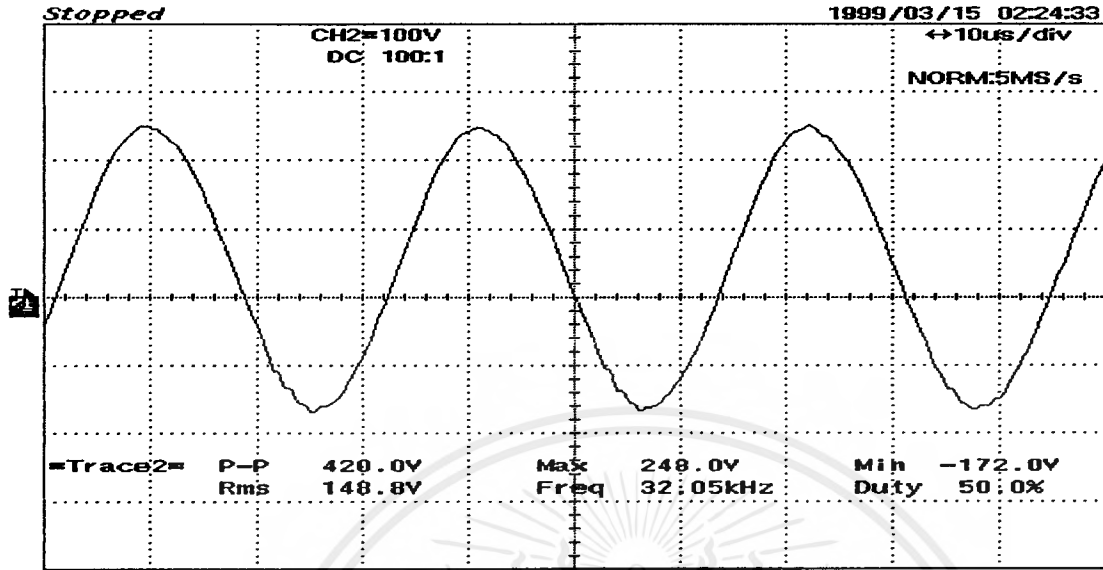
5.4.2 การทดลองของวงจรที่ใช้ IR2155 โดยทำการปรับค่า Power Factor แล้ว



รูปที่ 48 สัญญาณแรงดัน (รูป sine : Trace 1) และ กระแส ด้านเข้า (input : Trace 2)

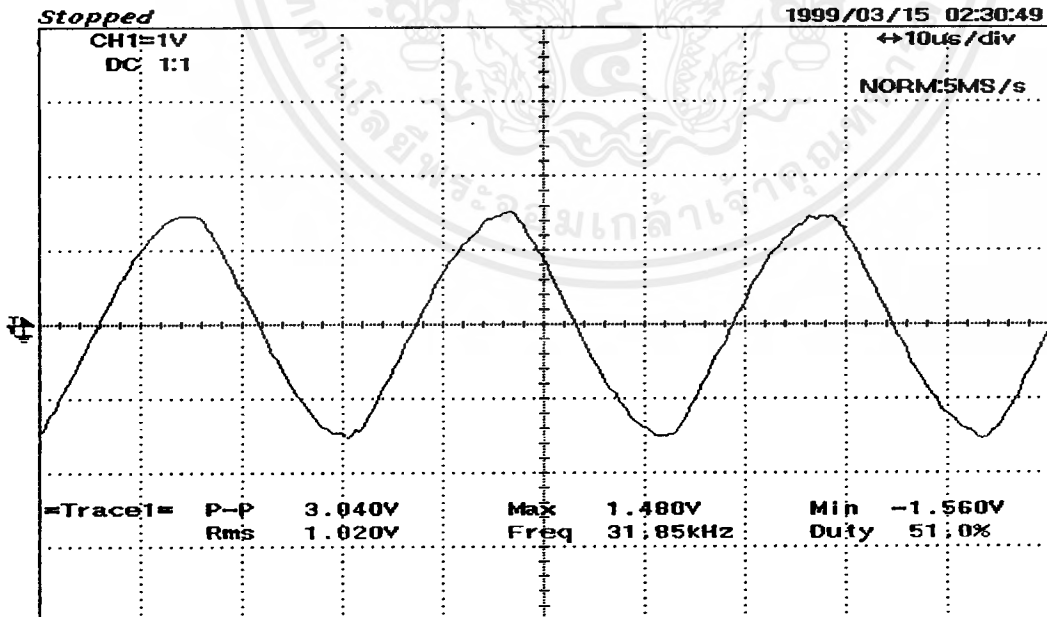


รูปที่ 49 แสดงฮาร์โมนิกส์ลำดับต่าง ๆ ที่เกิดขึ้น ของสัญญาณกระแสด้านเข้า



=Filter= Smoothing : ON BW : FULL
=Offset= CH1 : 0.010V CH2 : 44V
=Record Length= Main : 10K Zoom : 500
=Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 ∇ Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

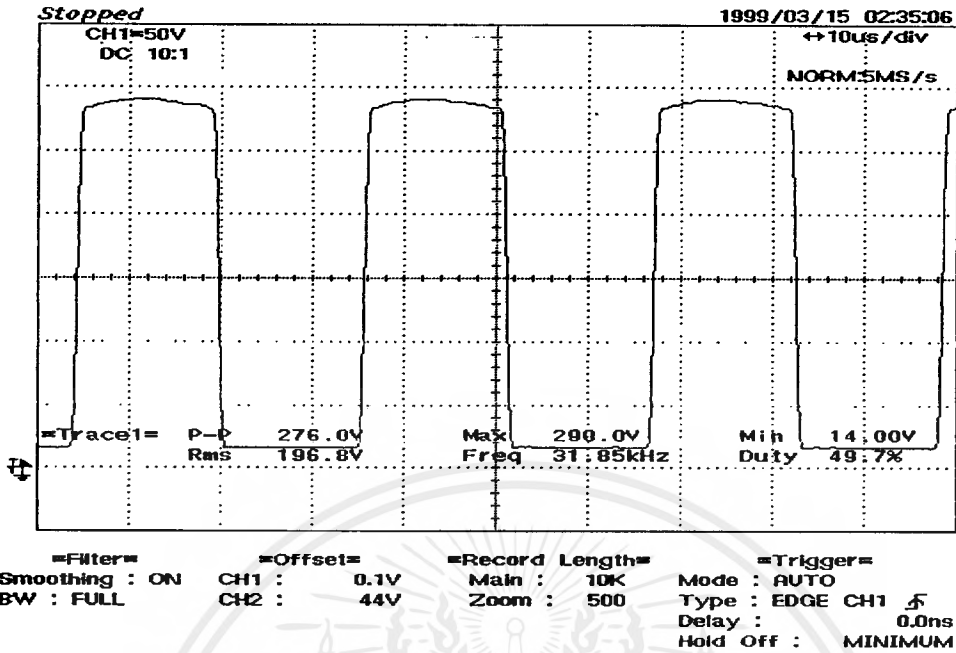
รูปที่ 50 สัญญาณแรงดันด้านออก (แรงดันคร่อมหลอด)



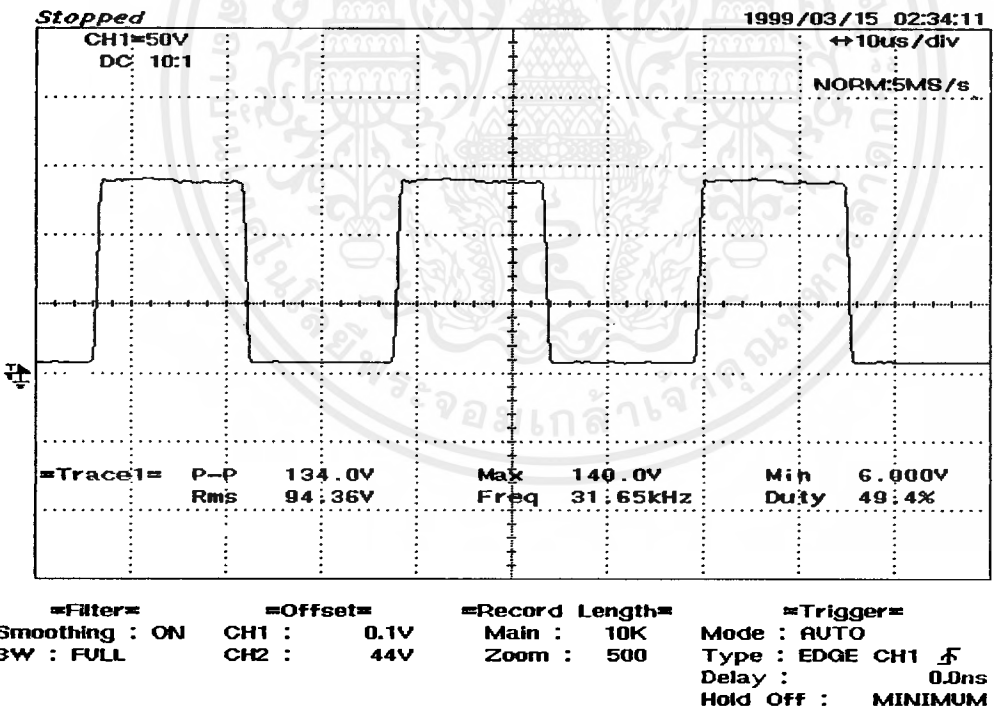
=Filter= Smoothing : ON BW : FULL
=Offset= CH1 : 0.01V CH2 : 44V
=Record Length= Main : 10K Zoom : 500
=Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 ∇ Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

รูปที่ 51 สัญญาณกระแสด้านออกของบัลลาสต์ (กระแสเข้าหลอดไฟ)

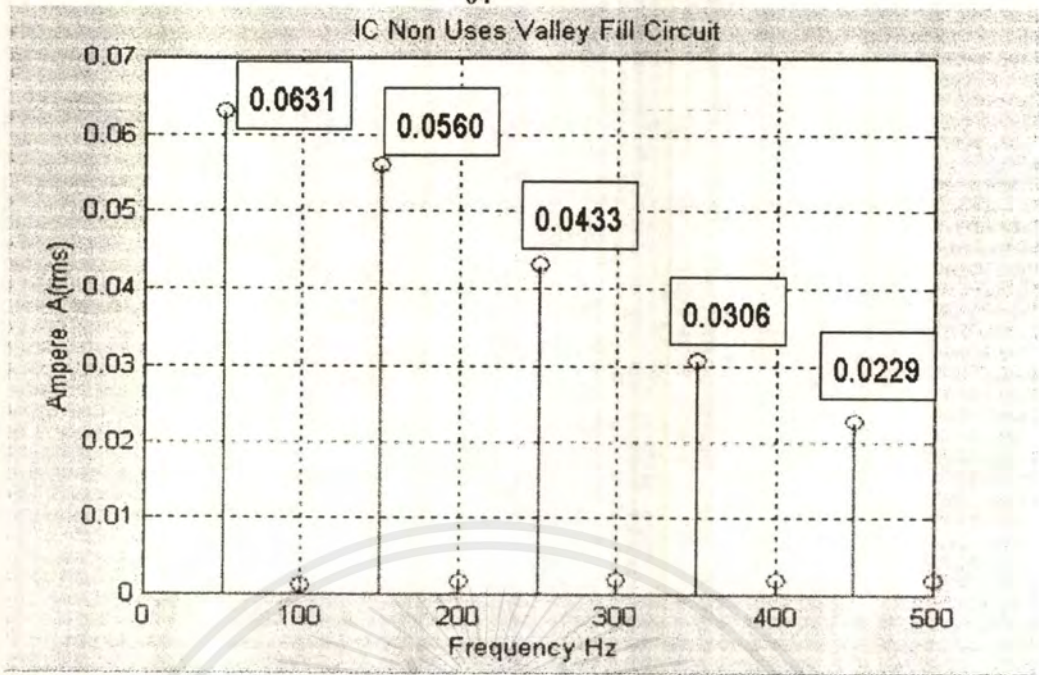
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



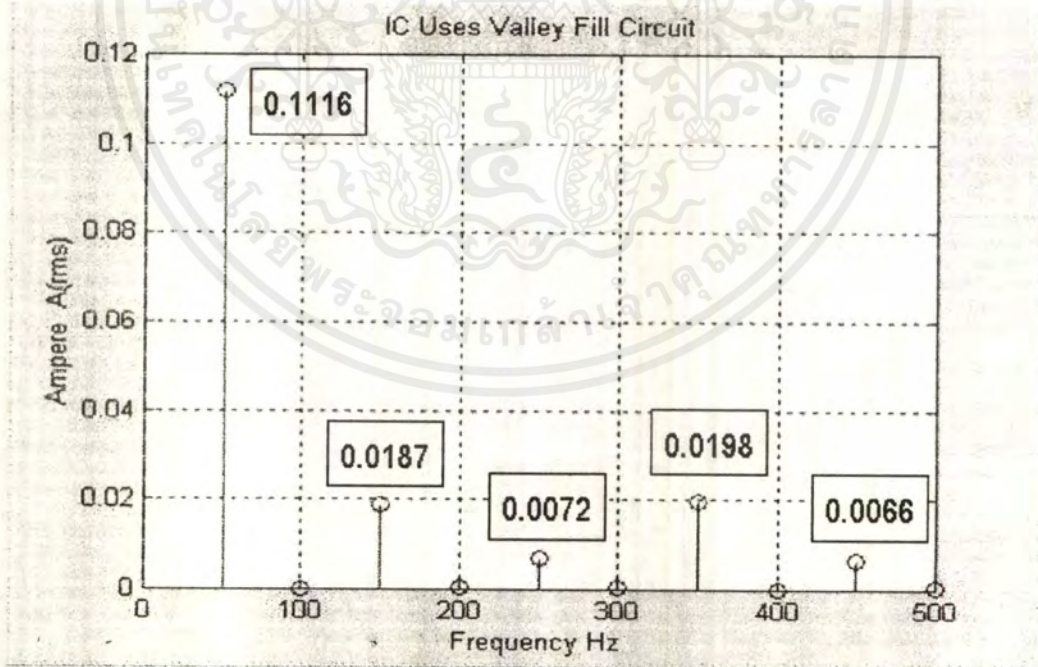
รูปที่ 52a สัญญาณแรงดันที่ขา Drain - Source ของ MOSFETs



รูปที่ 52 b สัญญาณแรงดันที่ขา Drain - Source ของ MOSFETs ณ จุดเดียวกับรูป 43 a สามารถวัดค่าได้ เป็นช่วง แรงดันสูง - ต่ำ เนื่องจาก Valley Fill Circuit



รูปที่ 53 แสดงกระแส Harmonics ที่เกิดขึ้นของบัลลาสต์แบบ IR2155 ก่อนใช้วงจร Valley fill

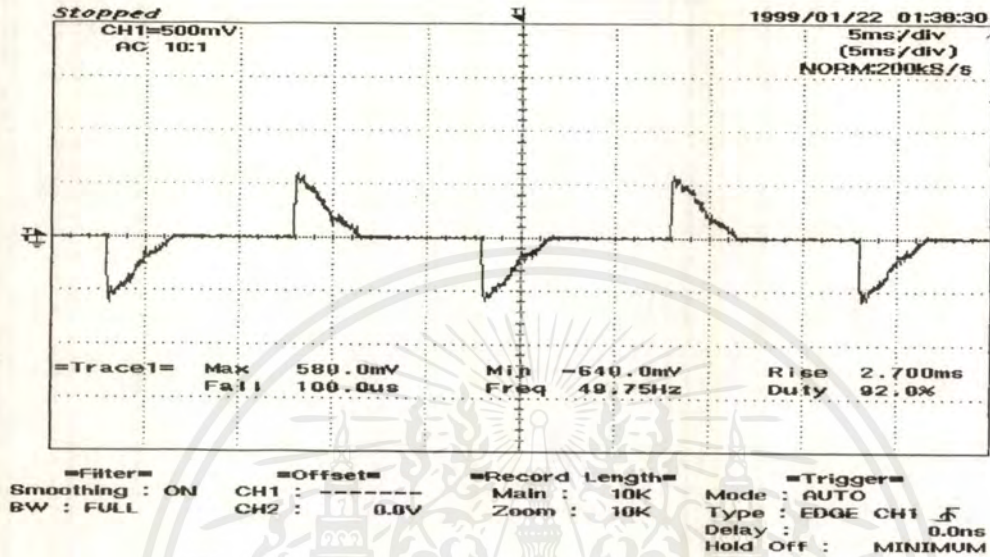


รูปที่ 54 แสดงกระแส Harmonics ที่เกิดขึ้นของบัลลาสต์แบบ IR2155 หลังจากใช้วงจร Valley fill

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

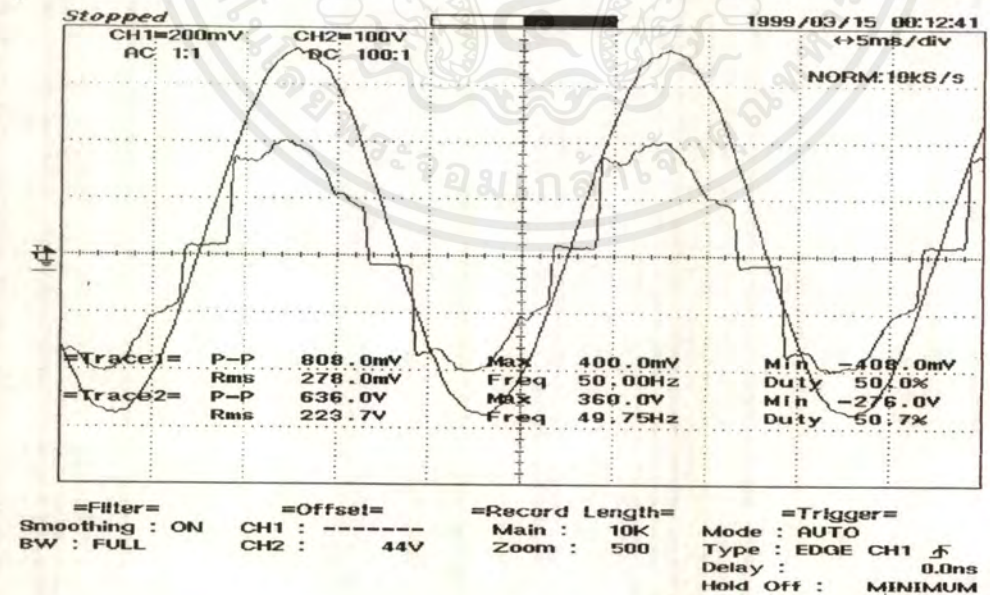
5.5 การทดลองของวงจร Saturable Reactor

5.5.1 การทดลองของวงจร Saturable Reactor ก่อนมีการปรับค่า Power Factor



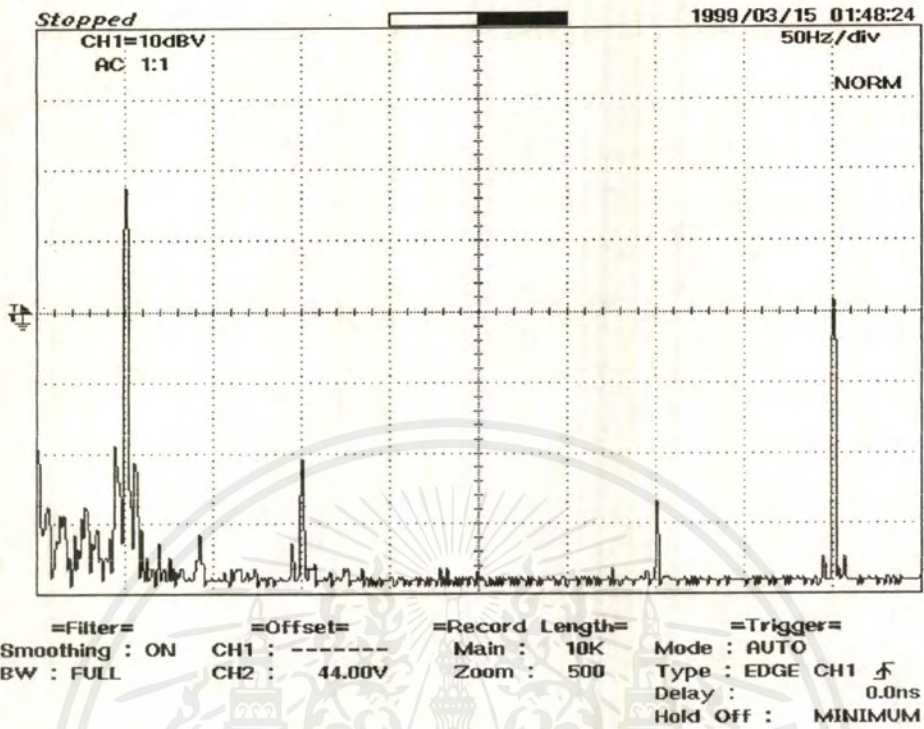
รูปที่ 55 สัญญาณกระแสต้านเข้าบัลลาสต์ แบบ Saturable Reactor ก่อนปรับค่า Power Factor

