

การลดความเค้นของอุปกรณ์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์



นายจิโรจน์ พรวัฒนา

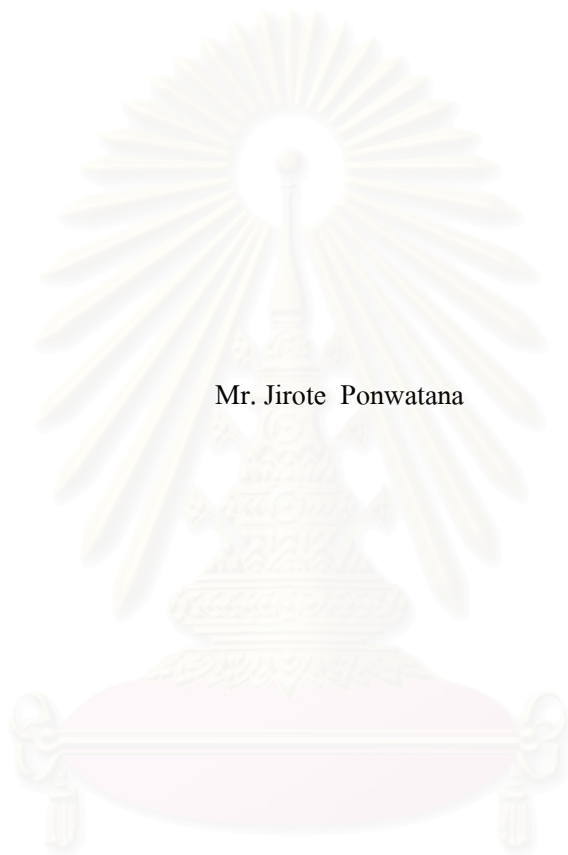
สถาบันวิทยบริการ
วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2543

ISBN 974-346-434-4

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

REDUCTION OF DEVICE STRESSES IN ELECTRONIC BALLASTS



Mr. Jirote Ponwatana

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering in Electrical Engineering
Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering
Chulalongkorn University

Academic Year 2000

ISBN 974-346-434-4

หัวข้อวิทยานิพนธ์ : การลดความเค็มของอุปกรณในบัตลลอสต์อเล็กทรอนิกส์

โดย : นายจิโรจน์ พรวัฒนา

ภาควิชา : วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษา : รศ. ดร.ยุทธนา กุลวิทิต

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วน
หนึ่งของการศึกษาหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

.....คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(ศาสตราจารย์ ดร.สมศักดิ์ ปัญญาแก้ว)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ
(อาจารย์ ดร.สมบุญ แสงวงศ์วานิชย์)

.....อาจารย์ที่ปรึกษา
(รองศาสตราจารย์ ดร.ยุทธนา กุลวิทิต)

.....กรรมการ
(อาจารย์ สุวิทย์ นาคพิระยุทธ)

จิโรจน์ พรวัฒนา : การลดความเค้นของอุปกรณ์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ (REDUCTION OF DEVICE STRESSES IN ELECTRONIC BALLASTS)

อาจารย์ที่ปรึกษา : รศ.ดร. ยุทธนา กุลวิฑิต, 108 หน้า ISBN 974-346-434-4

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการศึกษาความเค้นของอุปกรณ์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ โดยศึกษาการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีการออกแบบและเงื่อนไขการทำงานที่แตกต่างกัน เพื่อค้นหาสาเหตุของการเกิดความเค้นของอุปกรณ์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เนื่องจากอุปกรณ์บางส่วนและการทำงานของวงจรบัลลาสต์มีลักษณะไม่เป็นเชิงเส้นทำให้ยากต่อการวิเคราะห์อย่างถูกต้อง ดังนั้นการวิเคราะห์ห้วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จึงใช้วิธีการประมาณวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ด้วยวงจรสมมูลสำหรับความถี่หลักมูลที่ใช้ตัวต้านทานแบบเชิงเส้นแทนหลอดฟลูออเรสเซนต์และใช้วิธีการทางกราฟประกอบการวิเคราะห์ห้วงจรด้วย การศึกษาความเค้นของอุปกรณ์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แยกเป็นสองกรณีคือ การศึกษาความเค้นที่เกิดขึ้นในขณะจุดหลอดและการศึกษาความเค้นที่เป็นผลจากการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านเข้า และการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของหลอดพร้อมทั้งได้นำเสนอวิธีการแก้ไขการเกิดความเค้นแต่ละแบบไว้ด้วย การทดสอบความถูกต้องของผลการวิเคราะห์และแนวทางการแก้ไขทำโดยการทดลองด้วยวงจรจริง

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า..... ลายมือชื่อนิสิต.....
สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า..... ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....
ปีการศึกษา.....2543..... ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษาร่วม.....