5.5.2 การทดลองของวงจร Saturable Reactor หลังมีการปรับค่า Power Factor

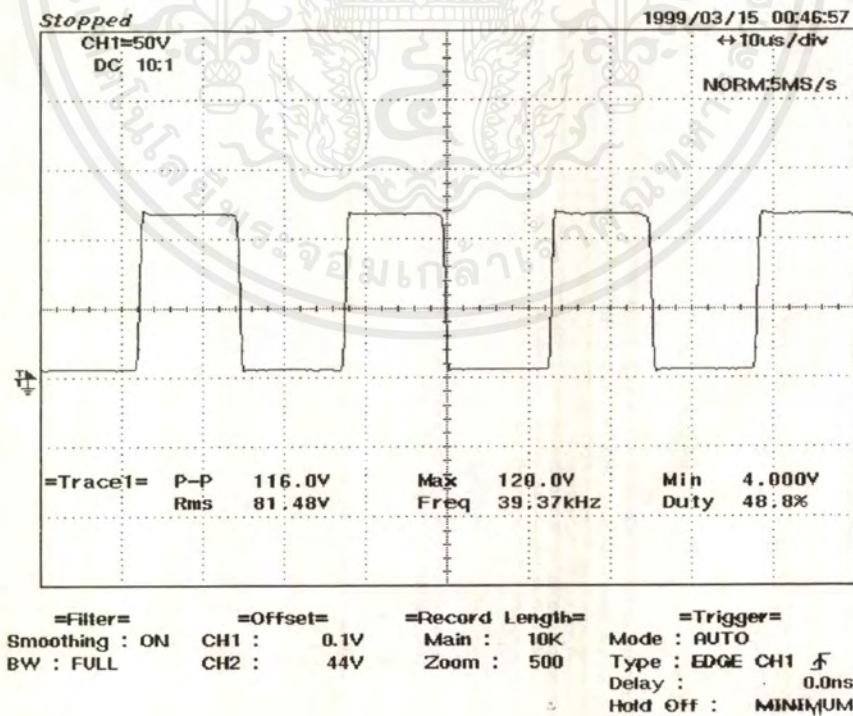


รูปที่ 56 สัญญาณแรงดัน (sine : Trace 1) และกระแส (Trace 2) ด้านเข้าของบัลลาสต์ แบบ Saturable Reactor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับบริการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

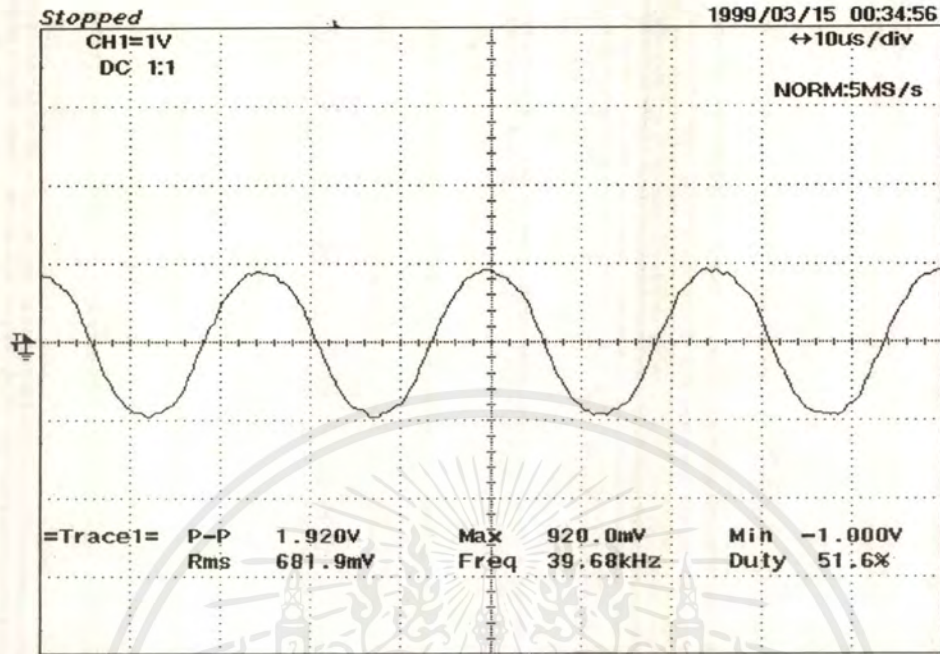


รูปที่ 57 แสดง ฮาร์โมนิกส์ ของกระแสด้านเข้าบัสกลาสต์ แบบ Saturable Reactor



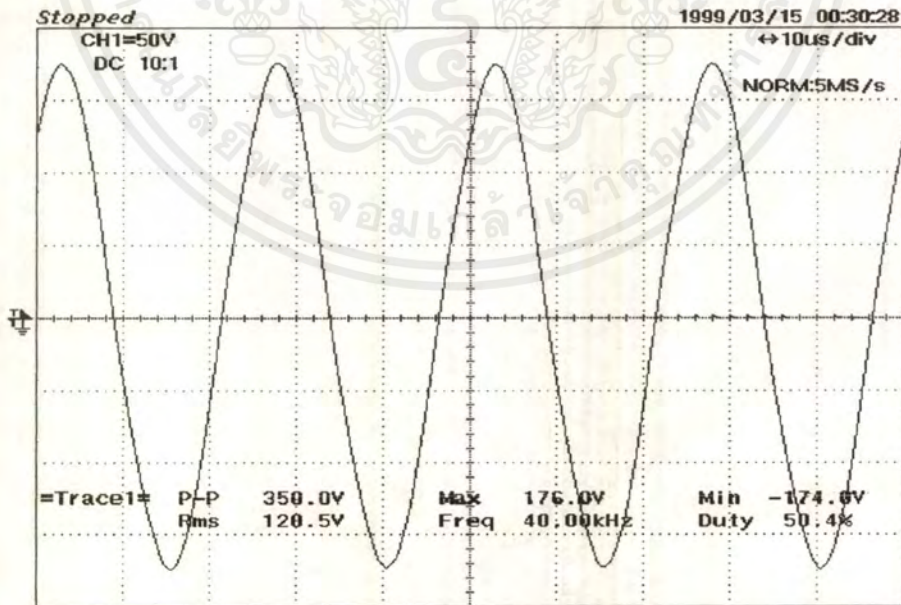
รูปที่ 58 แสดงแรงดันที่ขา Collector-Emitter ของทรานซิสเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



=Filter= Smoothing : ON BW : FULL
=Offset= CH1 : 0.01V CH2 : 44V
=Record Length= Main : 10K Zoom : 500
=Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

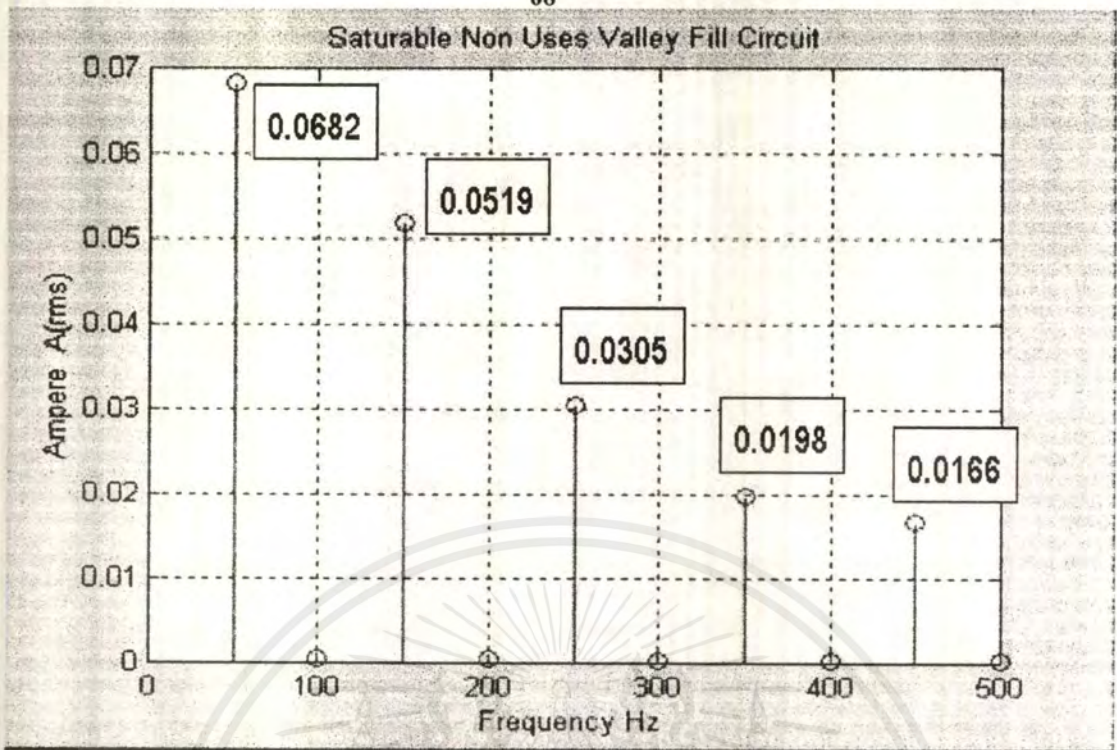
รูปที่ 59 สัญญาณกระแสค่านอกของบัลลาสต์ Saturable Reactor



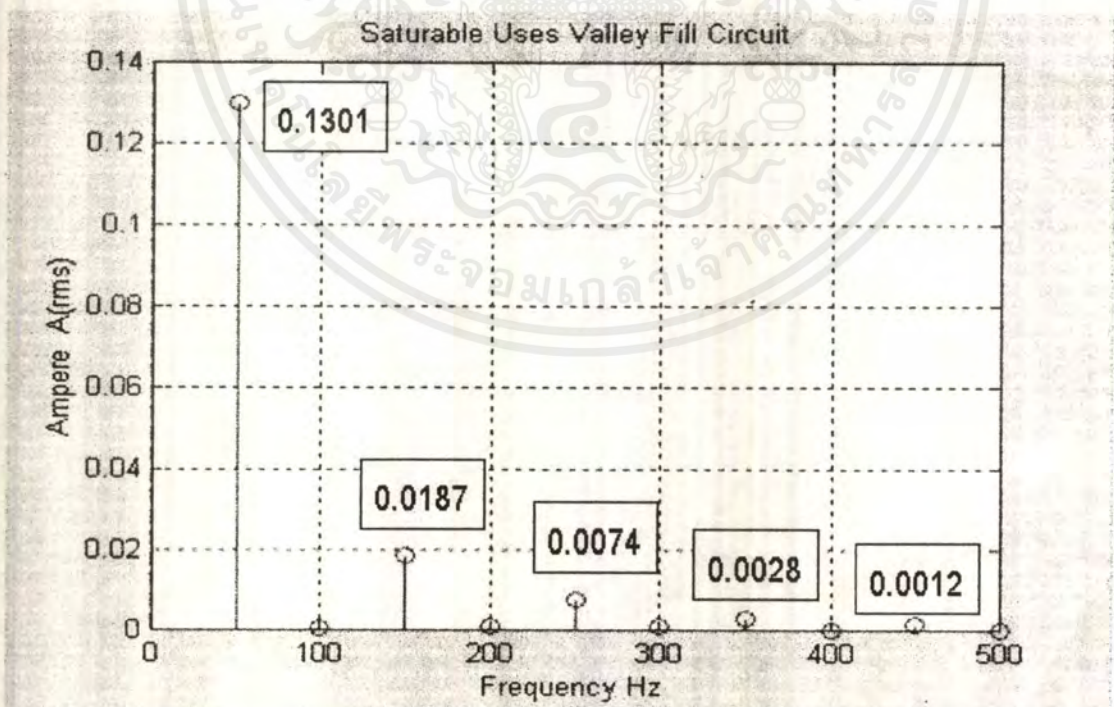
=Filter= Smoothing : ON BW : FULL
=Offset= CH1 : 0.1V CH2 : 44V
=Record Length= Main : 10K Zoom : 500
=Trigger= Mode : AUTO Type : EDGE CH1 Delay : 0.0ns Hold Off : MINIMUM

รูปที่ 60 สัญญาณแรงค่านอกของบัลลาสต์ แบบ Saturable Reactor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 61 แสดงกระแส Harmonics ที่เกิดขึ้นของบัลลาสต์แบบ Saturable Reactor ก่อนใช้วงจร Valley fill

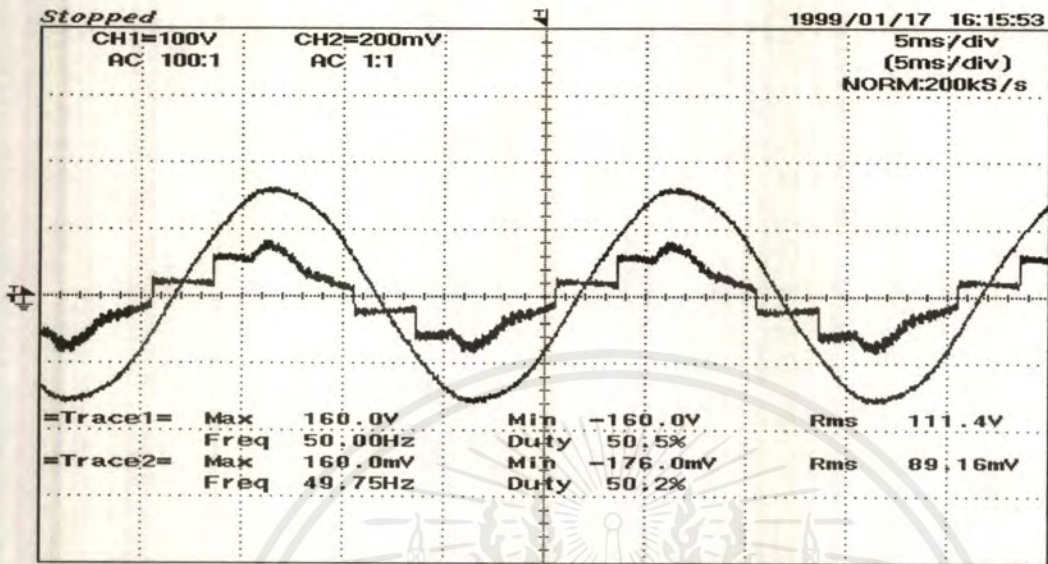


รูปที่ 62 แสดงกระแส Harmonics ที่เกิดขึ้นของบัลลาสต์แบบ Saturable Reactor หลังใช้

วงจร Valley fill

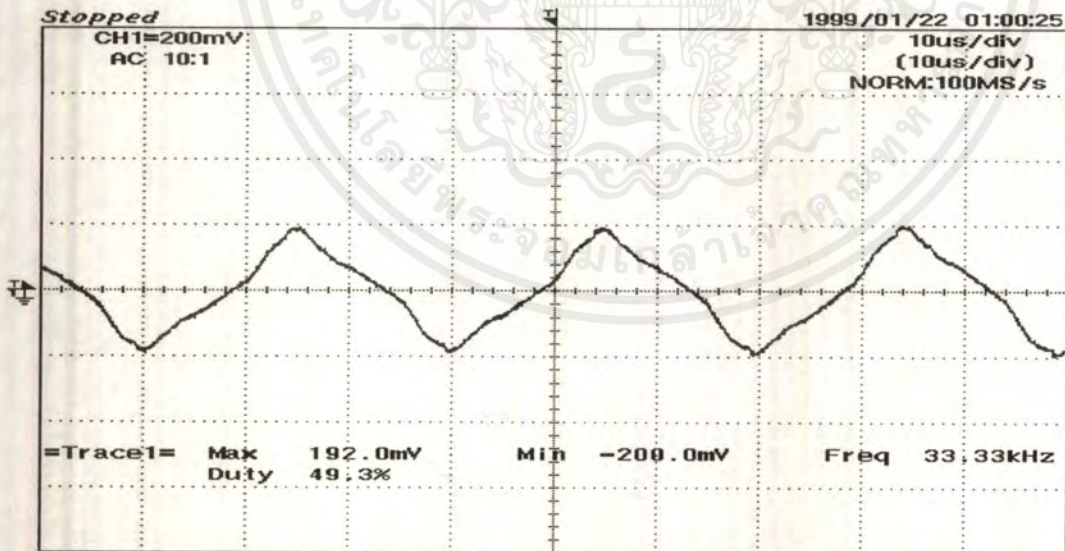
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.6 การทดสอบการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ตามท้องตลาด



=Filter= Smoothing : ON
 BW : FULL
 =Offset= CH1 : -----
 CH2 : -----
 =Record Length= Main : 10K
 Zoom : 10K
 =Trigger= Mode : AUTO
 Type : EDGE CH1
 Delay : 0.0ns
 Hold Off : 0.7us