4070235821 : MAJOR POWER ELECTRONICS

KEYWORD : ELECTRONIC BALLASTS / STRESSES / RELIABILITY / NEGATIVE
DYNAMIC RESISTANCE / RESONANCE

JIROTE PONWATANA : REDUCTION OF DEVICE STRESSES IN ELECTRONIC
BALLASTS. THESIS

ADVISOR : YOUTHANA KULVITIT, Ph. D. 108 pp. ISBN 974-346-434-4

This thesis presents a study of device stress is in electronic ballasts. Circuit operations under different environment conditions and circuit designs were analyzed to identify the origins of the stress in high frequency electronic ballasts. Because some of the circuit components in the lamp ballast system and their operation are nonlinear, exact circuit analysis and design could hardly be done. Fundamental frequency approximation analytical technique, linear lamp model, as well as graphical technique, were used to establish the circuit equations. Two main categories of device stress were studied: stresses occurring during lamp ignition and stresses stimulated by both the input voltage variation and the lamp equivalent resistance change. Stress reduction techniques for each type of stress were proposed and verified experimentally.

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

Department.....Electrical Engineering.....Student's signature.....
Field of study.....Electrical Engineering.....Advisor's signature.....
Academic year.....2000.....Co- Advisor's signature

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความช่วยเหลือ และเอาใจใส่อย่างดียิ่งของอาจารย์ รศ. ดร.ยุทธนา กุลวิทิต อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้คำแนะนำตลอดจนความช่วยเหลือด้านต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยตลอดมา รวมทั้งอาจารย์ ดร.สมบุญณ์ แสงวงศ์วานิชย์ ที่ได้ให้คำปรึกษาที่เป็นประโยชน์ และกรุณาให้ยืมเครื่องมือที่ใช้ในงานวิจัย รวมทั้งรุ่นพี่ห้องปฏิบัติการ อิเล็กทรอนิกส์กำลังที่ให้ความช่วยเหลือด้านต่างๆ

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาของข้าพเจ้า และพระครูธรรมธรสมชาย สีลธโร วัดชลประทานรังสฤษฎ์ ซึ่งผู้ซึ่งให้โอกาสทางการศึกษา ให้การสนับสนุนในทุกๆด้าน และให้กำลังใจด้วยดีเสมอมา

นาย จิโรจน์ พรวัฒนา

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญเรื่อง

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญเรื่อง.....	ช
สารบัญตาราง.....	ฅ
สารบัญภาพ.....	ฉ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
2 ทฤษฎีการทำงานและหลักการพื้นฐาน.....	6
3 การวิเคราะห์หาสาเหตุ.....	46
4 ผลการทดลอง.....	74
5 สรุปและข้อเสนอแนะ.....	98
รายการอ้างอิง.....	101
ภาคผนวก.....	105
ประวัติผู้เขียน.....	108

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 การเปลี่ยนแปลงของปริมาณต่างๆในช่วงเวลาต่างๆ.....	43
2.2 การเปลี่ยนแปลงของปริมาณต่างๆในช่วงเวลาต่างๆ.....	44
3.1 ค่าของตัวเหนี่ยวนำ L และตัวเก็บประจุ C_{ig} ที่ขอบเขตทั้งสอง	48
3.2 ผลการคำนวณค่าแรงดันจุดหลอดและกระแสจุดหลอดสำหรับกระแสอุ้งไส้ค่าต่างๆที่แรงดันไฟตรง 280 V เมื่อ $L=1.84\text{ mH}$, $C_{ig}=16.31\text{ nF}$ และ $f_s=33.33\text{ kHz}$	51
3.3 ผลการคำนวณค่าแรงดันจุดหลอดและกระแสจุดหลอดสำหรับกระแสอุ้งไส้ค่าต่างๆที่แรงดันไฟตรง 280 V เมื่อ $L=1.87\text{ mH}$, $C_{ig}=14.82\text{ nF}$ และ $f_s=33.33\text{ kHz}$	51
3.4 ผลการคำนวณค่าแรงดันจุดหลอดและกระแสจุดหลอดสำหรับกระแสอุ้งไส้ค่าต่างๆที่แรงดันไฟตรง 280 V เมื่อ $L=1.89\text{ mH}$, $C_{ig}=13.44\text{ nF}$ และ $f_s=33.33\text{ kHz}$	51
4.1 ผลการทดสอบค่าแรงดันจุดหลอดและกระแสจุดหลอดสำหรับกระแสอุ้งไส้ค่าต่างๆที่แรงดันไฟตรง 280 V เมื่อ $L=1.84\text{ mH}$, $C_{ig}=16.31\text{ nF}$ และ $f_s=33\text{ kHz}$	74
4.2 ผลการทดสอบค่าแรงดันจุดหลอดและกระแสจุดหลอดสำหรับกระแสอุ้งไส้ค่าต่างๆที่แรงดันไฟตรง 280 V เมื่อ $L=1.87\text{ mH}$, $C_{ig}=14.82\text{ nF}$ และ $f_s=33\text{ kHz}$	75
4.2 ผลการทดสอบค่าแรงดันจุดหลอดและกระแสจุดหลอดสำหรับกระแสอุ้งไส้ค่าต่างๆที่แรงดันไฟตรง 280 V เมื่อ $L=1.89\text{ mH}$, $C_{ig}=13.44\text{ nF}$ และ $f_s=33\text{ kHz}$	75

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์และลักษณะการต่อกับ หลอดฟลูออเรสเซนต์.....	7
2.2 โครงสร้างของหลอดฟลูออเรสเซนต์ชนิดอุ่นไส้.....	9
2.3 หลักการในการให้แสงของหลอดฟลูออเรสเซนต์ชนิดอุ่นไส้.....	10
2.4 คุณลักษณะกระแส-แรงดันพลวัตของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ความถี่ต่างๆ.....	11
2.5 วงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์.....	12
2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส-แรงดันของหลอดเมื่อใช้กับไฟฟ้ากระแสสลับความ ถี่สูงแสดงการเปลี่ยนแปลงความต้านทานของหลอดฟลูออเรสเซนต์กับกำลังที่หลอด.....	13
2.7 โครงสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง.....	15
2.8 รูปคลื่นกระแส-แรงดันของวงจรอินเวอร์เตอร์ในภาคการทำงานต่างๆ.....	16
2.9 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์และวงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่เป็นโหลด.....	18
2.10 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์และวงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่พัฒนา.....	19
2.11 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส (ϕ) กับความถี่นอร์มัลไลซ์ (f_s/f_o) สำหรับ ค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_s) ค่าต่างๆ.....	22
2.12 ผลตอบเชิงความถี่ของแรงดันจุดหลอดต่อแรงดันด้านออกวงจรอินเวอร์ (V_{ig}/V_s) กับความถี่นอร์มัลไลซ์ (f_s/f_o) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_s) ค่าต่างๆ.....	23
2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสโหลดต่อแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ (I_L/V_s) กับความถี่นอร์มัลไลซ์ (f_s/f_o) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_s) ค่าต่างๆ.....	24
2.14 ความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส (ϕ) กับความถี่นอร์มัลไลซ์ (f_s/f_o) สำหรับ ค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_p) ค่าต่างๆ.....	26
2.15 ความสัมพันธ์ระหว่างผลตอบเชิงความถี่ของแรงดันจุดหลอด และแรงดันด้านออกของ วงจรอินเวอร์เตอร์เป็นฟังก์ชันความถี่ (f_s/f_o) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_p) ค่าต่างๆ.....	27

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง $(I_{lamp}Z_o/V_{dc})$ กับความถี่นอร์แมลไลซ์ (f_s/f_o) สำหรับ ค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_p) ค่าต่างๆ.....	29
2.17 แสดงลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของอินเวอร์เตอร์ และของโหลดฟลูออเรสเซนต์.....	30
2.18 วงจรกำเนิดสัญญาณขับนำสวิทช์ชนิดที่กำเนิดสัญญาณขับนำอย่างอิสระ โดยใช้วงจรถอดสัญญาณ (IC).....	32
2.19 วงจรกำเนิดสัญญาณขับนำสวิทช์ชนิดที่อาศัยการป้อนกลับของกระแสโหลด ผ่านหม้อแปลงอิ่มตัว (Saturable transformer).....	32
2.20 วงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงขับนำด้วยหม้อแปลงอิ่มตัว.....	34
2.21 B-H Curve ของแกนหม้อแปลงขณะทำงานจริงในวงจร.....	34
2.22 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆของอินเวอร์เตอร์.....	36
2.23 วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์ Q_2 นำกระแสแบบไปหน้าเมื่อกระแสเบสมีการ เปลี่ยนแปลงเล็กน้อย.....	40
2.24 วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์ Q_2 นำกระแสแบบไปหน้าเมื่อกระแสเบสมีการ เปลี่ยนแปลงมาก.....	41
2.25 วงจรสมมูลไดโอด D_1 นำกระแสและทรานซิสเตอร์ Q_2 ในภาคย้อนกลับ.....	41
3.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง L กับ C_{ig} สำหรับแรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่า.....	47
3.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันจุดโหลด V_{ig} กับตัวเก็บประจุ C_{ig} สำหรับ แรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่า.....	48
3.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดโหลด I_{ig} กับตัวเก็บประจุ C_{ig} สำหรับ แรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่า.....	49
3.4 รูปคลื่นแรงดัน และกระแสจุดโหลด เมื่อ $V_{dc}=280 V, C_{ig}=16.31 nF,$ $L = 1.84 mH, f_s = 33 kHz$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 W.....	52
3.5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจุดโหลด เมื่อ $V_{dc}=280 V, v_{AB}$ เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม $L = 1.78 mH, C_{ig}=15.85 nF, R_f=2.6 \Omega, f_s = 33.33 kHz$ เมื่อไม่มีการอุ่นไส้หลอด.....	53