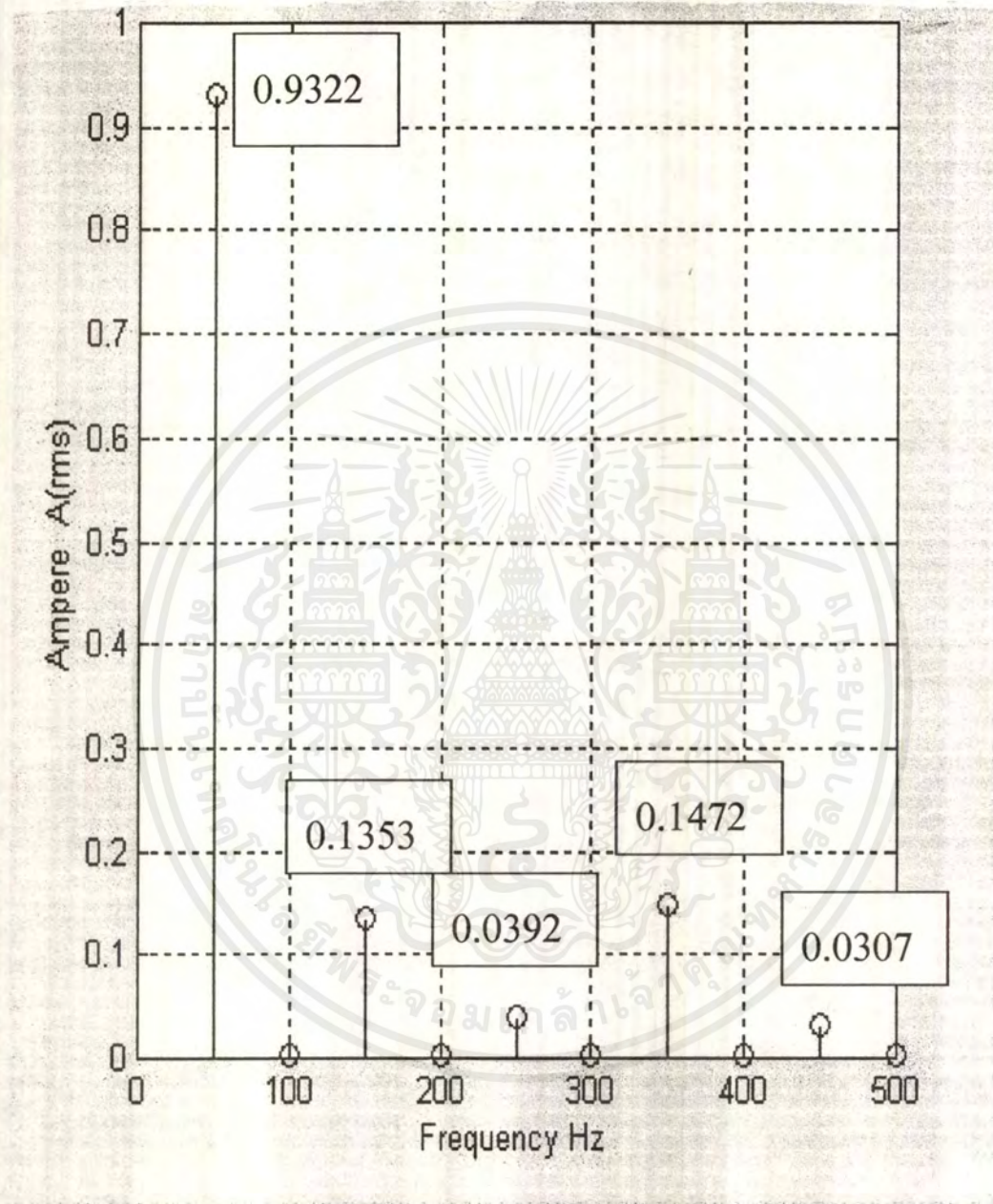
รูปที่ 63 แสดงสัญญาณแรงดัน และกระแส ด้านเข้าของ
 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ตามท้องตลาด



=Filter= Smoothing : ON
 BW : FULL
 =Offset= CH1 : -----
 CH2 : 0.0V
 =Record Length= Main : 10K
 Zoom : 10K
 =Trigger= Mode : AUTO
 Type : EDGE CH1
 Delay : 0.0ns
 Hold Off : MINIMUM

รูปที่ 64 แสดงสัญญาณกระแสด้านเข้าหลอดของ
 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ตามท้องตลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 65 แสดงฮาร์โมนิกส์ของสัญญาณกระแสด้านเข้าของ บัลลาสต์
อิเล็กทรอนิกส์ตามท้องตลาด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

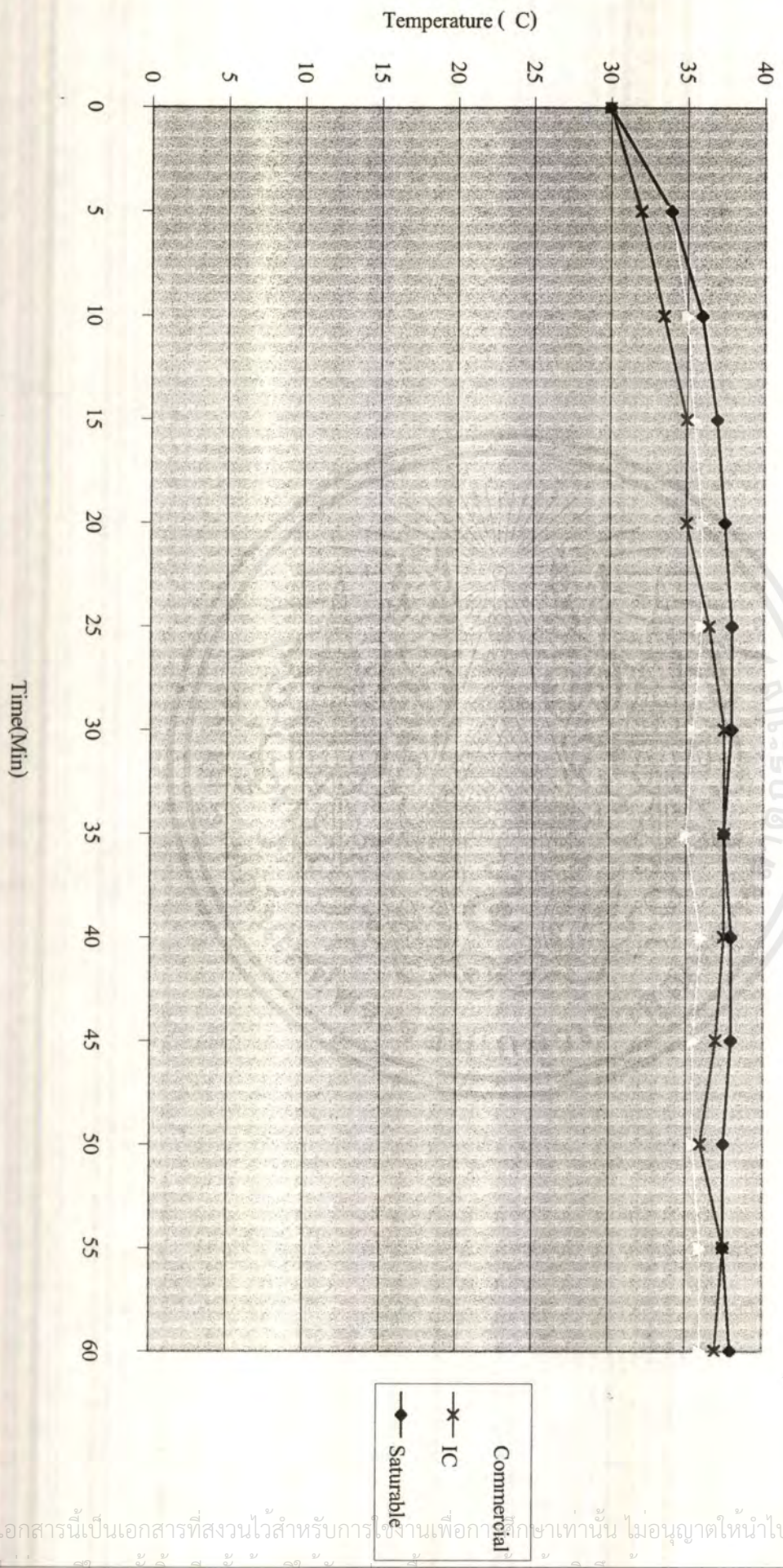
5.7 แสดง Temperature Rise ของ Electronic Ballast

ตารางที่ 3 แสดง Temperature Rise ของ Electronic Ballast

Time	Commercial	IC	Saturable
0	30	30	30
5	34	32	34
10	35	33.5	36
15	35.5	35	37
20	36	35	37.5
25	36	36.5	38
30	35.5	37.5	38
35	35	37.5	37.5
40	36	37.5	38
45	35.5	37	38
50	35.5	36	37.5
55	36	37.5	37.5
60	36	37	38

- ทำการวัดที่อุณหภูมิห้องที่ 30 °C
- ทำการบันทึกค่า Temperature Rise ทุกๆ 5 นาที
- ในการทดลองนี้วาง Thermometer ไว้ที่ตัว Heat Sink ของวงจร

Temperature Rise of Electronic Ballast



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

5.8 แสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของบัลลาสต์ แบบต่าง ๆ

ตารางที่ 4 แสดงคุณสมบัติทางไฟฟ้าของบัลลาสต์ แบบต่าง ๆ

คุณสมบัติ	Saturable Reactor	IR2155	Commercial	Magnetic
INPUT POWER (W)	30.06	32.19	35.03	43.9
OUTPUT POWER (W)	27.27	27.61	-	35.06
POWER LOSS (W)	2.79	4.58	-	7.84
POWER FACTOR	0.9542	0.9528	0.89	0.481
EFFICIENCY BALLAST (%)	90.7	89	-	79.87
EFFICIENCY LAMP (%)	83.64	75.47	-	71.67
EFFICIENCY SYSTEM (%)	75.88	64.74	75.82	57.22
INPUT CURRENT (A)	0.143	0.1525	0.178	0.4141
OUTPUT CURRENT (A)	0.384	0.4576	0.2535	0.414
LAMP VOLTAGE _{rms} (V)	105.57	104.03	99.65	104.33
CURRENT CREST FACTOR	1.736	1.683	2.04	1.543
TOTAL HARMONIC DISTORTION (%)	28.6	29.16	24.8	9.38
LIGHT OUTPUT (LUMEN)	2281.24	2084.72	2656.45	2512.94

ค่าในตารางข้างต้นทำการวัดค่าจากเครื่อง Digital Power Meter

หมายเหตุ

- ไม่สามารถวัดค่า Power loss, Efficiency ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่ขายอยู่ในท้องตลาด (commercial) ยี่ห้อหนึ่ง ได้ เนื่องจาก ค่าที่วัดอยู่นอกขอบเขต (Range) ของอุปกรณ์ Digital Power Meter
- Input หมายถึง ด้านก่อนเข้าตัวบัลลาสต์
- Output หมายถึง ด้านออกจากบัลลาสต์ไปเข้าที่ขั้วของหลอดฟลูออโรเรสเซนต์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สูตรการคำนวณค่าตามตารางที่ 3

1. Input Power (W_{input}) สามารถวัดค่าได้โดยตรงจากเครื่อง Digital Power Meter

2. Output Power (W_{output}) สามารถวัดค่าได้โดยตรงจากเครื่อง Digital Power Meter

3. Power Loss = Output Power – Input Power

$$4. \text{Power Factor} = \frac{W_{input}}{V_i I_i}$$

$$5. \text{Efficiency Ballast} = \frac{W_{output}}{W_{input}} \times 100 \%$$

$$6. \text{Efficiency Lamp} = \frac{\text{Light}_{output} (\text{Lumen})}{W_{output}}$$

$$7. \text{Efficiency System} = \frac{\text{Light}_{output} (\text{Lumen})}{W_{input}}$$

8. Input Current (I_i), Output Current (I_o), Input Voltage (V_i), Output Voltage (V_o , Lamp Voltage) สามารถวัดค่าได้โดยตรงจากเครื่อง Digital Power Meter

$$9. \text{Current Crest Factor} = \frac{I_{peak}}{I_{rms}}$$

10. Total Harmonics Distortion สามารถบันทึกค่าได้โดยตรงจากเครื่อง Digital Power

Meter หรือคำนวณจากสูตร

$$\frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_{Fundamental}}$$

11. LIGHT OUTPUT (LUMEN) สามารถหาค่าได้จากค่าวัดความเข้มแสง (LUX) ด้วยวิธีการ Point by Point แล้วนำมาคำนวณตามสูตร $I = E \cdot d^2$

I = ความเข้มการส่องสว่าง

E = ความเข้มแสง (LUX)

d = ระยะทาง (เมตร)

หมายเหตุ

รายละเอียดการคำนวณของเครื่องสามารถดูได้จาก Specification ของเครื่องในภาคผนวก

บทที่ 6

บทวิจารณ์และสรุป

ในปัจจุบันบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เริ่มเป็นที่นิยมใช้กันมากขึ้น เนื่องจากมีคุณสมบัติที่ดีหลายอย่าง เช่น สามารถประหยัดพลังงาน , มีกำลังงานสูญเสียน้อย , ให้ประสิทธิภาพ และความสว่างดีขึ้น เป็นต้น จึงมีผู้คิดค้นบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบต่าง ๆ มากขึ้น แต่ที่นิยมกันมากที่สุดในปัจจุบัน คือแบบ Half-Bridge Converter ที่ใช้วงจร Saturable Reactor ขับสวิตช์ให้ทำงานสร้างความถี่สูง และในปัจจุบันได้มีการพัฒนานำ IC มาใช้เป็นตัวสร้างสัญญาณขับสวิตช์มากขึ้น เนื่องด้วยความสามารถในการควบคุมวงจร ไม่ยุ่งยาก เช่นสามารถปรับความถี่ได้ง่าย อีกทั้งยังทำให้ขนาดของบัลลาสต์ เล็กกระทัดรัด เหมาะแก่การใช้งานและยังพัฒนาโดยสามารถนำ Microcontroller มาควบคุมการทำงานซึ่งจะทำให้มีประสิทธิภาพการทำงานที่ดียิ่งขึ้น

ในปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ได้มีการนำโปรแกรม P-spice มาใช้ในการจำลองการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และได้ทำการวิจัยส่วนประกอบสำคัญภายในของวงจร, หลักการทำงาน , การออกแบบ , การปรับปรุงประสิทธิภาพการทำงานให้ได้ค่า Power factor ที่สูงขึ้น โดยทำการอ้างอิงตามมาตรฐาน มอก. - 2541

จากคุณสมบัติเฉพาะตัวของ IC วงจรแบบใช้ IC น่าจะมีคุณสมบัติที่ดีกว่าแบบ Saturable Reactor แต่จากผลการทดลองจะพบว่า วงจรที่เป็นแบบ Saturable Reactor ให้คุณสมบัติที่ดีกว่าแบบใช้ IC ซึ่งที่เป็นเช่นนี้อาจเนื่องมาจาก การปรับค่าต่าง ๆ ในการทดลองยังไม่ได้ค่าที่เป็นมาตรฐานเดียวกัน ตัวอย่างเช่น ความถี่ในการสวิตซ์ของวงจรไม่สามารถปรับค่าให้ได้เท่ากันพอดี ซึ่งจะทำให้ผลการทดลองที่วัดออกมาได้ของทั้ง 2 แบบไม่ได้อยู่ในเงื่อนไขเดียวกัน

สุดท้ายคณะผู้จัดทำหวังเป็นอย่างยิ่งว่า ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้ จะเป็นประโยชน์ต่อผู้ทำการค้นคว้า วิจัย และพัฒนาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ต่อไป

MOTOROLA
SEMICONDUCTOR
TECHNICAL DATA

BUX84
BUX85

SWITCHMODE
NPN SILICON POWER TRANSISTORS

The BUX 84/85 are designed for high voltage, high speed power switching applications like converters, inverters, switching regulators, motor control systems.

SPECIFICATIONS FEATURES:

- $V_{CE(sus)}$ { 400 V BUX 84
450 V BUX 85
- $V_{CES(sus)}$ { 800 V BUX 84
1000 V BUX 85
- Fall time = 0.3 us (typ) at $I_C = 1$ A
- $V_{CE(sat)} = 1$ V (max) at $I_C = 1$ A, $I_B = 0.2$ A

2 AMPERES
TRIPLE DIFFUSED
POWER TRANSISTORS
NPN SILICON

400 - 450 VOLTS
50 WATTS



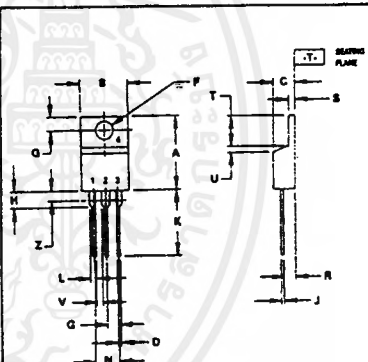
MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	BUX 84	BUX 85	Unit
Collector-Emitter Voltage	$V_{CE(sus)}$	400	450	Vdc
Collector-Emitter Voltage	V_{CES}	800	1000	Vdc
Emitter-Base Voltage	V_{EBO}	5		Vdc
Collector Current	I_C	2		Adc
- Continuous	I_{CM}	3.0		
- Peak (1)				
Base Current	I_B	0.75		Adc
- Continuous	I_{BM}	1.0		
- Peak (1)				
Reverse Base Current:	I_{BM}	1		Adc
- Peak				
Total Power Dissipation @ $T_C = 25^\circ\text{C}$	P_D	50		Watts
Derate above 25°C		400		mW/°C
Operating and Storage Junction Temperature Range	T_J, T_{stg}	- 65 to - 150		°C

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Max	Unit
Thermal Resistance, Junction to Case	$R_{\theta JC}$	2.5	°C/W
Thermal Resistance, Junction to Ambient	$R_{\theta JA}$	62.5	°C/W
Maximum Lead Temperature for Soldering Purpose: 1.8" from Case for 5 Seconds	T_L	275	°C

(1) Pulse Test. Pulse Width = 5 ms, Duty Cycle \leq 10%.



NOTES:
 1. DIMENSIONING AND TOLERANCING PER ANSI Y14.5M, 1982.
 2. CONTROLLING DIMENSION: INCH
 3. DIM Z DEFINES A ZONE WHERE ALL BODY AND LEAD IRREGULARITIES ARE ALLOWED.

DIM	MILLIMETERS		INCHES	
	MIN	MAX	MIN	MAX
A	14.46	15.75	0.570	0.620
B	9.86	10.28	0.389	0.406
C	4.97	4.92	0.196	0.193
D	0.94	0.98	0.037	0.039
F	3.61	3.73	0.142	0.147
G	2.42	2.68	0.095	0.105
H	2.80	3.03	0.110	0.120
J	0.48	0.71	0.019	0.028
K	12.70	12.47	0.500	0.492
L	1.75	1.80	0.069	0.071
N	4.80	5.20	0.189	0.205
Q	2.54	2.68	0.100	0.105
R	2.04	2.10	0.080	0.083
S	1.18	1.30	0.046	0.051
T	5.87	6.47	0.231	0.255
U	0.89	1.27	0.035	0.050
V	1.18	—	0.046	—
Z	—	2.05	—	0.080

STYLE 1:
 PIN 1. BASE
 2. COLLECTOR
 3. EMITTER
 4. COLLECTOR

CASE 221A-04
TO-220AB

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

BUX84 BUX85

ELECTRICAL CHARACTERISTICS (TC = 25°C unless otherwise noted)

Characteristic	Symbol	Min	Typ	Max	Unit
OFF CHARACTERISTICS (1)					
Collector-Emitter Sustaining Voltage (IC = 100 mA _{dc} , tL = 25 mH) See fig. 1	BUX 84 BUX 85	VCEO(sus) 400 450	- -	- -	V _{dc}
Collector Cutoff Current (VCE _s = Rated Value) (VCE _s = Rated Value, TC = 125 °C)		ICES	- -	0.2 1.5	mA _{dc}
Emitter Cutoff Current (VEB = 5 V _{dc} , IC = 0)		IEBO	-	1	mA _{dc}

ON CHARACTERISTICS (1)

DC Current Gain (IC = 0.1 A _{dc} , VCE = 5 V)	hFE	30	50	-	
Collector-Emitter Saturation Voltage (IC = 0.3 A _{dc} , IB = 30 mA _{dc}) (IC = 1 A _{dc} , IB = 200 mA _{dc})	VCE(sat)	- -	- -	0.8 1	V _{dc}
Base-Emitter Saturation Voltage (IC = 1 A _{dc} , IB = 0.2 A _{dc})	VBE(sat)	-	-	1.1	V _{dc}

DYNAMIC CHARACTERISTICS

Current-Gain - Bandwidth Product (IC = 500 mA _{dc} , VCE = 10 V _{dc} , f = 1 MHz)	f _T	4	-	-	MHz
--	----------------	---	---	---	-----

SWITCHING CHARACTERISTICS

Turn-on Time	VCC = 250 V _{dc} , IC = 1 A	ton	-	0.3	0.5	μs
Storage Time	IB1 = 0.2 A, IB2 = 0.4 A	ts	-	2	3.5	μs
Fall Time	See fig. 2	tf	-	0.3	-	μs
Fall Time	Same above cond. at TC = 95°C	tf	-	-	1.4	μs

(1) Pulse Test: PW = 300 μs, Duty Cycle ≤ 2%.