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจุดหลอด เมื่อ $V_{dc} = 280 V$, v_{AB} เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม $L = 1.78 mH$, $C_{ig} = 15.85 nF$, $R_f = 11.12 \Omega$, $f_s = 33.33 kHz$ เมื่อมีการอุ่นไส้หลอดด้วย $I_{ph} = 600 mA$	53
3.7 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจุดหลอด เมื่อ $V_{dc} = 280 V$, v_{AB} เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม $L = 1.84 mH$, $C_{ig} = 13.84 nF$, $R_f = 2.15 \Omega$, $f_s = 33.33 kHz$ เมื่อไม่มีการอุ่นไส้หลอด.....	54
3.8 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจุดหลอด เมื่อ $V_{dc} = 280 V$, v_{AB} เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม $L = 1.84 mH$, $C_{ig} = 13.84 nF$, $R_f = 8.84 \Omega$, $f_s = 33.33 kHz$ เมื่อมีการอุ่นไส้หลอดด้วย $I_{ph} = 600 mA$	54
3.9 รูปคลื่นแรงดันคร่อมตัวต้านทานและกระแสผ่านตัวต้านทานแทนหลอดขณะทำงานปกติ เมื่อ $V_{dc} = 280 V$, v_{AB} เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม $L = 1.78 mH$, $C_{ig} = 15.85 nF$, $R_f = 8.84 \Omega$, $f_s = 33.33 kHz$	55
3.10 ความสัมพันธ์ของมุมเฟส (ϕ) และความถี่ f_s/f_o สำหรับค่าความต้านทานสมมูล ของหลอดค่าต่างๆ.....	56
3.11 วงจรสมมูลของวงจรอินเวอร์เตอร์ในขณะทำงานปกติ.....	57
3.12 วงจรสมมูลเทวินิน.....	58
3.13 ความสัมพันธ์ระหว่าง <i>Ballast line</i> กับ <i>Lamp line</i> สำหรับแรงดันเข้า 3 ค่า ที่ ความถี่ การสวิตช์ $f_s = 33.33 kHz$	60
3.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทาน (R_{lamp}) ที่จุดทำงานกับความถี่ การสวิตช์ (f_s) สำหรับแรงดันไฟตรง (V_{dc}) ค่าต่างๆ.....	61
3.15 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานที่จุดทำงาน (R_{lamp}) กับความถี่การสวิตช์ (f_s) ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า (V_{dc}) ค่าต่างๆกัน.....	62
3.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ต่ำสุดที่อินเวอร์เตอร์ยังคงทำงานแบบ <i>ZVS</i> กับแรงดัน ไฟฟ้ากระแสตรงด้านเข้า V_{dc} สำหรับ Q_p ต่างกัน 2 ค่า.....	64

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.17	รูปคลื่นผลการจำลองแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ v_{AB} และกระแสโหลด i_L ที่พิกัดแรงดันไฟตรงด้านเข้า $V_{dc} = 230\text{ V}$, $C_{ig} = 16\text{ nF}$, $L = 1.78\text{ mH}$, $f_s = 33.11\text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 W โดย v_{AB} เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square wave).....64
3.18	รูปคลื่นผลการจำลองแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ v_{AB} และกระแสโหลด i_L ที่พิกัดแรงดันไฟตรงด้านเข้า $V_{dc} = 230\text{ V}$, $C_{ig} = 16\text{ nF}$, $L = 1.78\text{ mH}$, $f_s = 33.11\text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 W โดย v_{AB} เป็นรูปคลื่นไซน์ (Sine wave).....65
3.19	รูปคลื่นผลการจำลองแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ v_{AB} และกระแสโหลด i_L ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า $V_{dc} = 125\text{ V}$, $C_{ig} = 16\text{ nF}$, $L = 1.78\text{ mH}$, $f_s = 33.11\text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 W โดยใช้ตัวต้านทาน R_{lamp} ค่า $690\ \Omega$ เป็นโหลด.....65
3.20	โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่ขับเคลื่อนด้วยหม้อแปลงอิมตัว.....67
3.21	$B-H$ Curve ของแกนหม้อแปลงขณะทำงานจริงในวงจร.....67
3.22	วงจรสมมูลในช่วงเวลา $t_3 < t < t_4$68
3.23	วงจรสมมูลในช่วงเวลา $t_4 < t < t_5$68
3.24	ต่อโคโคขนานเพื่อช่วยลด การเกิด Return on.....73
4.1	แรงดันจุดหลอด (V_{ig}) สำหรับค่า $L = 1.78\text{ mH}$, $C_{ig} = 15.85\text{ nF}$ ไม่มีการอุ่นไส้.....76
4.2	กระแสจุดหลอด (V_{ig}) สำหรับค่า $L = 1.78\text{ mH}$, $C_{ig} = 15.85\text{ nF}$ ไม่มีการอุ่นไส้.....76
4.3	แรงดันคร่อมไส้หลอด (V_{ig}) สำหรับ $L = 1.78\text{ mH}$, $C_{ig} = 15.85\text{ nF}$...ไม่มีการอุ่นไส้.....77
4.4	กระแสผ่านไส้หลอด (V_{ig}) สำหรับ $L = 1.78\text{ mH}$, $C_{ig} = 16.16\text{ nF}$77
4.5	แรงดันจุดหลอดและกระแสจุดหลอด เมื่อ $V_{dc} = 280\text{ V}$ สำหรับ $L = 1.78\text{ mH}$, $C_{ig} = 16.16\text{ nF}$ กระแสจุดหลอด (I_{ig}) เมื่อไม่มีการอุ่นไส้.....76
4.6	แรงดันคร่อมตัวต้านทานและกระแสผ่านตัวต้านทานค่า $312.5\ \Omega$ สำหรับค่า $L = 1.78\text{ mH}$, $C_{ig} = 16.16\text{ nF}$, $f_s = 33.11\text{ kHz}$77
4.7	แรงดันคร่อมและกระแสผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์ สำหรับ $L = 1.78\text{ mH}$, $C_{ig} = 15.85\text{ nF}$78

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.8 แรงดันจุดหลุด (V_{ig}) $L = 1.84 \text{ mH}$, $C_{ig} = 13.84 \text{ nF}$ $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อไม่มีการอุ่นไส้หลอด.....	80
4.9 กระแสจุดหลุด (V_{ig}) $L = 1.84 \text{ mH}$, $C_{ig} = 13.84 \text{ nF}$ $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อไม่มีการอุ่นไส้หลอด.....	80
4.10 แรงดันจุดหลุดและกระแสจุดหลุด $L = 1.84 \text{ mH}$, $C_{ig} = 13.84 \text{ nF}$ $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อไม่มีการอุ่นไส้หลอด.....	81
4.11 แรงดันคร่อมและกระแสผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์ สำหรับ $L = 1.84 \text{ mH}$, $C_{ig} = 13.84 \text{ nF}$	81
4.12 แรงดันจุดหลุด ที่แรงดันด้านเข้า 280 V เมื่อ $L = 1.78 \text{ mH}$, $C_{ig} = 15.85 \text{ nF}$, $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อมีการอุ่นไส้หลอดด้วยกระแส $I_{ph} = 600 \text{ mA}$	82
4.13 กระแสจุดหลุด ที่แรงดันด้านเข้า 280 V เมื่อ $L = 1.78 \text{ mH}$, $C_{ig} = 15.85 \text{ nF}$, $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อมีการอุ่นไส้หลอดด้วยกระแส $I_{ph} = 600 \text{ mA}$	83
4.14 แรงดันจุดหลุดและกระแสจุดหลุด ที่แรงดันด้านเข้า 280 V เมื่อ $L = 1.78 \text{ mH}$, $C_{ig} = 15.85 \text{ nF}$, $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อมีการอุ่นไส้หลอดด้วยกระแส $I_{ph} = 600 \text{ mA}$	83
4.15 แรงดันจุดหลุด เมื่อ $V_{dc} = 280 \text{ V}$ สำหรับ $L = 1.84 \text{ mH}$, $C_{ig} = 13.84 \text{ nF}$, $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อมีการอุ่นไส้หลอดด้วยกระแส $I_{ph} = 600 \text{ mA}$	84
4.16 กระแสจุดหลุด เมื่อ $V_{dc} = 280 \text{ V}$ สำหรับ $L = 1.84 \text{ mH}$, $C_{ig} = 13.84 \text{ nF}$, $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อมีการอุ่นไส้หลอดด้วยกระแส $I_{ph} = 600 \text{ mA}$	85
4.17 แรงดันจุดหลุดและกระแสจุดหลุด เมื่อ $V_{dc} = 280 \text{ V}$ สำหรับ $L = 1.84 \text{ mH}$, $C_{ig} = 13.84 \text{ nF}$, $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อมีการอุ่นไส้หลอดด้วยกระแส $I_{ph} = 600 \text{ mA}$	85
4.18 รูปคลื่นผลการทดลอง v_{AB} และ i_L ที่แรงดันด้านเข้า 230 V โดยใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์ เป็นโหลด เมื่อ $L = 1.5 \text{ mH}$, $C_{ig} = 12 \text{ nF}$	87
4.19 รูปคลื่นผลการทดลอง v_{AB} และ i_L ที่แรงดันด้านเข้า 125 V โดยใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์ เป็นโหลด เมื่อ $L = 1.5 \text{ mH}$, $C_{ig} = 12 \text{ nF}$	88

สารบัญภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.20 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า ลดลงเหลือ 100 V และมีค่า $L=1.56\text{ mH}$, $C_{ig}=15\text{ nF}$	90
4.21 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า ลดลงเหลือ 100 V และมีค่า $L=1.56\text{ mH}$, $C_{ig}=15\text{ nF}$	92
4.22 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า ลดลงเหลือ 230 V และมีค่า $L=1.56\text{ mH}$, $C_{ig}=15\text{ nF}$	93
4.23 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า ลดลงเหลือ 230 V และมีค่า $L=1.56\text{ mH}$, $C_{ig}=15\text{ nF}$	94
4.24 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า เท่ากับ 230 V และมีค่า $L=1.56\text{ mH}$, $C_{ig}=15\text{ nF}$	95
4.25 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า เท่ากับ 230 V และมีค่า $L=1.56\text{ mH}$, $C_{ig}=15\text{ nF}$	96