BUX84 BUX85

FIGURE 1 - TEST CIRCUIT FOR $V_{CE0\text{ sat}}$

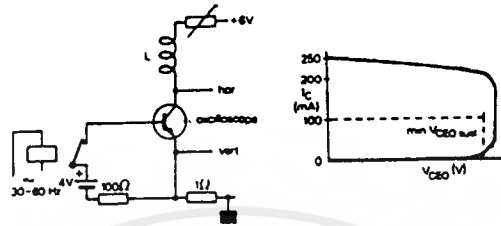
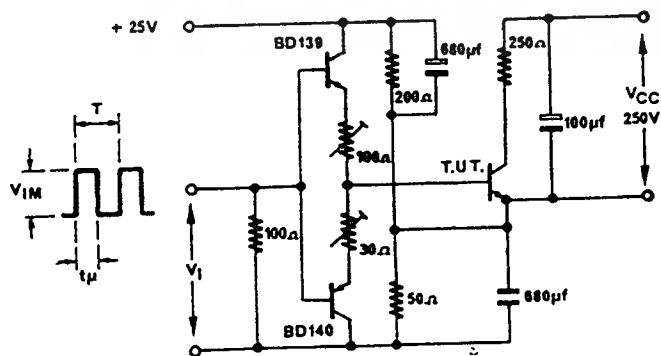
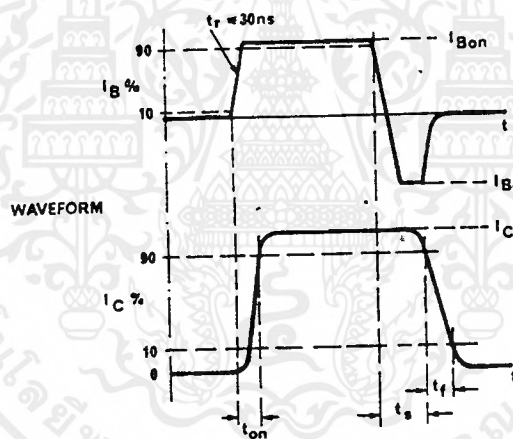


FIGURE 2 - SWITCHING TIMES / TEST CIRCUIT



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IR2155 (NOTE: For new designs, we recommend IR's new products IR2153 and IR21531)

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

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

- Matched propagation delay for both channels
- Micropower supply startup current of 125 μ A typ.
- Low side output in phase with R_T

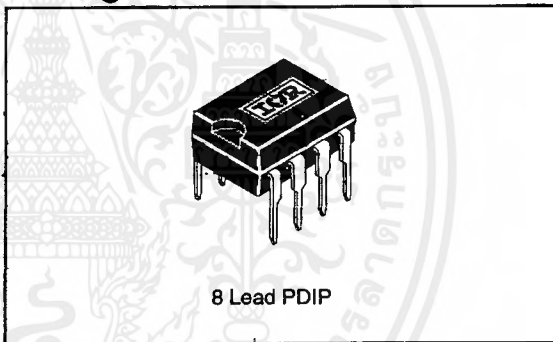
Description

The IR2155 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

Product Summary

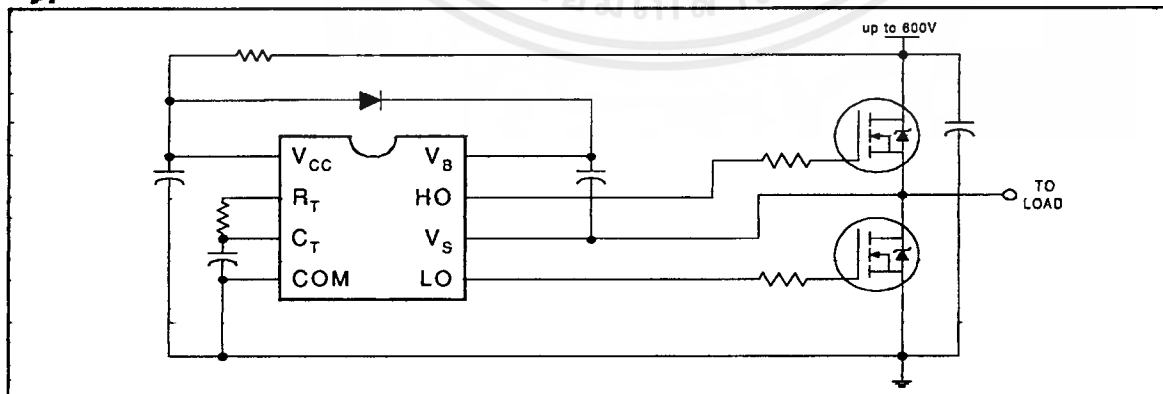
V_{OFFSET}	600V max.
Duty Cycle	50%
$I_{O+/-}$	210 mA / 420 mA
V_{OUT}	10 - 20V
Deadtime (typ.)	1.2 μ s

Package



MOSFET or IGBT in the high side configuration that operates off a high voltage rail up to 600 volts.

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 _B	High Side Floating Supply Voltage	-0.3	625	V
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	V _B - 25	V _B + 0.3	
V _{HO}	High Side Floating Output Voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3	
V _{LO}	Low Side Output Voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3	
V _{RT}	R _T Voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3	
V _{CT}	C _T Voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3	
I _{CC}	Supply Current (Note 1)	—	25	mA
I _{RT}	R _T Output Current	-5	5	
dV _S /dt	Allowable Offset Supply Voltage Transient	—	50	V/ns
P _D	Package Power Dissipation @ T _A ≤ +25°C (8 Lead DIP)	—	1.0	W
		(8 Lead SOIC)	0.625	
R _{θJA}	Thermal Resistance, Junction to Ambient (8 Lead DIP)	—	125	°C/W
		(8 Lead SOIC)	200	
T _J	Junction Temperature	—	150	°C
T _S	Storage Temperature	-55	150	
T _L	Lead Temperature (Soldering, 10 seconds)	—	300	

Recommended Operating Conditions

The Input/Output logic timing diagram is shown in Figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S offset rating is tested with all supplies biased at 15V differential.

Symbol	Parameter Definition	Value		Units
		Min.	Max.	
V _B	High Side Floating Supply Absolute Voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High Side Floating Supply Offset Voltage	—	600	
V _{HO}	High Side Floating Output Voltage	V _S	V _B	
V _{LO}	Low Side Output Voltage	0	V _{CC}	
I _{CC}	Supply Current (Note 1)	—	5	mA
T _A	Ambient Temperature	-40	125	°C

Note 1: Because of the IR2155's application specificity toward off-line supply systems, this IC contains a zener clamp structure between the chip V_{CC} 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_{CC} and the rectified line voltage and a local decoupling capacitor from V_{CC} 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_{CLAMP}.

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	μs	
D	R_T Duty Cycle	48	50	52	%	

Static Electrical Characteristics

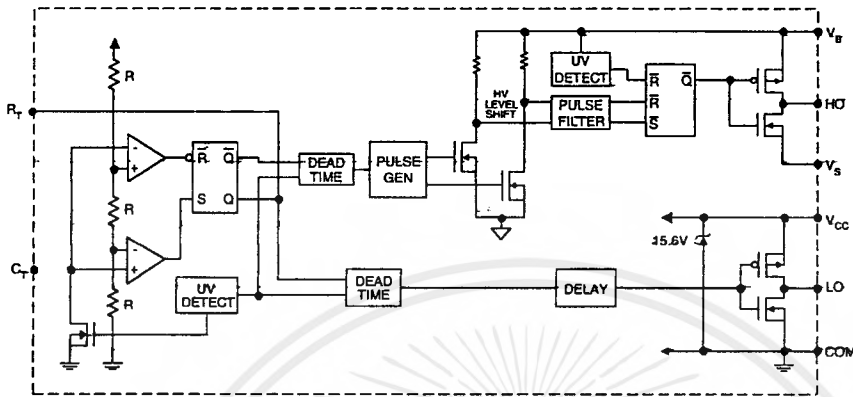
$V_{BIAS} (V_{CC}, V_{BS}) = 12V$, $C_L = 1000\text{ pF}$, $C_T = 1\text{ nF}$ and $T_A = 25^\circ\text{C}$ unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to COM. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: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

Symbol	Parameter Definition	Value			Units	Test Conditions
		Min.	Typ.	Max.		
f_{osc}	Oscillator Frequency	19.4	20.0	20.6	kHz	$R_T = 35.7\text{ k}\Omega$
		94	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	7.8	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		$I_{RT} = -100\text{ }\mu\text{A}$
V_{RT-}	R_T Low Level Output Voltage	—	200	300	mV	$I_{RT} = -1\text{ mA}$
		—	20	50		$I_{RT} = 100\text{ }\mu\text{A}$
V_{RTUV}	R_T Undervoltage Lockout, $V_{CC} - R_T$	—	0	100	mV	$2.5V < V_{CC} < V_{CCUV}$
V_{OH}	High Level Output Voltage, $V_{BIAS} - V_O$	—	—	100		$I_O = 0\text{ A}$
V_{OL}	Low Level Output Voltage, V_O	—	—	100	μA	$I_O = 0\text{ A}$
I_{LK}	Offset Supply Leakage Current	—	—	50		$V_B = V_S = 600V$
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} Supply Current	—	70	150	μA	
I_{QBSUV}	Micropower V_{BS} Supply Startup Current	—	55	125		
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} Supply Current	—	500	1000		
I_{QCCUV}	Micropower V_{CC} Supply Startup Current	—	70	150		
I_{CT}	C_T Input Current	—	0.001	1.0		
V_{BSUV+}	V_{BS} Supply Undervoltage Positive Going Threshold	7.7	8.4	9.2	V	
V_{BSUV-}	V_{BS} Supply Undervoltage Negative Going Threshold	7.3	8.1	8.9		
V_{BSUVH}	V_{BS} Supply Undervoltage Lockout Hysteresis	100	400	—	mV	
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	400	—	mV	
I_{O+}	Output High Short Circuit Pulsed Current	210	250	—	mA	$V_O = 0V$
I_{O-}	Output Low Short Circuit Pulsed Current	420	500	—		$V_O = 15V$

IR2155

Functional Block Diagram

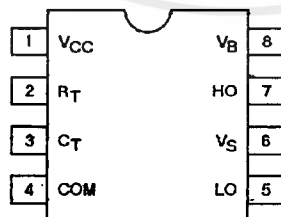
International
IR Rectifier



Lead Definitions

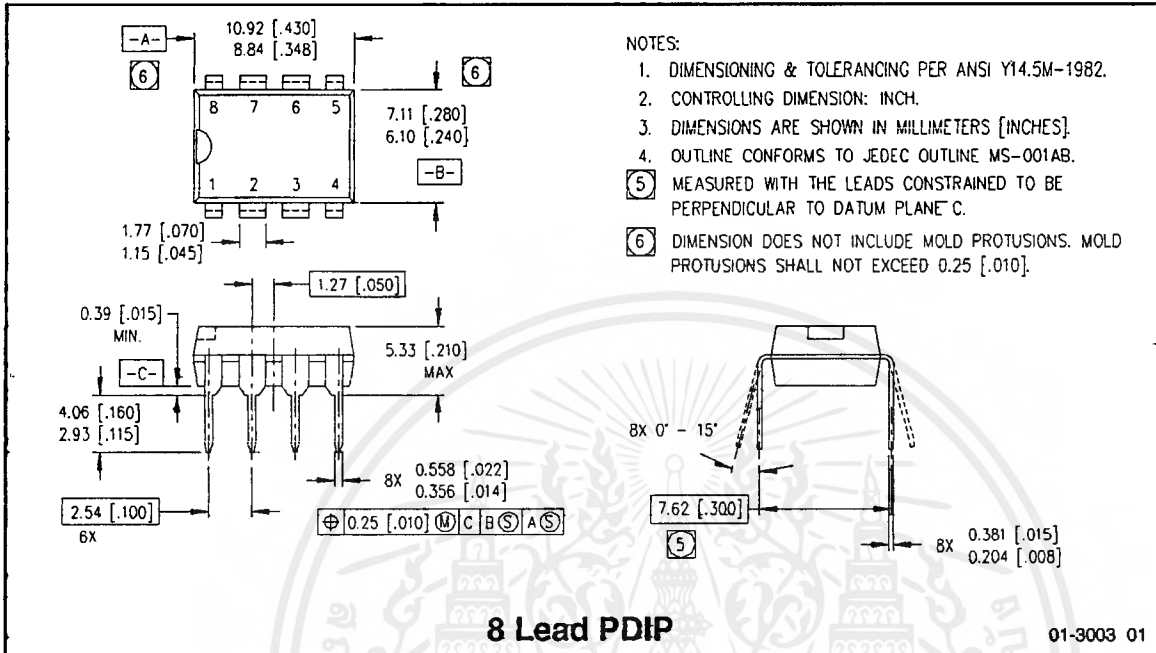
Lead Symbol	Description
RT	Oscillator timing resistor input, in phase with LO for normal IC operation
CT	Oscillator timing capacitor input, the oscillator frequency according to the following equation: $f = \frac{1}{1.4 \times (R_T + 150\Omega) \times C_T}$ where 150Ω is the effective impedance of the RT output stage
VB	High side floating supply
HO	High side gate drive output
VS	High side floating supply return
VCC	Low side and logic fixed supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

Lead Assignments



8 Lead DIP

IR2155



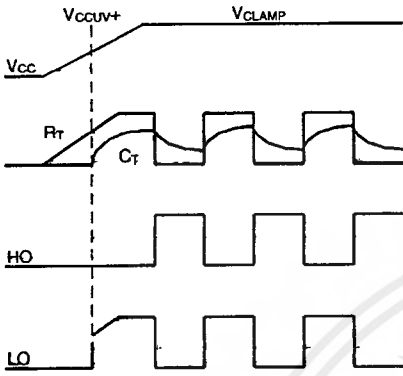


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

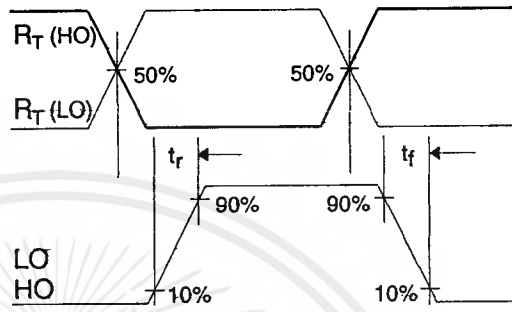


Figure 2. Switching Time Waveform Definitions

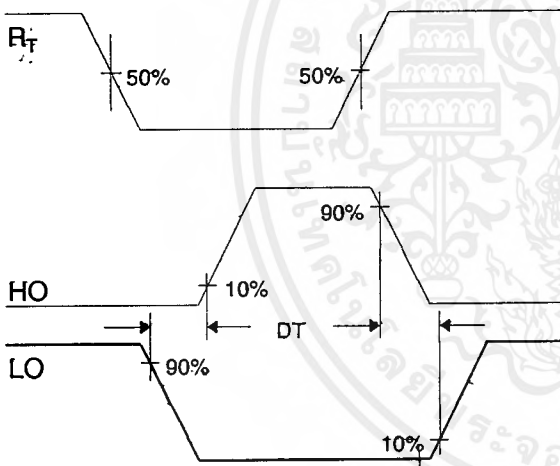
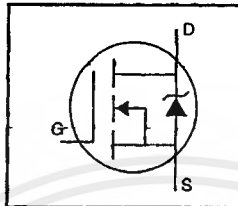


Figure 3. Deadtime Waveform Definitions

HEXFET® Power MOSFET

- Dynamic dv/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements



$$V_{DSS} = 400V$$

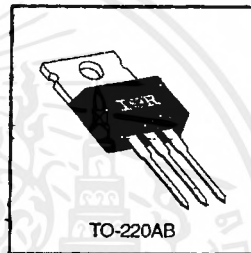
$$R_{DS(on)} = 1.8\Omega$$

$$I_D = 3.3A$$

Description

Third Generation HEXFETs from International Rectifier provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



DATA SHEETS

Absolute Maximum Ratings

Parameter	Max.	Units
I_D @ $T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} \text{ @ } 10V$	3.3
I_D @ $T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} \text{ @ } 10V$	2.1
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	13
P_D @ $T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	50
	Linear Derating Factor	0.40
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	190
I_{AR}	Avalanche Current ③	3.3
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ④	5.0
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ⑤	4.0
T_J	Operating Junction and Storage Temperature Range	-55 to +150
T_{STG}	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)
	Mounting Torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf-in (1.1 N-m)

Thermal Resistance

Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	—	—	2.5	$^\circ C/W$
$R_{\theta CS}$	—	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	—	—	62	

IRF720



Electrical Characteristics @ T_J = 25°C (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V _{(BR)DSS}	Drain-to-Source Breakdown Voltage	400	—	—	V	V _{GS} =0V, I _D =250μA
ΔV _{(BR)DSS/ΔT_J}	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.51	—	V/°C	Reference to 25°C, I _D =1mA
R _{DS(on)}	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	1.8	Ω	V _{GS} =10V, I _D =2.0A ④
V _{GS(th)}	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	V _{DS} =V _{GS} , I _D =250μA
g _{fs}	Forward Transconductance	1.7	—	—	S	V _{DS} =50V, I _D =2.0A ④
I _{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	V _{DS} =400V, V _{GS} =0V
		—	—	250		V _{DS} =320V, V _{GS} =0V, T _J =125°C
I _{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	V _{GS} =20V
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		V _{GS} =-20V
Q _g	Total Gate Charge	—	—	20	nC	I _D =3.3A
Q _{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	3.3		V _{DS} =320V
Q _{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	11		V _{GS} =10V See Fig. 6 and 13 ④
t _{d(on)}	Turn-On Delay Time	—	10	—		V _{DD} =200V
t _r	Rise Time	—	14	—	ns	I _D =3.3A
t _{d(off)}	Turn-Off Delay Time	—	30	—		R _G =18Ω
t _f	Fall Time	—	13	—		R _D =56Ω See Figure 10 ④
L _D	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6 mm (0.25in.) from package and center of die contact
L _S	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
C _{iss}	Input Capacitance	—	410	—		V _{DS} =0V
C _{oss}	Output Capacitance	—	120	—	pF	V _{DS} =25V
C _{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	47	—		f=1.0MHz See Figure 5

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
I _S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	3.3	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
I _{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	13		
V _{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.6	V	T _J =25°C, I _S =3.3A, V _{GS} =0V ④
t _{rr}	Reverse Recovery Time	—	270	600	ns	T _J =25°C, I _F =3.3A
Q _{rr}	Reverse Recovery Charge	—	1.4	3.0	μC	di/dt=100A/μs ④
t _{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L _S +L _D)				

Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature (See Figure 11)
- ② V_{DD}=50V, starting T_J=25°C, L=30mH, R_G=25Ω, I_{AS}=3.3A (See Figure 12)
- ③ I_{SD}≤3.3A, di/dt≤65A/μs, V_{DS}≤V_{(BR)DSS}, T_J≤150°C
- ④ Pulse width ≤ 300 μs; duty cycle ≤ 2%.

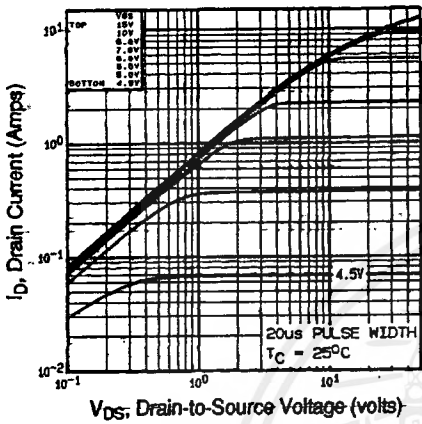


Fig. 1. Typical Output Characteristics, $T_C=25^\circ\text{C}$

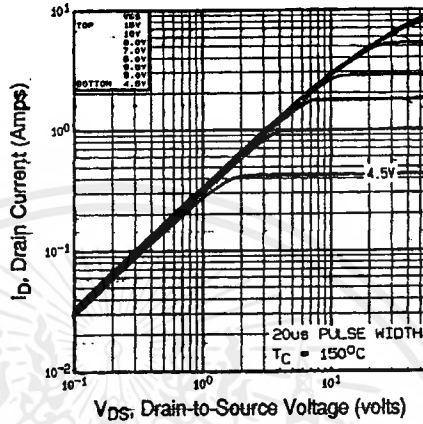


Fig. 2. Typical Output Characteristics, $T_C=150^\circ\text{C}$

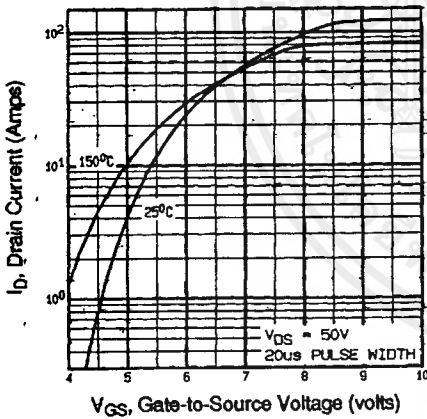


Fig. 3. Typical Transfer Characteristics

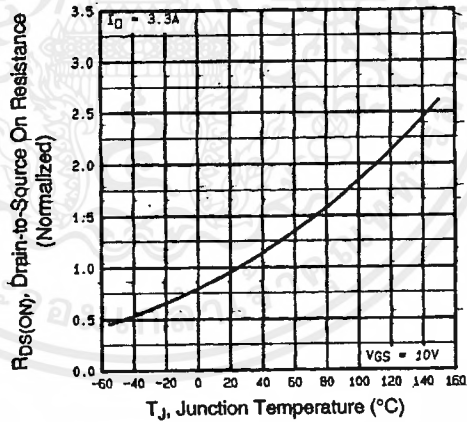


Fig. 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

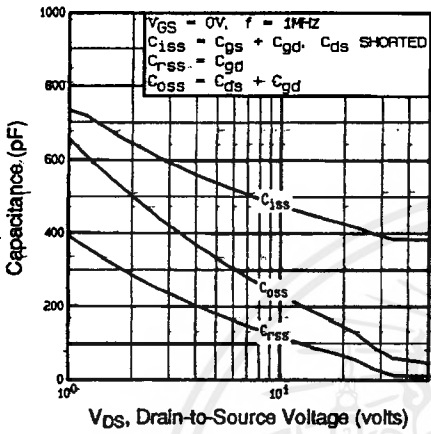


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

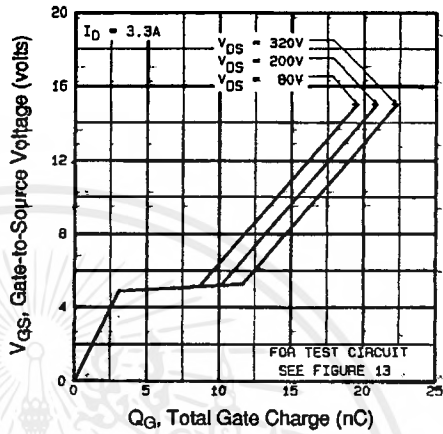


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

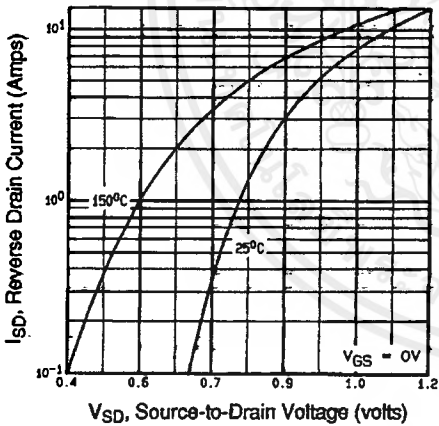


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

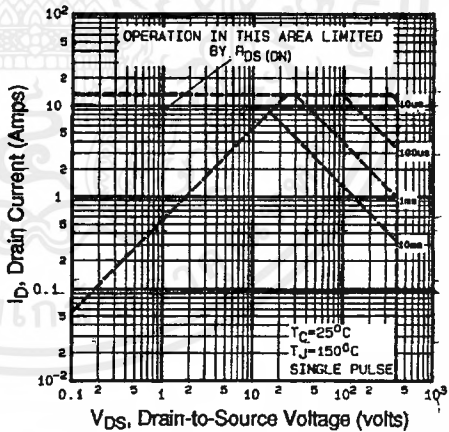


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

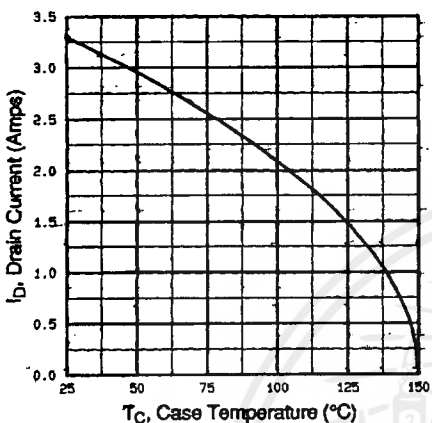


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

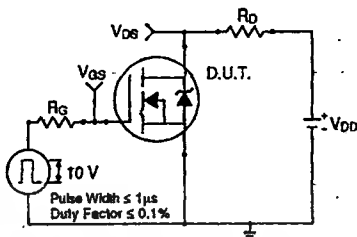


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

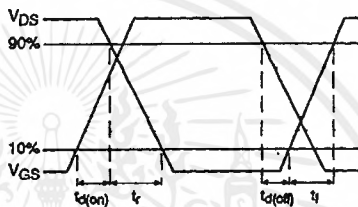


Fig 10b. Switching Time Waveforms

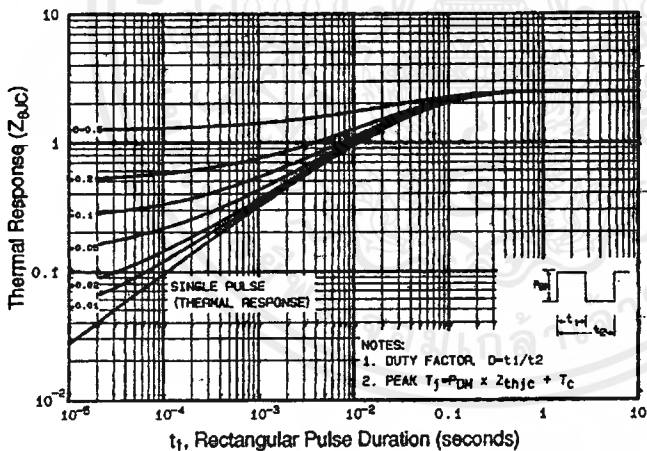


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

DATA SHEETS

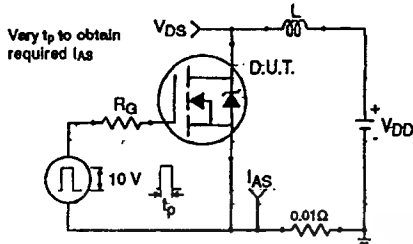


Fig 12a. Unclamped Inductive Test Circuit

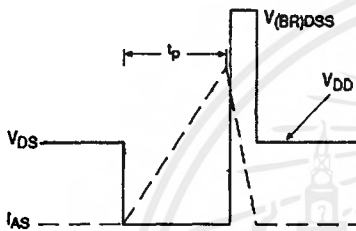


Fig 12b. Unclamped Inductive Waveforms

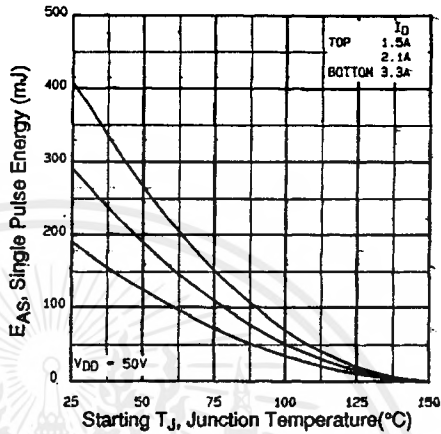


Fig 12c. Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

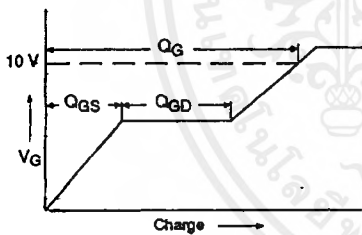


Fig 13a. Basic Gate Charge Waveform

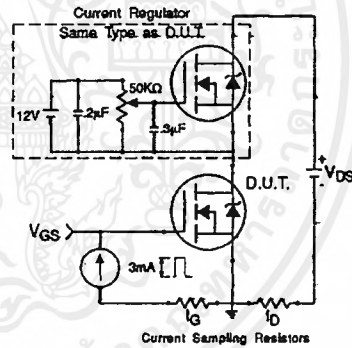


Fig 13b. Gate Charge Test Circuit

Appendix A: Figure 14, Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit – See page 1505

Appendix B: Package Outline Mechanical Drawing – See page 1509

Appendix C: Part Marking Information – See page 1516

Appendix E: Optional Leadforms – See page 1525

International
IR Rectifier

Item	Voltage V	Current A
Input circuit type	Floating Input	
Rated inputs (range rms)	Resistive voltage divider 10/15/30/60/100/150/300/600 V	Shunt Input 1/2/5/10/20/30 A 50/100/200 mV (Ext. shunt input)
Input impedance	Input resistance approx. 2 MΩ (all ranges) Input Capacitance approximate 15 pF in parallel	Shunt: Input resistance approx. 6 mΩ + 0.07 μH (all ranges) External shunt input resistance: Approx. 100 kΩ
Frequency range	DC, 2 Hz-200 kHz	
Instantaneous maximum allowable input for 1s	The peak is 3.5 times the range or 1400 V, whichever is less.	The peak is 10 times the range or 60 A, whichever is less Ext. Shunt Input: Peak value is 20 times the range or less
Continuous maximum allowable input	The peak is 1000 V or the RMS value is twice the range, whichever is less.	The peak is 5 times the range or the RMS value is twice the range, whichever is less with a maximum of 35 A rms. Ext. Shunt input: Peak value is 10 times the range or less
Maximum common mode voltage	600 Vrms	600 Vrms
Common mode rejection ratio at 600 Vrms between input terminals and case (at 50/60 Hz)	better than -80 dB (0.01% of range) (Input closed)	better than -80 dB (0.01% of range) (Input open)
Input terminals	Binding posts	Large binding posts Ext. shunt input: 4 pin round connector
Filter	Low pass filter fc fixed at 500 Hz can be switched ON/OFF	
A/D conversion	Simultaneous sampling of Voltage and Current inputs Resolution: 16 Bits Maximum conversion rate: approx. 104 kHz	
Peak Over range detection	Approximate at 3.5 times the input range the alarm LED will light. (At crest factor set to 6, approx. 700% of the range)	
Range switching	Manual, automatic and external via GP-IB/RS-232-C Range can be selected all elements simultaneous, or separate for each element	
Auto range switching	Range up: When the peak value exceeds 3.5 times of the rated range or the measured value exceeds 110% of the rated range (When crest factor is set to 3) Range down: When the measured value becomes less than 30% of the rated range	
Measurement mode	The mode can be set for each element separately RMS: RMS measurement MEAN: Rectified Mean Calibrated to a RMS sine wave measurement DC: Mean value measurement (DC component)	

Display functions

Display type: 7 segment LED
Number of displays: 4

DISPLAY	Displayed Value	Maximum Reading
A	V, A, W (each element)	V, A, W: 30000 Wh, Ah: 300000 Hz: 199999
B	V, A, W (each element)	
C	V, A, W, VA, var, PF, deg, Vpk (each element)	
D	V, A, W, Apk, THD*, VHz, AHz, Wh, Ah (each element), η (Efficiency)	

*Total Harmonic Distortion Analysis (Optional Feature) added

Unit : m, k, M, V, A, W, VA, var, pk, Hz, h, deg, %
 Display Update Rate : 0.25 s (FAST), 0.5 s (MID), 2.0 s (SLOW) selectable
 Response Time : Within two update cycles
 (Time for displayed value to settle within accuracy specifications of final value after step change from 0% to 100% or 100% to 0% of range, FILTER OFF)

Display Scaling Function

Significant digits : Selected automatically according to significant digits in the Voltage and Current Ranges
 Reassign Ratio : 0.0001 - 10000
 Settable parameters : Display A : Not Used
 Display B : PT ratio
 Display C : CT ratio
 Display D : Power Scaling Factor

Display Averaging Function

Algorithm : Two algorithms can be selected
 - Exponential averaging
 - Moving averaging
 For Exponential averaging the Attenuation constant can be selected and for the Moving averaging the number of averages can be set to 8, 16, 32, 64, 128, 256.

MATH Function

Algorithm : Display D, when selecting the efficiency function h, will show the efficiency. In addition it is possible to show the result of Display A, +, -, / or x Display B on Display D.

Frequency Measurement

Input : V1, V2, V3, A1, A2, A3
 Operating principle : Rectifier counting method
 Frequency ranges : The range depends on the selected Display Update Interval (Auto Range)
 FAST : 2k/20k/200k/1000 kHz
 MID : 200/2k/20k/200k/500 kHz
 SLOW : 20/200/2k/20k/100 kHz
 Maximum reading : 199999
 Minimum reading : FAST : 18.00 Hz
 MID : 9.000 Hz
 SLOW : 1.8000 Hz
 Accuracy : ±0.05% of rdg
 - Minimum input is ±30% of range
 - Minimum input frequency is 20% of frequency range when Crest Factor is set to 3
 - When FILTER is switched ON, the input frequency must be less than 200 Hz to obtain the specification accuracy.

Measurement Functions Accuracy

Item	Voltage/Current	Power
Method	Digital Multiplication System	
Crest Factor	Selectable to 3 or 6	
Display Accuracy Within 6 months after calibration YOKOGAWA STANDARD (Conditions:) Temperature: 23°C±5°C Humidity: 30% to 75% R. H. Supply voltage: specified supply voltage, ±5% Input Waveform: Sine Wave Common Mode Voltage: 0 V Filter: OFF Crest Factor: set to 3 At Power Factor: cosφ = 1	DC ±(0.05% of rdg + 0.1% of rng) 30 Hz ≤ f ≤ 1 kHz ±(0.03% of rdg + 0.05% of mg) 10 Hz ≤ f < 30 Hz, 1 kHz < f ≤ 10 kHz ±(0.1% of rdg + 0.2% of mg) 2 Hz ≤ f < 10 Hz, 10 kHz < f ≤ 50 kHz ±(0.5% of rdg + 0.5% of mg) 50 kHz < f ≤ 100 kHz ±(1% of rdg + 1.5% of mg) 100 kHz < f ≤ 200 kHz ±(3% of rdg + 3% of mg) Update interval condition f ≥ 10 Hz, MID f ≥ 2 Hz, SLOW	DC ±(0.1% of rdg + 0.15% of rng) 30 Hz ≤ f ≤ 1 kHz ±(0.05% of rdg + 0.05% of mg) 10 Hz ≤ f < 30 Hz, 1 kHz < f ≤ 10 kHz ±(0.2% of rdg + 0.5% of mg) 2 Hz ≤ f < 10 Hz, 10 kHz < f ≤ 50 kHz ±(1.0% of rdg + 1.5% of mg) 50 kHz < f ≤ 100 kHz ±(2.5% of rdg + 2.5% of mg) 100 kHz < f ≤ 200 kHz ±(10% of rdg + 6% of mg) Update interval condition f ≥ 10 Hz, MID f ≥ 2 Hz, SLOW
Within 1 year after calibration	Compared with the 6 months Accuracy and (range error) × 0.5	
Effect of Power Factor	COSφ = 0 45 Hz to 440 Hz: ±0.15% of rng	
Effective Input range	With input range at 10% to 110% the above specified accuracy is valid. With input at 110% to 130% the above specified reading accuracy times 1.5. The display reading operates until 140% of the input range.	
Accuracy at Crest Factor set to 6	The specified accuracy at Crest Factor set to 3 times 1.5.	
Temperature coefficient 5 to 18°C, 28 to 40°C	±0.02% of range/°C	
Display update rate	0.25 s (FAST), 0.5 s (MID), 2.0 s (SLOW)	
Effect of Filter	50/60 Hz, Displayed accuracy ±1% of mg	50/60 Hz, COSφ = 1 Displayed accuracy ±2% of rng

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งหากมีให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงชื่อของเอกสารทุกครั้งที่มีคนนำไปใช้