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเบื้องต้น

ความเจริญก้าวหน้าทางเศรษฐกิจและเทคโนโลยีมีผลทำให้การใช้พลังงานเพิ่มมากขึ้นจนเป็นที่เกรงกันว่าจะเกิดการขาดแคลนพลังงานในอนาคต ดังนั้นจึงได้มีการนำเอาความรู้ทางวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีมาใช้เพื่อแสวงหาแหล่งพลังงานใหม่ และในขณะเดียวกันก็ต้องประหยัดและเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้พลังงาน รูปแบบพลังงานที่ใช้มากคือพลังงานไฟฟ้าซึ่งพลังงานไฟฟ้าส่วนใหญ่นำไปใช้กับเครื่องจักรกลไฟฟ้าในโรงงานอุตสาหกรรมและเครื่องอำนวยความสะดวกภายในบ้าน ยิ่งมนุษย์ต้องการความสะดวกสบายมากขึ้นก็ยิ่งต้องใช้พลังงานเพิ่มมากขึ้น การพยายามเพิ่มประสิทธิภาพของเครื่องจักรกลไฟฟ้าและสิ่งอำนวยความสะดวกต่างๆเพื่อลดการใช้พลังงานมีการทำอย่างต่อเนื่องและสม่ำเสมอ อุปกรณ์ให้แสงสว่างที่มีใช้กันทั่วไปก็เป็นสิ่งหนึ่งที่ได้รับการปรับปรุงและพัฒนาตลอด ซึ่งการใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์ (Fluorescent lamp) แทนหลอดแบบเผาไส้ (Incandescent lamp) ทำให้สามารถประหยัดพลังงานไฟฟ้าได้ 4-5 เท่า ในขณะที่ได้รับแสงสว่าง (lumen) เท่ากัน แต่การใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์จะมีความยุ่งยากกว่า โดยต้องใช้ร่วมกับบัลลาสต์ (Ballast) และสตาร์ทเตอร์ (Starter) โดยบัลลาสต์และสตาร์ทเตอร์จะทำงานร่วมกันเพื่อให้เกิดแรงดันสูงสำหรับจุดหลอดให้ติดสว่าง จากนั้นสตาร์ทเตอร์จะหยุดทำงานและบัลลาสต์จะทำหน้าที่ควบคุมกระแสผ่านหลอดให้มีค่าตามที่กำหนด อย่างไรก็ตามบัลลาสต์ซึ่งเป็นองค์ประกอบสำคัญที่ใช้คู่กับหลอดฟลูออเรสเซนต์นั้นยังคงมีกำลังสูญเสียไม่น้อย เนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำของบัลลาสต์มีขนาดใหญ่ทำให้ยากต่อการออกแบบให้มีกำลังสูญเสียต่ำเนื่องจากมีข้อจำกัดเรื่องขนาดและราคา การลดกำลังสูญเสียของบัลลาสต์สามารถทำได้โดยการใช้แกนเหล็กที่มีกำลังสูญเสียต่ำลงและมีการออกแบบที่เหมาะสมแต่จะทำให้ขนาด น้ำหนัก และราคาเพิ่มขึ้น การใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจะช่วยลดค่าและขนาดความเหนี่ยวนำที่ใช้ลงได้ ทำให้สามารถลดกำลังสูญเสียได้ทางหนึ่ง อุปกรณ์ที่ใช้เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สายกำลังเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงประมาณ 20 ถึง 50 กิโลเฮิรตซ์ ที่ทำงานร่วมกับตัวเหนี่ยวนำที่มีขนาดเล็กลงเพื่อใช้ร่วมกับหลอดฟลูออเรสเซนต์ เรียกว่า “บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ (Electronic ballast)”

การใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงในระดับ 20-50 กิโลเฮิรตซ์ จะสามารถลดค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการควบคุมกระแสผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์ลงได้ประมาณ 500 ถึง 1000 เท่า เมื่อเทียบกับความเหนี่ยวนำของบัลลาสต์แบบขดลวดพันบนแกนเหล็ก (Magnetic ballast) จึงทำให้เราสามารถออกแบบตัวเหนี่ยวนำให้มีกำลังสูญเสียต่ำได้เมื่อเทียบกับความเหนี่ยวนำของบัลลาสต์แบบขดลวดพันบนแกนเหล็ก อย่างไรก็ตามบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ต้องมีวงจรเรียงกระแส (Rectifier) และวงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverter) ทำให้มีกำลังสูญเสียเพิ่มขึ้น ดังนั้นบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะสามารถช่วยประหยัดพลังงานได้ก็ต่อเมื่อกำลังสูญเสียของวงจรเรียงกระแส วงจรอินเวอร์เตอร์ และตัวเหนี่ยวนำรวมกันจะต้องมีค่าน้อยกว่ากำลังสูญเสียของบัลลาสต์แบบขดลวดพันบนแกนเหล็กซึ่งมีค่าประมาณ 10 วัตต์ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีคุณภาพที่ใช้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์ขนาด 36 วัตต์ หรือ 40 วัตต์ จะมีกำลังสูญเสียในตัวบัลลาสต์ประมาณ 3-4 วัตต์ ทำให้สามารถลดกำลังสูญเสียในตัวบัลลาสต์ลงได้ 6 ถึง 7 วัตต์ เมื่อเทียบกับบัลลาสต์แบบขดลวดพันบนแกนเหล็ก นอกจากนี้การใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงยังช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการส่องสว่าง (Luminous efficacy) ของหลอดฟลูออเรสเซนต์ได้อีกประมาณ 10 เปอร์เซ็นต์ กล่าวคือ ถ้าใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์ขนาด 36 วัตต์ กำลังไฟฟ้าที่หลอดซึ่งไม่รวมกำลังสูญเสียในบัลลาสต์จะมีค่าเท่ากับ 36 วัตต์ เมื่อใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50 เฮิรตซ์ แต่หากใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจะใช้กำลังไฟฟ้าที่หลอดเพียง 32 วัตต์ เท่านั้นก็เพียงพอที่ทำให้หลอดสว่างเท่าเดิม จะเห็นได้ว่าการใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีคุณภาพที่ใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจะช่วยลดกำลังสูญเสียลงได้ประมาณ 10 ถึง 11 วัตต์ ต่อหลอดฟลูออเรสเซนต์ขนาด 36 วัตต์ 1 หลอด

ในปัจจุบันการใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ได้มีการใช้งานเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สามารถช่วยประหยัดพลังงาน มีกระแสฮาร์มอนิกซึ่งเป็นมลภาวะทางไฟฟ้าของสายกำลังต่ำกว่าบัลลาสต์แบบขดลวดพันบนแกนเหล็ก ใช้ได้กับไฟฟ้ากระแสสลับจากสายกำลังหรือไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันเหมาะสม และมีแสงที่นุ่มนวลกว่าการใช้บัลลาสต์แบบขดลวดพันบนแกนเหล็กเนื่องจากไม่มีผล Stroboscopic effect อันเป็นผลดีจากการใช้ความถี่สูง แต่อย่างไรก็ตามการใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ยังไม่เป็นที่แพร่หลายเท่าที่ควร เนื่องจากสาเหตุต่างๆ หลายประการ เช่น มีราคาค่อนข้างสูง มีความเชื่อถือได้ (Reliability) และอายุในการใช้งานที่ต่ำกว่าบัลลาสต์แบบขดลวดพันบนแกนเหล็ก รวมถึงมีการรบกวนของคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้ามาก (Electromagnetic interference ; EMI) [1], [2] ฯลฯ

การพัฒนาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จากอดีตถึงปัจจุบันทำให้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีคุณภาพดีขึ้นมาก แต่สิ่งหนึ่งที่เป็นปัญหาท้าทายการวิจัยและพัฒนาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มากที่สุดอย่างหนึ่ง คือความเชื่อถือได้ (Reliability) เนื่องจากบัลลาสต์แบบขดลวดพันบนแกนเหล็กเป็นอุปกรณ์ที่มีความทนทานมากที่สุดอย่างหนึ่ง ดังนั้นการวิจัยและพัฒนาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เพื่อให้มีความเชื่อถือได้ใกล้เคียงกับบัลลาสต์แบบขดลวดพันบนแกนเหล็กจึงเป็นงานที่น่าสนใจอย่างมาก ปัญหาด้านความเชื่อถือได้ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ส่วนใหญ่มีสาเหตุมาจากความเค้น (Stress) ที่เกิดกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ การเพิ่มความเชื่อถือได้ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สามารถแบ่งออกได้ 3 ขั้นตอน ดังนี้

- การออกแบบวงจร
- การเลือก ชนิด ขนาด และพิกัดของอุปกรณ์
- การควบคุมคุณภาพในขบวนการผลิต (QC)

การออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ไม่เหมาะสมกับสภาพการใช้งานจริง จะทำให้อุปกรณ์ได้รับความเค้นเพิ่มขึ้นซึ่งจะมีผลเสียต่อความเชื่อถือได้ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ดังนั้นในการเพิ่มความเชื่อถือได้ให้กับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะต้องมีการออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์อย่างเหมาะสมโดยคำนึงถึงสภาพแวดล้อมต่างๆ และเมื่อได้ออกแบบบัลลาสต์อย่างเหมาะสมแล้ว จะต้องมีการเลือกชนิด ขนาด และพิกัดของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรให้เหมาะสม เพื่อให้สามารถรับความเค้นได้เมื่อนำไปใช้งานจริง และในการผลิตยังต้องมีการควบคุมกระบวนการผลิตให้เป็นไปตามที่ออกแบบไว้ จะเห็นได้ว่าการเพิ่มความเชื่อถือได้ (Reliability) ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ต้องมีการศึกษาถึงสาเหตุของการเกิดความเค้น และวิธีแก้ไขเพื่อลดความเค้นที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