Computing Functions

	Active Power (W)	Apparent Power (VA)	Reactive power (var)	Power Factor (PF)	Phase Angle (deg)
1-phase 2-wire	W	$VA = V \times A$	$\sqrt{(VA)^2 - W^2}$	$\frac{W}{VA}$	$\cos^{-1}(\frac{W}{VA})$
1-phase 3-wire	W_i $i = 1, 3$ $\Sigma W = W_1 + W_3$	$VA_i = V_i \times A_i$ $i = 1, 3$ $\Sigma VA = VA_1 + VA_3$	$\text{var}_i = \sqrt{(VA_i)^2 - W_i^2}$ $i = 1, 3$ $\Sigma \text{var} = \text{var}_1 + \text{var}_3$	$PF_i = \frac{W_i}{VA_i}$ $i = 1, 3$ $\Sigma PF = \frac{\Sigma W}{\Sigma VA}$	$\phi_i = \cos^{-1}(\frac{W_i}{VA_i})$ $i = 1, 3$ $\Sigma \delta = \cos^{-1}(\frac{\Sigma W}{\Sigma VA})$
	W_i $i = 1, 3$ $\Sigma W = W_1 + W_3$	$VA_i = V_i \times A_i$ $i = 1, 3$ $\Sigma VA = \sqrt{\frac{2}{3}}(VA_1 + VA_3)$	$\text{var}_i = \sqrt{(VA_i)^2 - W_i^2}$ $i = 1, 3$ $\Sigma \text{var} = \text{var}_1 + \text{var}_3$	$PF_i = \frac{W_i}{VA_i}$ $i = 1, 3$ $\Sigma PF = \frac{\Sigma W}{\Sigma VA}$	$\phi_i = \cos^{-1}(\frac{W_i}{VA_i})$ $i = 1, 3$ $\Sigma \delta = \cos^{-1}(\frac{\Sigma W}{\Sigma VA})$
3 phase 3-wire (two power meter method)	W_i $i = 1, 2, 3$ $\Sigma W = W_1 + W_2 + W_3$	$VA_i = V_i \times A_i$ $i = 1, 2, 3$ $\Sigma VA = \sqrt{\frac{2}{3}}(VA_1 + VA_2 + VA_3)$	$\text{var}_i = \sqrt{(VA_i)^2 - W_i^2}$ $i = 1, 2, 3$ $\Sigma \text{var} = \text{var}_1 + \text{var}_2 + \text{var}_3$	$PF_i = \frac{W_i}{VA_i}$ $i = 1, 2, 3$ $\Sigma PF = \frac{\Sigma W}{\Sigma VA}$	$\phi_i = \cos^{-1}(\frac{W_i}{VA_i})$ $i = 1, 2, 3$ $\Sigma \delta = \cos^{-1}(\frac{\Sigma W}{\Sigma VA})$
	W_i $i = 1, 2, 3$ $\Sigma W = W_1 + W_2 + W_3$	$VA_i = V_i \times A_i$ $i = 1, 2, 3$ $\Sigma VA = VA_1 + VA_2 + VA_3$	$\text{var}_i = \sqrt{(VA_i)^2 - W_i^2}$ $i = 1, 2, 3$ $\Sigma \text{var} = \text{var}_1 + \text{var}_2 + \text{var}_3$	$PF_i = \frac{W_i}{VA_i}$ $i = 1, 2, 3$ $\Sigma PF = \frac{\Sigma W}{\Sigma VA}$	$\phi_i = \cos^{-1}(\frac{W_i}{VA_i})$ $i = 1, 2, 3$ $\Sigma \delta = \cos^{-1}(\frac{\Sigma W}{\Sigma VA})$
3 phase 3-wire (three power meter method)	W_i $i = 1, 2, 3$ $\Sigma W = W_1 + W_2 + W_3$	$VA_i = V_i \times A_i$ $i = 1, 2, 3$ $\Sigma VA = VA_1 + VA_2 + VA_3$	$\text{var}_i = \sqrt{(VA_i)^2 - W_i^2}$ $i = 1, 2, 3$ $\Sigma \text{var} = \text{var}_1 + \text{var}_2 + \text{var}_3$	$PF_i = \frac{W_i}{VA_i}$ $i = 1, 2, 3$ $\Sigma PF = \frac{\Sigma W}{\Sigma VA}$	$\phi_i = \cos^{-1}(\frac{W_i}{VA_i})$ $i = 1, 2, 3$ $\Sigma \delta = \cos^{-1}(\frac{\Sigma W}{\Sigma VA})$
3 phase 4-wire	W_i $i = 1, 2, 3$ $\Sigma W = W_1 + W_2 + W_3$	$VA_i = V_i \times A_i$ $i = 1, 2, 3$ $\Sigma VA = VA_1 + VA_2 + VA_3$	$\text{var}_i = \sqrt{(VA_i)^2 - W_i^2}$ $i = 1, 2, 3$ $\Sigma \text{var} = \text{var}_1 + \text{var}_2 + \text{var}_3$	$PF_i = \frac{W_i}{VA_i}$ $i = 1, 2, 3$ $\Sigma PF = \frac{\Sigma W}{\Sigma VA}$	$\phi_i = \cos^{-1}(\frac{W_i}{VA_i})$ $i = 1, 2, 3$ $\Sigma \delta = \cos^{-1}(\frac{\Sigma W}{\Sigma VA})$
Computing Range	Depends on selected V and A range	Depends on selected V and A range	Depends on selected V and A range (var ≥ 0)	-1~0~1	-180~0~180 or 0~360
Maximum Display or Display Resolution	30000	30000	30000	± 1.0000	0.01
Computing Accuracy	—	$\pm 0.001\%$ of VA range	$\pm 0.001\%$ of VA range	± 0.0001	Calculated from the Power Factor, with an additional error of $\pm 0.005^\circ$

Note 1: The apparent power (VA), reactive power (var), power factor (PF), and phase angle (deg) measurement in this instrument are computed digitally from the voltage, current and active power. If the input is non-sinusoidal, the measured values may differ from those obtained with instruments employing different measurement principles.

Note 2: When the Current or Voltage value is less than 0.3% of range, the VA and var will be displayed 0, and PF/deg will be displayed as Error.

Note 3: Regarding the detected accuracy of the Lead and Lag, both voltage and current of the rated input are specified at 50% or more for sinusoidal waveforms set at crest factor 3. The detected Lead/Lag accuracy is ± 5 degree over the frequency range 20 Hz to 10 kHz.

Note 4: When the phase angle display shows an angle smaller than 5 degree at 0° and 180°, the accuracy is not specified.

Note 5: If the scaling values set for each element differ from each other in the case of Σ computation, the number of display digits will be limited so that Σ value does not exceed 30000 (crest factor: 3) or 10000 (crest factor: 6) when the rated value is input to each corresponding element. A voltage of 5 V (full scale) will be output from the D/A converter as the Σ value obtained when the rated value is input to each corresponding element.

Integrator Function (Wh, Ah)

- Maximum display : 300000
- Resolution : According to the displayed value, the resolution will be changed.
- Frequency range : DC to 50 kHz
- Modes : Standard Integration Mode (timer mode)
Continuous Integration Mode (repeat mode)
Manual Integration Mode
- Timer : When the timer is set, integration will be stopped automatically.
Setting range : 000 h: 00min to 999 h: 59 min
(000 h: 00min will be shown when manual integration mode is selected.)
- Display : Display A shows : Elapsed time
Display B/C shows : Watt
Display D shows : Watt, Wh, Ah, Hz
- Output : For the output of the printer, communication and D/A, fourteen free selectable items from the above can be set.
However, only the measured data of the frequency which has been previously set will be output.
- Count Overflow : If integration count overflows the maximum displayable value, integration stops and the elapsed time is held on the display.
- Real Time Counting : The integration time can be controlled REAL TIME.
- Accuracy : \pm (display accuracy + 0.05% of rdg)
- Timer accuracy : $\pm 0.005\%$
- Remote Control : Start, stop and reset can be remotely controlled by external contact signals.

- Communication Specifications (GP-IB & RS-232-C)**
- GP-IB : Electrical specifications : IEEE Std 488-1978
Mechanical specifications : IEEE Std 488-1978
Interface functions : SH1, AH1, T5, L4, SR1, RL1, PP0, DC1, DT1, C0
RS-232-C : Transmission mode : Start Stop Synchronization
Baud Rate : 75, 150, 300, 600, 1200, 2400, 4800, 9600 bps

Printer (Optional)

- Printed Parameters : Normal Mode : 14 free selectable numerical items from each channel, identical to the communication parameters.
However, only the measured data of the frequency previously set will be output.
THD Mode : Numerical print out of V, A, W, deg
Bar Graph print out of V, A, W, deg
- Printing type : Thermal line dot printing

D/A Output (Optional)

- Number of output channels : Up to 14. However, only the measured data of the frequency previously set will be output.
- Resolution : 12 bit
- Output Voltage : $\pm 5V$ DC at rated value or range (maximum, approx. 7.5 V DC, maximum output current approx. 1 mA)
Display accuracy $\pm 0.2\%$ of range
 $\pm 0.05\%$ of F. S. $^{\circ}C$
- Accuracy : Identical to display update interval
- Update rate : Identical to display update interval

General Specifications

- External Control and output signals : EXT-HOLD, EXT-TRIG, EXT-START, EXT-STOP, EXT-RESET, EXT-PRINT, INTEG-BUSY
- Input Level : TTL negative pulse
- D/A output (optional) : 14 items fixed as default value and 14 free selectable items at selectable mode.
- Printer output (optional) : 14 items fixed as default value and 14 free selectable items at selectable mode.
However, common setting with items for communication output.
- Communication output : 14 items fixed as default value and 14 free selectable items at selectable mode.
However, common setting with items for printing.
- Warm up time : Approx. 30 min.
- Ambient temperature and humidity range : 5 to 40°C, 20 to 80% R. H. (no condensation)
- Storage temperature : -25 to 60°C (no condensation)
- Insulation resistance : between voltage input terminals and case
between current input terminals and output terminals
between voltage input terminals and current input terminals
between voltage input terminals of each element
between current input terminals of each element
between voltage input terminals and power plug
between current input terminals and power plug
between case and power plug
Above: 50 M Ω or more at DC 500 V

Withstand Voltage

- between voltage input terminals and case
between current input terminals and output terminals
between voltage input terminals and current input terminals
between voltage input terminals of each element
between current input terminals of each element
between voltage input terminals and power plug
between current input terminals and power plug
Above: AC 2200 V for 1 minute at 50/60 Hz
1500 V for 1 minute at 50/60 Hz

Power supply

Setting	Allowable Voltage range	Frequency
100 V	90 to 110 V	48 to 63 Hz
115 V	100 to 132 V	48 to 63 Hz
200 V	180 to 220 V	48 to 63 Hz
230 V	198 to 264 V	48 to 63 Hz

Vibration test condition

- Sweep test-Frequency 8 to 150 Hz sweep, all 3 directions for 1 minute
- Endurance test-Frequency 16.7 Hz, all 3 directions amplitude 4 mm for 2 h

Impact condition

- Impact test: Acceleration 490 m/s², all 3 directions
Free fall test-Height 100 mm, 1 time for each 4 sides

Power supply

- 120 VA Max
- Internal clock accuracy : ± 30 sec. in a month

External dimensions

- Approx. 132 (H) x 426 (W) x 429 (D) mm
Approx. 5.2 (H) x 16.8 (W) x 16.9 (D) inches

Weight

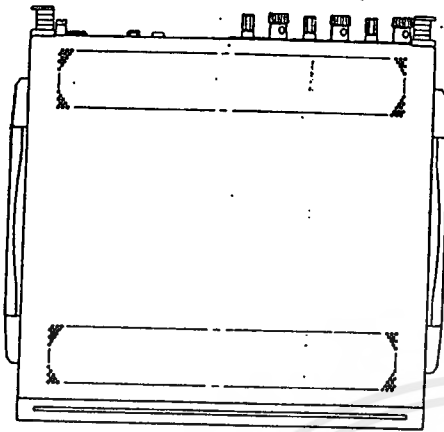
- Model 253120 Approx. 13 kg (29 lbs)
Model 253130 Approx. 14 kg (31 lbs)

Accessories

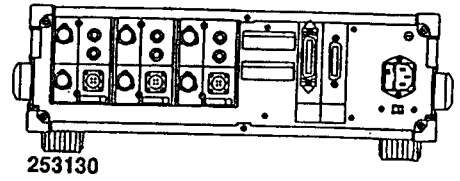
- Power code : UL/CSA, VDE, SAA or BS standard x 1 pcs.
- Fuse : 250 V/1.25 A (for 100/115 V) or 0.63 A (for 200/230 V) x 2 pcs
(1 pc. is attached to the instrument)
- Remote control : 1 pc.
- External shunt connector : 1 pc. for 1 element

External Dimensions

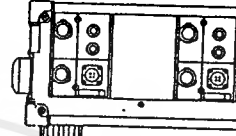
(mm)



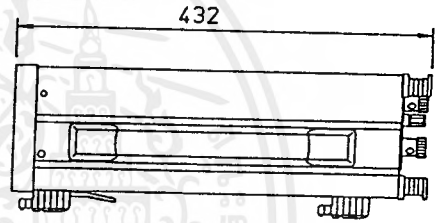
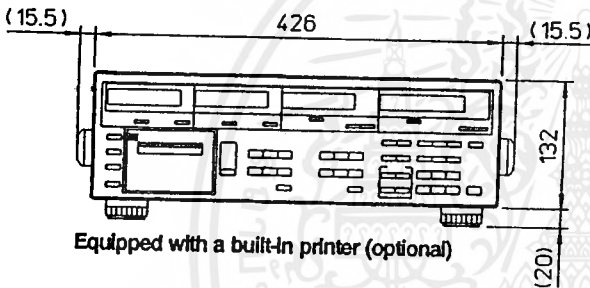
Rear View



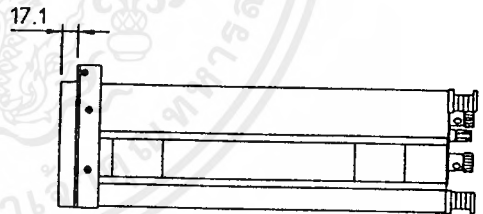
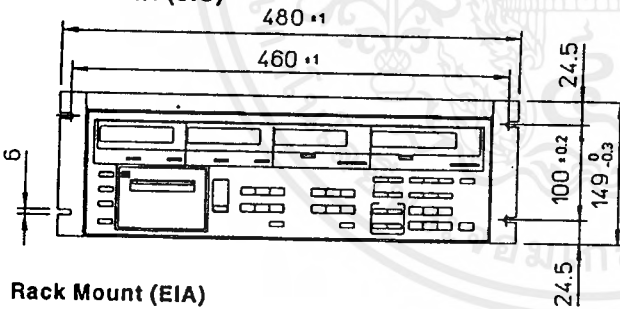
253130



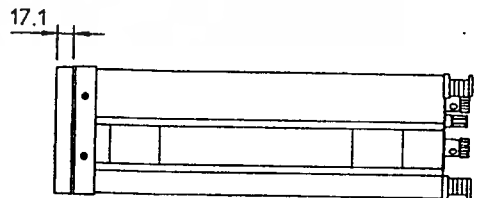
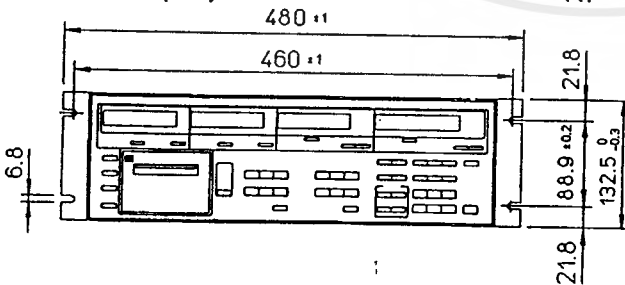
253120



● Rack Mount (JIS)



● Rack Mount (EIA)



Unless otherwise specified, tolerance is ±3%. (However, tolerance is ±0.3 mm when below 10 mm.)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Self Excited Half-Bridge Series Resonant Parallel Loaded Fluorescent Lamp Electronic Ballasts

T.-H. Yu, H.-M. Huang and T.-F. Wu

Power Electronics Applied Research Laboratory
Department of Electrical Engineering
National Chung Cheng University
Ming-Hsiung 62107, Chia-I, Taiwan, R.O.C.
Tel:886-5-2720411 Ext.6346; Fax:886-5-2720862

Abstract - Time-domain analyses are given for the electronic ballasts adapted from a self excited half-bridge series resonant parallel loaded inverter operating in either high quality factor (>2.5) or low quality factor (≈ 1.0) conditions. The operational principles of the inverter applied as an electronic ballast are described in detail from which the voltage and current stresses imposed on switching devices can be determined analytically, and a systematic design procedure can be, therefore, outlined. In addition, practical considerations taking into account the storage time of the switching devices and the nonlinear characteristics of the saturable core are addressed. The computer simulations and experimental results from a laboratorial prototype are used to verify the theoretical predictions and discussions.

I. Introduction

A great attention has been paid recently in the technology of designing and developing fluorescent lamp electronic ballasts, because numerous benefits can be obtained by high frequency operation of the lamps. At high frequency operation, luminous efficacy of fluorescent lamps is 10-20% higher than that of 60 Hz [1], flickers fall to unnoticeable levels, and annoying humming as well as stroboscopic effects can be omitted completely [2-7]. The size and weight of the inductors and capacitors used for current limiting in the high frequency operated electronic ballasts are much smaller than those in the traditional electro-magnetic ballasts. In addition, by implementing intelligent control scheme to the electronic ballasts, more energy saving from the lighting systems can be achieved. There are many resonant inverters that can serve as power stages of fluorescent lamp drivers. The self excited half-bridge series resonant parallel loaded inverter is one of the most popular topologies and has been developed into commercial electronic ballasts. In recent years, several papers have been published and dedicated in analyzing the series resonant parallel loaded electronic ballasts using fundamental approximation [8-10]. However, variations of the switching period due to the storage time of the BJT switches and the nonlinear characteristics of the saturable core have not yet been analytically addressed. In particular, these variations become more critical for the electronic ballasts with low quality factors in

which the predescribed two effects primarily determine the switching frequency.

This paper presents steady-state analyses of the self excited half-bridge series resonant parallel loaded electronic ballasts taking into account the storage time and the effect of the saturable core. The system state equations and operating constraints are first listed and manipulated from which sets of control curves, groups of design rules, and steps of design procedures will be then illustrated and addressed analytically or numerically. Though the quantitative analyses in time-domain are complicated and troublesome, they yield accurate results when analyzing low Q systems. In practice, power switches are non-ideal. Particularly, it is worth pointing out that the storage time of the BJT is undesired long in typical applications and play important roles in determining switching period. Including the storage time in the analyses will make the paper become more uniquely valuable.

II. Operational Principle of the Electronic Ballast

A simplified schematic of the electronic ballast adapted from the described self excited series resonant parallel loaded inverter is shown in Fig. 1. The key components of this circuit are a series resonant tank (Cr,Lr), two pairs of alternatively driven switches, and three mutually coupled windings T1_1, T1_2 and T1_3 which are employed for driving switches Q1 and Q2. Each pair of switches consist of a transistor Q1(Q2) and an anti-parallel diode D1(D2). Switching devices Q1, Q2, D1 and D2 take turns conducting to form a switching cycle. It should be pointed out that with or without D1 and D2, the storage times of transistors vary widely resulting in different behaviors of systems.

After power is applied to the circuit shown in Fig. 1, the trigger which is formed by resistor R1 and capacitor C1 along with the DIAC initiates the self-excited processes; that is, the DIAC triggers transistor Q2 and then the system will run by itself. As C1 is charged upto the breakdown voltage of the DIAC, the DIAC conducts and a voltage pulse supplies to the base of Q2, thus turning it on immediately. This causes a current flowing through Cr, Lr, T1_1 and Q2, and inducing a positive voltage on winding T1_2. The induced voltage takes over

the role of the trigger and drives Q2 into deep saturation while keeps Q1 off with a negative voltage induced on T1_3. Once switch Q2 is continuously turned on, the circuit establishes a resonant current in inductor L_r and through the primary winding T1_1. This varying current induces a change of magnetic flux density in the saturable core T1. When the current drives the core into a saturation region, the voltage induced on T1_2 drops to zero and the minority carriers stored in the base of Q2 are drained out. The duration from beginning to discharge the minority carriers until the transistor being turned off is defined as the storage time of Q2. At the moment that Q2 is turned off, it completes the half-period operation; therefore, the switching frequency f_s can be determined and, in addition, it can be shown that f_s is higher than the resonant frequency f_r . Typical current and voltage waveforms are depicted in Fig. 2(a) and 2(b). It should be noted that the storage time $(T_s/2 - t_4)$ lasts for around two-thirds of one-half switching period $T_s/2$. Once switch Q2 is turned off, the current flowing in L_r freely wheels through D1 and during this time interval, switch Q1 is turned on. Hence, transistor Q1 is turned on at zero voltage which results in eliminating turn-on switching losses. However, this circuit has significant switching losses during the turn-off transition. Usually, therefore, a lossless snubber capacitor (CQ1) is supplemented in parallel with Q1 to reduce turn-off switching losses to a negligible level. This phenomenon can be illustrated by Fig. 3 in which the cross over area of collector current i_c and collector-emitter voltage v_{ce} in Fig. 3(b) is much smaller than that in Fig. 3(a).

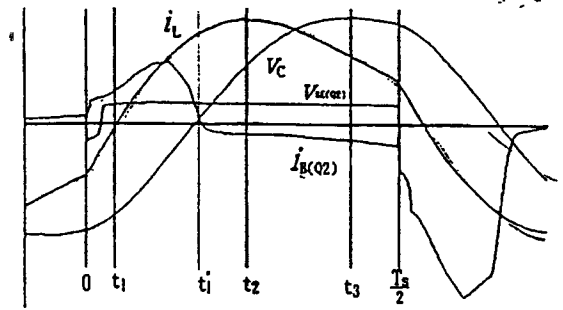
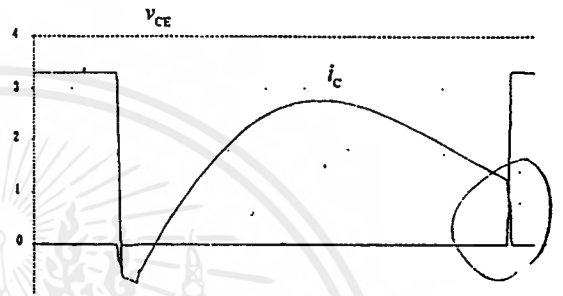
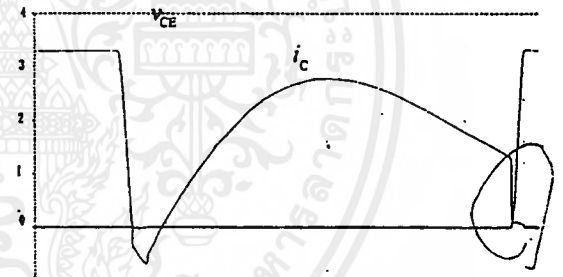


Fig. 2 The inductor current, capacitor voltage, base driving voltage and current waveforms.



(a)



(b)

Fig. 3 Collector current and collector-emitter voltage waveforms of the circuit operated (a) without lossless snubber capacitor (CQ1) and (b) with the capacitor (CQ1).

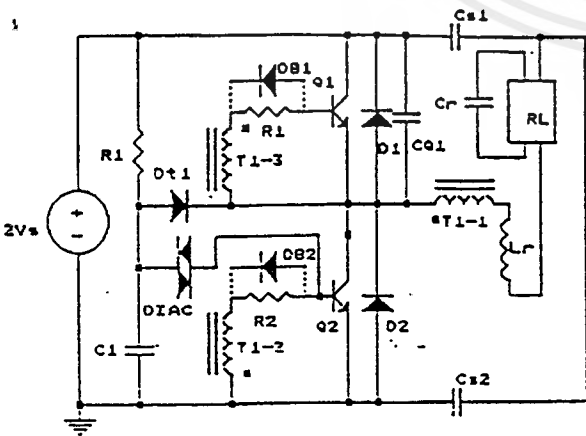


Fig. 1 Schematic of the self excited half-bridge series resonant parallel loaded electronic ballast.

III. Analyses of the Series Resonant Parallel Loaded Inverter

The series resonant parallel loaded inverter is the kernel of the proposed electronic ballast. To yield useful design information, theoretical analyses of such an inverter become essentially critical. For without losing the primary goal and purpose of writing this paper, we make the following reasonable assumptions in the analyses:

- (1) The on-resistance of each switch is neglected.
- (2) The effects of the lossless snubber are neglected.

- (3) The arc voltage of the fluorescent lamp is much higher than those across the filaments so that the resistances of the filaments are negligible.
- (4) Capacitance $Cs1 \gg Cr$ and $Cs2 \gg Cr$.
- (5) The power factor of the fluorescent lamp operated at high frequency is unity; that is, the equivalent impedance of the lamp is pure resistance.

In the following, we will derive the equivalent circuit from which the important parameters and equations can be determined

III.1 The Equivalent Circuit

According to the operational principles and assumptions mentioned above, the schematic depicted in Fig. 1 can be further simplified and shown in Fig. 4. In the figure, usually, because of $Cs1 \gg Cr$ and due to the switching actions, the dc source can be replaced by a square-wave voltage one. That is, voltage ripples on $Cs1$ and $Cs2$ during a switching period can be neglected. The amplitude of the square wave voltage source is V_s , where $V_s = 1/2V_{in}$. Since at high frequency operation a fluorescent lamp can be approximated by a resistor [1], the circuit becomes a second order low-pass filter. The parameters of the equivalent circuit can be summarized as follows: Resonant inductor $L = L_r$, resonant capacitor $C = C_r$ and $R = R_L$ represents the equivalent resistance of the lamp. The natural frequency ω_n , resonant frequency ω_r and damped frequency ω_d are defined by $\omega_n = 1/\sqrt{LC}$, $\omega_r = \omega_n \sqrt{1-1/Q^2}$ and $\omega_d = \omega_n \sqrt{1-1/(4Q^2)}$, respectively. The angular switching frequency is denoted

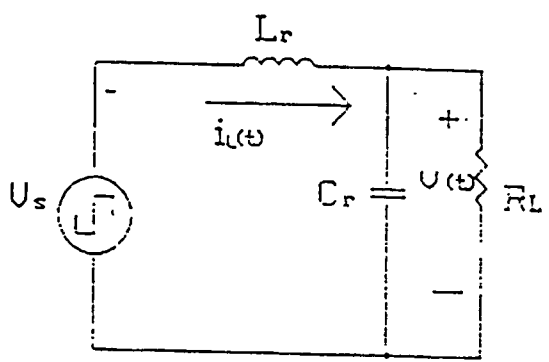


Fig. 4 A simplified equivalent circuit of that shown in Fig. 1.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1/L \\ 1/C & -1/RC \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1/L \\ 0 \end{bmatrix} V_s \quad (2)$$

The general solutions of (2) are given as follows:

$$i_L(t) = e^{-\alpha t} (-K_1 \cos \omega_d t + K_2 \sin \omega_d t) + \frac{V_s}{R} = K_3 e^{-\alpha t} \sin(\omega_d t - \theta_1) + \frac{V_s}{R}, \quad 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \quad (3)$$

and

$$v_c(t) = V_s + K_3 Z_0 e^{-\alpha t} \sin(\omega_d t - \theta_1 - \theta_2) = V_s + K_3 Z_0 e^{-\alpha t} \sin(\omega_d t - \theta_3), \quad 0 \leq t \leq \frac{T_s}{2} \quad (4)$$

where

$$K_1 = I_{L0} + \frac{V_s}{R}, \quad K_2 = \frac{(I_{L0} - \frac{V_s}{R}) e^{-\alpha T_s/2} + K_1 \cos \frac{\omega_d T_s}{2}}{\sin \frac{\omega_d T_s}{2}}$$

$$K_3 = (K_1^2 + K_2^2)^{1/2}, \quad \theta_1 = \tan^{-1} \left(\frac{K_1}{K_2} \right),$$

$$\theta_2 = \tan^{-1} \left(\frac{\omega_d}{\alpha} \right) = \tan^{-1} (\sqrt{4Q^2 - 1}),$$

$$\theta_3 = \theta_1 + \theta_2 \text{ and } I_{L0} = -i_L(0).$$

At the steady state, there exist the following relationships:

$$i_L(0) = -i_L \left(\frac{T_s}{2} \right) = -I_{L0}, \quad (5)$$

and

$$v_c(0) = -v_c \left(\frac{T_s}{2} \right) = -V_{C0}. \quad (6)$$

Using the relationships shown in (5) and (6), I_{L0} and V_{C0} can be derived and shown as follows:

$$I_{L0} = \frac{(C_1 B_2 - C_2 B_1)}{(A_1 B_2 - A_2 B_1)} \quad (7)$$

and

by $\omega_s = 2\pi f_s$; that is, the switching period $T_s = \frac{1}{f_s} = \frac{2\pi}{\omega_s}$. In addition, the characteristic impedance Z_0 , the quality factor Q and damping factor α are denoted by $Z_0 = \sqrt{L/C}$, $Q = R/Z_0$ and $\alpha = 1/2RC$, respectively.

III.2 Analyses of the Circuit

In order to determine the component values, the dynamics of the equivalent network needs to be investigated, and from which several time moments are calculated so as the component ratings can be specified. For the equivalent circuit shown in Fig. 4, the state variable equations describing the dynamics of the network can be expressed as follows :

$$\dot{\underline{x}} = A \underline{x} + B u \quad (1)$$

where vector \underline{x} denotes the system states, A and B are constant matrices, and u is an input. Inductor current $i_L(t)$ and capacitor voltage $v_c(t)$ are chosen as state variables. Equation (1) can be rewritten and represented by the following equation sets:

$$V_{co} = \frac{A_1 C_2 - A_2 C_1}{A_1 B_2 - A_2 B_1}, \quad (8)$$

where

$$A_1 = L(\alpha + j\omega_d), \quad B_1 = -1, \quad C_1 = V_s - L(\alpha + K\omega_d) \frac{V_s}{R},$$

$$A_2 = (\alpha + j\omega_d), \quad B_2 = e^{\frac{\alpha n}{L}} / L,$$

$$C_2 = \frac{V_s}{L} e^{\frac{\alpha n}{L}} - \left(\frac{V_s}{R}\right) [(\alpha + \omega_d K) \cos \frac{\omega_d T_s}{2} + (\omega_d - \alpha K) \sin \frac{\omega_d T_s}{2}],$$

$$J = \frac{e^{\frac{\alpha T_s}{2}} + \cos \frac{\omega_d T_s}{2}}{\sin \frac{\omega_d T_s}{2}} \quad \text{and} \quad K = \frac{\cos \frac{\omega_d T_s}{2} - e^{\frac{\alpha T_s}{2}}}{\sin \frac{\omega_d T_s}{2}}.$$

Thus, (3) and (4) can be determined and represented in terms of parameters defined above.

There are several time moments which should be calculated for determining the component ratings. These include the time of t_1 , t_2 and t_3 which satisfy the following relationships:

$$i_L(t_1) = 0, \quad \frac{di_L(t_1)}{dt} = 0 \quad \text{and} \quad \frac{dv_c(t_1)}{dt} = 0. \quad \text{It is explicit that}$$

the calculations of t_1 , t_2 and t_3 can help to determine the diode current, capacitor voltage and inductor current ratings. Time t_2 and t_3 can be obtained readily, while t_1 needs to be solved using numerical method because $i_L(t_1)$ is a transcendental function. The expressions for t_2 and t_3 are shown following:

$$t_2 = \frac{\theta_1}{\omega_d}, \quad (9)$$

$$t_3 = \frac{1}{\omega_d} (\theta_1 + 2\theta_2), \quad (10)$$

Since the steady state solutions for $i_L(t)$ as well as $v_c(t)$, and the critical time moments have been obtained, we can utilize them when determining the component ratings. For simplicity, we define the following expressions:

$$M_1(t) = -\frac{1}{\alpha} + \frac{\alpha}{\omega_0^2} \cos[2(\omega_d t - \theta_1)] - \frac{\omega_d}{\omega_0^2} \sin[2(\omega_d t - \theta_1)],$$

$$M_2(t) = \omega_d \cos(\omega_d t - \theta_1) + \alpha \sin(\omega_d t - \theta_1),$$

$$M_3(t) = -\frac{1}{\alpha} + \frac{\alpha}{\omega_0^2} \cos[2(\omega_d t - \theta_2)] - \frac{\omega_d}{\omega_0^2} \sin[2(\omega_d t - \theta_2)],$$

$$M_4(t) = \omega_d \cos(\omega_d t - \theta_2) + \alpha \sin(\omega_d t - \theta_2),$$

$$I_{LST}(t) = \int i_L^2(t) dt \\ = \frac{1}{4} K_3^2 e^{-2\omega t} M_1(t) - 2K_3 \frac{V_s}{R} \frac{1}{\omega_0^2} e^{-\omega t} M_2(t) + \frac{V_s^2}{R^2} t,$$

$$V_{CST}(t) = \int V_c^2(t) dt \\ = \frac{1}{4} K_3^2 Z_0^2 e^{-2\omega t} M_3(t) - 2V_s K_3 Z_0 \frac{1}{\omega_0^2} e^{-\omega t} M_4(t) + V_s^2 t,$$

$$V_{LST}(t) = \int v_L^2(t) dt = \frac{1}{4} K_3^2 Z_0^2 e^{-2\omega t} M_5(t),$$

$$I_{CS}(t) = \int i_C^2(t) dt = -K_3 e^{-\omega t} M_2(t) + \frac{K_3}{Q} e^{-\omega t} M_4(t), \quad \text{and}$$

$$I_{US}(t) = \frac{-K_3 e^{-\omega t}}{\omega_0^2} M_2(t) + \frac{V_s}{R} t.$$

The currents and voltages flowing through devices or across them can be then determined in terms of the above defined symbols.

R.M.S. inductor current:

$$I_{Lr} = \left[\frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} i_L^2(t) dt \right]^{1/2} = \left\{ \frac{2}{T_s} \left[I_{LST} \left(\frac{T_s}{2} \right) - I_{LST}(0) \right] \right\}^{1/2} \quad (11)$$

Peak inductor current:

$$I_{Lp} = i_L(t_1) = K_3 e^{\frac{-\alpha \theta_1}{\omega_d}} \sin \theta_2 + \frac{V_s}{R} \quad (12)$$

Peak switch current:

$$I_{SWp} = I_{Lp} = K_3 e^{\frac{-\alpha \theta_1}{\omega_d}} \sin \theta_2 + \frac{V_s}{R} \quad (13)$$

Peak diode current:

$$I_{Dp} = |i_L(0)| = I_{L0} = \frac{C_1 B_2 - C_2 B_1}{A_1 B_2 - A_2 B_1} \quad (14)$$

R.M.S. capacitor voltage:

$$V_{Cr} = \left[\frac{2}{T_s} \int_0^{T_s/2} v_c^2(t) dt \right]^{1/2} = \left\{ \frac{2}{T_s} \left[V_{CST} \left(\frac{T_s}{2} \right) - V_{CST}(0) \right] \right\}^{1/2} \quad (15)$$

Peak capacitor voltage:

$$V_{Cp} = v_c(t_1) = V_s + K_3 Z_0 e^{\frac{-\alpha(\theta_1 + 2\theta_2)}{\omega_d}} \sin \theta_2 \quad (16)$$

III.3 Normalization

In order to readily and widely apply the derived results in the design of the proposed ballasts, we introduce a per unit (p.u) system which is defined as follows:

$$1 p.u[V] = V_s = V_{base}, \quad 1 p.u[Z] = R_{ave} = Z_{base},$$

$$1 p.u[A] = \frac{V_{base}}{Z_{base}}, \quad 1 p.u[\omega] = \omega_0 = \omega_{base},$$

$$1 p.u[T] = \frac{2\pi}{\omega_0} = T_{base}, \quad 1 p.u[L] = \frac{Z_{base}}{\omega_{base}}, \quad \text{and}$$

$$1 p.u[C] = \frac{1}{(\omega_{base} \cdot Z_{base})}.$$

Based on the per unit system, the graphs which are useful for designing the ballast are depicted and discussed in the following section. The procedure of determining the key component values is, therefore, established.

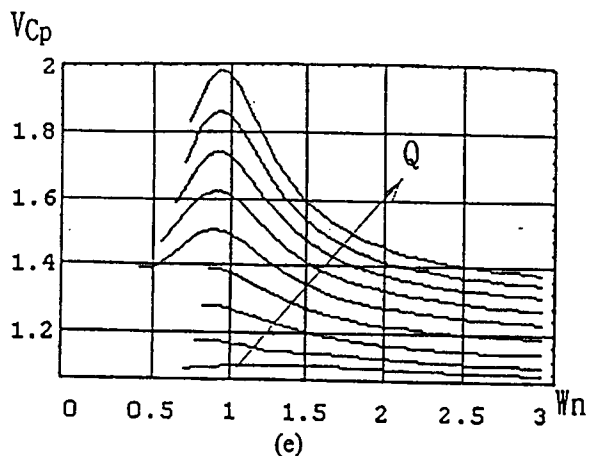
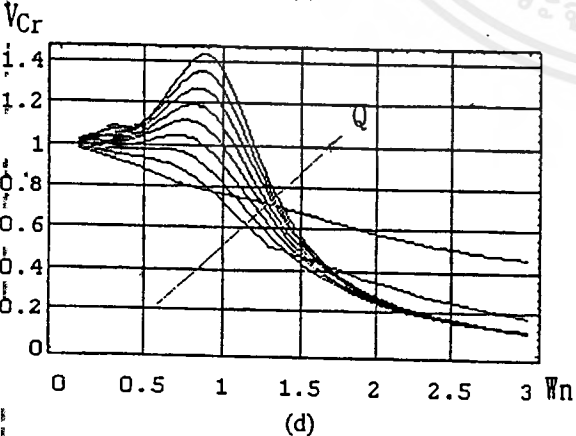
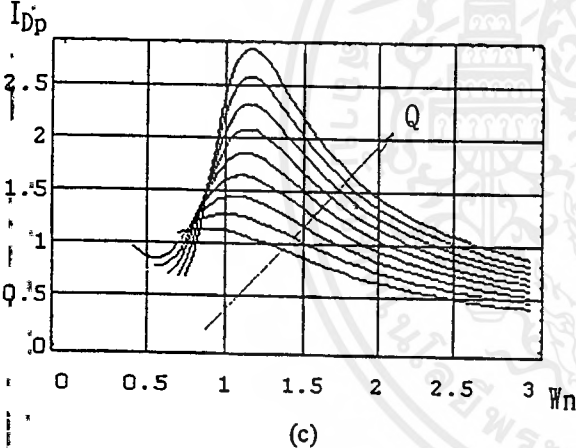
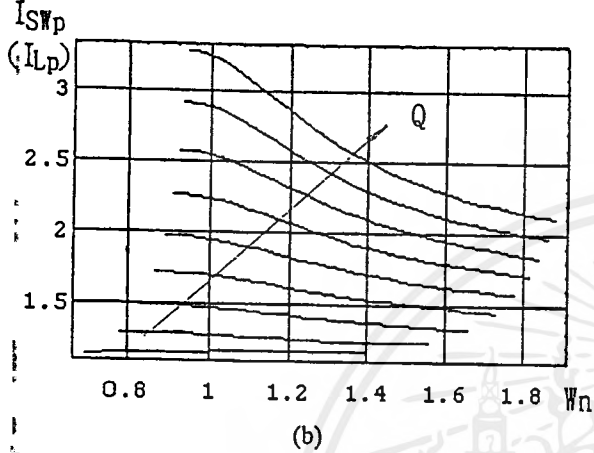
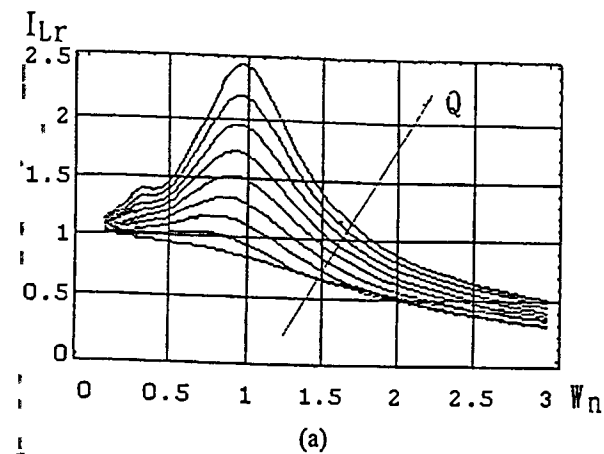


Fig. 5 Design curves for the design of the series resonant parallel loaded electronic ballast. ($Q: 0.72, 0.8 \sim 1.5$)

IV. Design Procedure

IV.1 Creation of Design Graphs

In designing the proposed electronic ballast, the given parameters include only the input voltage V_{in} , the specification of a lamp such as arc voltage V_{arc} and arc current I_{arc} , and the switching frequency. Except the pre-mentioned parameters, all the parameters are unknown and have to be calculated or determined by another methods. Since graphs present more useful and explicit information than equations do in designing a resonant inverter, the results of V_{cr} , I_{Lr} , I_{Lp} , V_{cp} , I_{swp} and I_{Dp} obtained in section III.2 are plotted in Figs. 5(a)-5(e) as functions of normalized switching frequency. These graphs will be utilized in determining the component values. The detail is shown in the following sub-section.

IV.2 Determination of Component Values

In order to make use of the analytic results derived previously, the specified parameters (V_{arc} , R_{arc} and ω_s) are first normalized to its corresponding base, and the component values are then determined using graphic approximation method. The normalized parameters are collected as follows:

$$V_{Arc(n)} = \frac{V_{Arc}}{V_{base}} = \frac{V_{Arc}}{V_x} \quad p.u.[V] \quad (17)$$

$$R_{Arc(n)} = 1 \quad p.u.[Z] \quad (18)$$

$$I_{Arc(n)} = \frac{V_{Arc(n)}}{R_{Arc(n)}} = V_{Arc(n)} \quad p.u.[A] \quad (19)$$

$$\omega_{n} = \frac{\omega_s}{\omega_0} \quad (20)$$

In the above parameters, ω_0 is exclusively unknown.

(1) Determining the Q and ω_0

As can be seen from Fig. 5(d), the rms value of capacitor voltage $V_C(t)$ is quite dependent on the quality factor Q and the ω_s . In the figure there are many choices of Q and ω_s which meet the requirement of $V_{Cr} = V_{Arct(n)}$.

Usually, a lower Q is chosen so as the component stresses of the switches, the resonant inductor and capacitor can be reduced. Also, a lower Q system possesses the property of low sensitivity but might yield high current crest factor. If Q is determined to be $Q1$, one can read $\omega_s = \omega_{n1}$ from Fig 5(d). Thus, the natural frequency ω_{n1} can be calculated using the following equation:

$$\omega_{n1} = \frac{\omega_s}{\omega_{n1}} \quad (21)$$

(2) Calculating the resonant component values.

Once the ω_n and Q are determined, the resonant inductor and capacitor can be calculated using the following relationships:

$$\frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} = \omega_{n1} \quad (22)$$

and

$$\frac{R_{Arct(n)}}{\sqrt{L_r/C_r}} = \frac{1}{\sqrt{L_r/C_r}} = Q1 \quad (23)$$

(3) Construction of the switching period.

The resonant devices can be determined primarily due to that the self-excited switching period is specified and treated as a constant value. However, there are many variables such as the specifications of the saturable core and the power bipolar junction transistor (BJT) which are highly related to the switching period. It can be observed that the switching period comprises two main time intervals: (a) the time interval of the core operated in non-saturation region, and (b) the time interval during the storage time of a power BJT. [Thus, the selection of a power BJT as well as the design of its base driver, and the choice of a saturable core become relatively critical when constructing the switching period.] A detailed description in determining these values is presented as follows:

For convenience the base driving circuit is redrawn and shown in Fig. 6(a), of which its associated waveforms are depicted in Fig. 6(b). Fig. 6(c) illustrates the B-H curve for the saturable core operating in the circuit. The interested two time intervals are: Interval 1: core - non-saturation interval (0- t_s) and Interval 2:

storage time ($t_s - \frac{T_s}{2}$).

(a) Determination of t_s .

From the waveforms shown in Fig. 6(b), it can be seen that the base current i_{b2} is zero at the time $t = t_s$, thus, we can obtain the following relationship:

$$i_b(t_s) = I_{Us(r)}, \quad (24)$$

where $I_{Us(r)}$ is the current that flows through the primary winding of the base driving transformer and drives the core into its saturation region. Inductor current $I_{Us(r)}$ is determined by characteristics of the core and the number of turns wound on it. In the design, we first specify the t_s ; that is, $I_{Us(r)}$ is fixed, and then find an appropriate combination of a core and a number of turns which can yield this $I_{Us(r)}$.

According to (3) and (24), t_s can be determined from the following equation:

$$e^{-\omega_s t_s} \sin(\omega_s t_s - \theta_1) = \frac{1}{K_G} \left(I_{Us(r)} - \frac{V_s}{R} \right) \quad (25)$$

(b) Selection of the power BJT and its base resistor R_b

As described previously, the switching period comprises two primary time intervals. Hence, once t_s is determined, the storage time t_s can be represented by the following equation:

$$t_s = \frac{T_s}{2} - t_s \quad (26)$$

The storage time t_s of a power BJT, however, is a complicated function of the forward base current I_{bf} , the reversed base current I_{br} , the current gain β in the saturation mode, the collector current I_c and the minority carrier life time τ_c in the base, and is represented in equation (27) [11].

$$t_s = \tau_c \ln \left(\frac{n+1}{n + \frac{I_c}{\beta I_{bf}}} \right) \quad (27)$$

where $n = \frac{I_{br}}{I_{bf}}$. In our case, I_{bf} is not constant at all. Thus,

for simplicity but without losing the accuracy, I_{bf} is replaced by its averaged value \bar{I}_{bf} which equals to $\bar{V}_{T,2}/R_b$, where $\bar{V}_{T,2}$ represents the averaged value over the time interval of 0 to t_s . Moreover, the collector current is approximated to be I_{c0} . The life time τ_c and the current gain β can be obtained from a simple testing circuit, which can be, usually, found in a power BJT data book. As a summary, R_b can be determined from the following simultaneous equations:

$$t_s = \frac{T_s}{2} - t_s = \tau_c \ln \left[\frac{\bar{V}_{T,2}}{V_{BE(sat)} + \frac{R_b I_{c0}}{\beta}} \right] \quad (28)$$

$$i_{r,1} = i_L - \left(\frac{v_{r,2} - V_{BE(sat)}}{R_b} * \frac{N_2}{N_1} \right), \quad (29)$$

$$\frac{di_{r,1}}{dt} = \frac{N_1}{N_2} v_{r,2}, \quad (30)$$

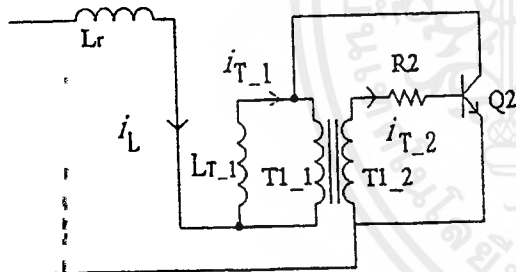
$$i_{r,2} = \frac{1}{L_1} \int_0^{t_1} v_{r,2} dt, \quad (31)$$

where N_1 and N_2 are the number of turns of the primary winding and the secondary winding of the driving transformer, respectively.

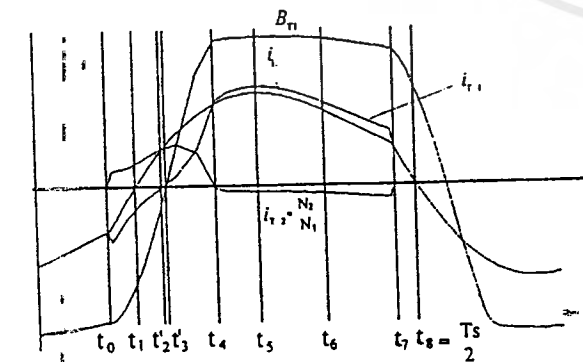
It is very troublesome to solve for R_b directly from (28) to (31). The suggested approach to determine R_b is using a computer simulation. For instance, using the STEP function in SPICE program running recursively and iterately can finally yield a proper R_b to satisfy the above equations [12].

4) Determination of Component ratings

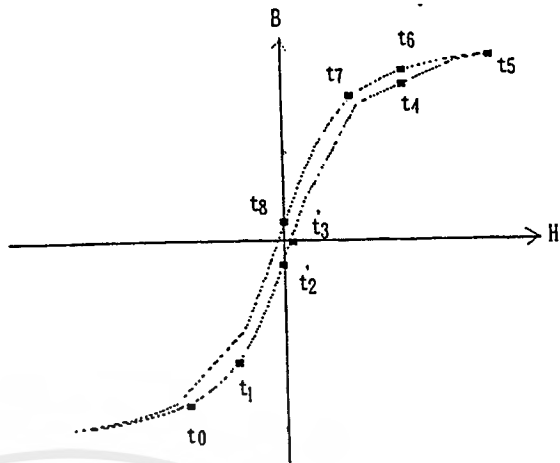
To complete the selection of components in the design, their current and voltage ratings need to be specified. Fig. 6(a)~5(e) illustrate the ratings of several key components. For example, given a Q and an ω_s , the peak current I_{mp} flowing through the switches can be read out from Fig. 6(b). In addition, it can be observed that the peak current or voltage varies widely with the changes of ω_s .



(a)



(b)



(c)

Fig. 6 (a) The base driving circuit of the schematic shown in Fig. 1 for determining the core-non-saturation interval. (b) The related current and voltage waveforms of the circuit shown in 6(a). (c) The B-H curve for the saturable core operating in the circuit shown in 6(a).

V. Computer Simulation and Experimental Results

To illustrate the design procedure, a laboratorial electronic ballast is implemented, where its design parameters are listed as follows :

$$Z_0 = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi \cdot 25 \cdot 18 \cdot 10^{-9}} = 391.6 \Omega$$

$$V_m = 2V_s = 160V, \quad C_{S1} = C_{S2} = 1\mu F, \quad \alpha = \frac{R}{Z_0} = \frac{22}{391.6} = 1.073$$

$$C = 18nF, \quad L = 2.5mH, \quad R_b = 22ohm, \quad \text{and } f_s = 25KHz. \quad \omega_s = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 140.102k$$

The fluorescent lamp used in the design example is a Two-D 38 watt lamp whose specifications are

$$V_{arc} = 120V_{(rms)}, \quad I_{arc} = 300mA_{(rms)}, \quad \text{and } R_{arc} = 400ohm.$$

Fig. 7(a) and 7(b) shows the waveforms of the arc voltage and current of the lamp, yielded from the simulated and experimental results. They are found that the results are highly consistent except at the peak of the current. It is worth pointing out that the determination of a proper storage time takes a lot of efforts because this parameter (can be considered as a coercive parameter) varies with any change of most of the BJT parameters and temperature. For an engineer's approach, circuit simulators are helpful when determining this parameter used in the design.

$$\omega_r = \omega_s \sqrt{1 - \frac{1}{\alpha^2}}$$

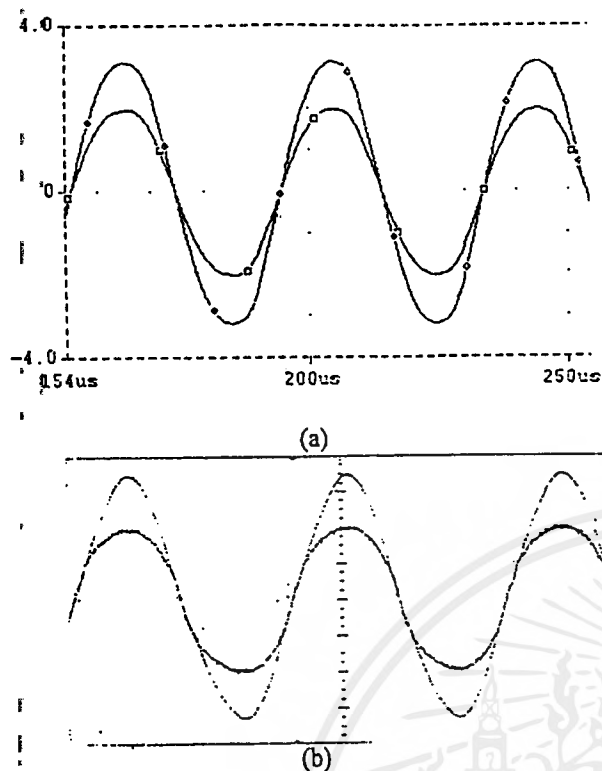


Fig. 7 (a) Simulated waveforms for the arc voltage and current of the lamp.
(b) Experimental waveforms for the arc voltage and current of the lamp.

VI. Conclusion

In this paper, a self-excited half-bridge series resonant parallel loaded electronic ballast has been analyzed in detail. The closed form solutions for $i_L(t)$ and $v_C(t)$ are derived, on which the normalized design curves used for selecting the component values and ratings are illustrated, thus simplifying the design procedure as well. Based on a time domain analysis and supported by computer simulators, a systematic design procedure has been outlined. To demonstrate the design procedures, and verify the analytic results, a prototype of the electronic ballast is implemented.

There exist some discrepancies between the the predicted and the measured results, due to the assumption of modeling the fluorescent lamp as a resistor. For further improvement of the consistency, modeling the fluorescent lamp more accurate are indispensable.

References

[1] E. E. Hammer, "High Frequency Characteristics of Fluorescent Lamps up to 500 kHz," *Journal of the IES*, winter, 1987, pp.52-61.

- [2] K. H. Jee, E. C. Nho and G. H. Cho, "High Frequency Resonant Inverter for Group Dimming Control of Fluorescent Lamp Lighting Systems," *Journal of the IES*, 1989, pp.149-154.
- [3] M. Jordan and J. A. O'Connor, "Resonant Fluorescent Lamp Converter Provides Efficient and Compact Solution," *Proceedings of APEC*, San Diego, CA, Feb. 1993, pp.424-431.
- [4] E. E. Hammer and T. K. McGowan, "A New Optimized Fluorescent Lamp and Ballast for Low-Energy General Lighting Applications," *IEEE Trans. on Industry Applications*, Vol. IAS-19, No.4, July/Aug. 1983, pp.646-651.
- [5] R. R. Verderber, O. C. Morse and F. M. Rubinstein, "Performance of Electronic Ballast and Controls with 34- and 40-Watt F40 Fluorescent Lamps," *IEEE Trans. in Industry Applications*, Vol. 25, No. 6, Nov./Dec. 1989, pp. 1049-1059.
- [6] J. R. Kinsley, "Understanding the Use of New Fluorescent Ballasts Designs," *EC&M*, Mar. 1990, pp.67-73.
- [7] T.-H. Yu, L.-M. Wu and T.-F. Wu, "Comparisons Among Self-Excited Parallel Resonant, Series Resonant and Current-Fed Push-Pull Electronic Ballasts," *Proceedings of APEC'94*, Orlando, FL, pp.421-426.
- [8] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications and Design*, John Wiley and Sons, 1987.
- [9] M. K. Kazimierzczuk and W. Szaraniec, "Electronic Ballast for Fluorescent Lamps," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 8, No. 4, pp.386-395, Oct. 1993.
- [10] M. C. Cosby and R. M. Nelms, "Designing a Parallel-Loaded Resonant Inverter for an Electronic Ballast Using the Fundamental Approximation," *Proceedings of APEC'93*, San Diego, CA, pp.418-423.
- [11] B. W. Williams, *Power Electronics: Devices, Drivers, Applications and Passive Components*, McGraw - Hill, Inc. 1992.
- [12] Y. Sun, "PSpice Modeling of Electronically Ballasted Compact Fluorescent Lamp Systems," *Proceedings of IAS'93*, pp.2311-2316.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาบัตรฉบับนี้สำเร็จลงได้ ก็เพราะความช่วยเหลือ ให้การสนับสนุนและให้กำลังใจ จากบุคคลต่างๆหลายท่านดังรายนามต่อไปนี้

อาจารย์ ดร.วิจิตร กิมเรศ และ อาจารย์สุรินทร์ คำฝอย อาจารย์ที่ปรึกษาปริญญาบัตร ที่ให้ความเอาใจใส่ แนะนำทั้งทางทฤษฎีและภาคปฏิบัติ ทั้งยังเป็นผู้ช่วยเหลือทางด้านอุปกรณ์ต่างๆ ในการทำปริญญาบัตรครั้งนี้

ขอขอบคุณพี่โรมัส ,พี่บอยและพี่ๆปริญญาโท ห้อง Power Electronics อื่นๆ ท่านที่ ให้ความช่วยเหลือ คำแนะนำ และอุปกรณ์ต่าง ๆ เกี่ยวกับวิธีการทำปริญญาบัตรนี้

ขอขอบคุณชุมนุมอิเล็กทรอนิกส์ ที่เอื้อเฟื้อสถานที่และอุปกรณ์ต่างๆ

ขอขอบคุณเป็นพิเศษสำหรับ อิน 4G ที่ให้ความช่วยเหลือในเรื่องเครื่องคอมพิวเตอร์และ เครื่องพิมพ์ให้ใช้งานกันทั้งวันทั้งคืน

ขอขอบคุณเพื่อนๆ ปี 4 ทุกคนที่ช่วยเหลือและให้กำลังใจในการทำปริญญาบัตรนี้

สุดท้ายทางคณะผู้จัดทำต้องขอขอบพระคุณบิดา มารดา ของคณะผู้จัดทำที่ให้กำลังใจ เอาใจใส่ในทุก ๆ ด้านอย่างดีเสมอมา

ขอขอบพระคุณเป็นอย่างยิ่ง

คณะผู้จัดทำ

เอกสารอ้างอิง

- [1]. P.Zhu , “Modelling of high - frequency operated fluorescent Lamp in an electronic ballast environment” Science ,Measurement and Technology , IEE Proceedings
Published: May 1998, Volume:145 3 ,Page (3):111-116.
- [2]. T.-H.Yu , “Self Excited Half Bridge Series Resonant Parallel Loaded Fluorescent Lamp Electronic Ballasts” APEC '95. IEEE Proceedings 1995., Tenth Annual
1995,Page (5):657-664 .
- [3]. Gyun Chae , “High Power Factor Correction Circuit using Valley Charge-Pumping for Low Cost Electronic Ballasts” , PESC , 1998 , 29 th Annual IEEE , Volume : 2 ,
Page(s) : 2003-2008 Vol. 2.
- [4]. Y.S.Youn , “A unity power factor electronic ballast for fluorescent lamp having improved valley fill and valley boost converter” , IEEE PESC 97 Record, pp. 53-59
vol 1.
- [5]. N.Mohan, “Power Electronics :converters ,applications and design” , John Wiley and Sons,1987.
- [6]. Marian K.kazimierzuk Dariusz czarkowki , “Resonant Power converters” , 1995.
- [7]. George Chryssis , “High-Frequency Switching Power Supplies : Theory and Design” ,
second editon.
- [8]. ชูชัย ธนสารตั้งเจริญ , “ทฤษฎีวงจรวจรอิเล็กทรอนิกส์” , ฟิสิกส์เซ้นเตอร์ 2538.
- [9]. สุวัฒน์ คั่น , “เทคนิคและการออกแบบสวิตซ์ซิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย” , เอนเทลไทย จำกัด 2538,
พิมพ์ครั้งที่ 2 .
- [10]. สมบูรณ์ มาลานนท์ , “แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซ์ซิ่ง” , ฟิสิกส์เซ้นเตอร์ 2539.
- [11]. มงคล ทองสงคราม , “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง” , พิมพ์ครั้งที่ 3 , วี.เจ.พรินตติ้ง 2540.
- [12]. นิตยสาร Semiconductor Electronics ฉบับพิเศษ , “การออกแบบเครื่องจ่ายไฟ” , ซีเอ็ดดูเคชั่น
จำกัด 2538.
- [13]. มงคล อัสวโกวิทกรณ์ , “การลดสัญญาณรบกวน” , โครงการตำราเรียน Physics Center.