ในอดีตได้มีการวิจัยเพื่อลดความเค้น (Stress) ของสวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยการออกแบบวงจรโหลดให้วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานแบบเรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ ซึ่งช่วยลดความเค้นของสวิตช์ลงได้มาก และต่อมาได้มีการปรับปรุงวงจรโหลดเพื่อให้สวิตช์เริ่มนำกระแสที่แรงดันศูนย์ (Zero Voltage Swithch ; ZVS) และหยุดนำกระแสที่กระแสศูนย์ (Zero Current Swithch ; ZCS) โดยการออกแบบวงจรโหลดให้กระแสด้านออก และแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์มีจุดผ่านศูนย์ตรงกัน [3]

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษา วิเคราะห์สาเหตุของการเกิดความเค้น (Stress) และหาแนวทางแก้ไข โดยจำแนกความเค้นเป็น 2 กลุ่ม ดังนี้คือ

1. ความเค้นที่เกิดจากการทำงานตามปกติ เช่น ความเค้นที่เกิดขึ้นในขณะที่จุดโหลด
2. ความเค้นที่เกิดจากการทำงานผิดปกติของอุปกรณ์ เช่น การทำงานของสวิตช์ไม่เป็นแบบแรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switch ; ZVS) และความเค้นที่เกิดจากการขับนำผิดจังหวะ

หลังจากนั้นได้กำหนดเกณฑ์ในการออกแบบ และสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เพื่อให้อุปกรณ์ภายในมีความเค้นต่ำ ภายใต้เงื่อนไขการออกแบบวงจรที่แตกต่างกันซึ่งประกอบด้วย

- ขนาดและการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านขาเข้าอินเวอร์เตอร์
- คุณสมบัติของโหลดฟลูออเรสเซนต์
- ลักษณะของวงจรขับนำ

1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

1. เพื่อศึกษาสาเหตุของการเกิดความเค้นกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ภายในตัวบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ สำหรับเงื่อนไขการออกแบบ และการทำงานที่แตกต่างกัน
2. หาแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆ เพื่อลดความเค้น (Stress) ที่มีต่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ ภายใต้เงื่อนไขการออกแบบ และการทำงานที่แตกต่างกัน
3. กำหนดเกณฑ์การออกแบบ และทำการสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่อุปกรณ์ภายในมีความเค้นต่ำ เพื่อเพิ่มความเชื่อถือได้ (Reliability) ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ให้ดีขึ้น

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย

1. ศึกษาสาเหตุของการเกิดความเค้นในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
2. หาแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เพื่อลดความเค้น
3. กำหนดเกณฑ์ในการออกแบบ และสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่อุปกรณ์ภายในมีความเค้น (Stress) ต่ำ

1.4 ขั้นตอนในการดำเนินงาน

1. ศึกษาการทำงานของวงจร และอุปกรณ์ต่างๆในตัวบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
2. จำลองการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ในเงื่อนไขต่างๆเพื่อหาสาเหตุในเกิดความเค้นต่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์
3. หาแนวทางในการแก้ไขปัญหาดังกล่าว เพื่อลดความเค้นและกำลังสูญเสียของอุปกรณ์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
4. กำหนดเกณฑ์และออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีความเค้นของอุปกรณ์ต่ำ เพื่อตรวจสอบเกณฑ์การออกแบบ
5. เปรียบเทียบผลการจำลองการทำงานและผลการทดสอบวงจรที่สร้างขึ้น
6. ประเมินผล และสรุปผลการทดลอง
7. เขียนวิทยานิพนธ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เข้าใจถึงสาเหตุ และแนวทางแก้ไขความเค้นที่เกิดขึ้นเพื่อเพิ่มความเชื่อถือได้ในการใช้งานจริงของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
2. ทราบแนวทางการออกแบบและปรับปรุงบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ให้มีความเชื่อถือได้มากขึ้น
3. สามารถนำทฤษฎีต่างๆ ที่พัฒนาขึ้นมาไปประยุกต์ใช้ในงานอุตสาหกรรมได้จริง

1.6 เนื้อหาของวิทยานิพนธ์ฉบับนี้

บทที่ 1 บทนำ

บทที่ 2 พื้นฐานวงจรหลอดฟลูออเรสเซนต์และทฤษฎีการทำงานวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

บทที่ 3 การวิเคราะห์สาเหตุของการเกิดความเค้นและแนวทางในการแก้ไข

บทที่ 4 การออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และผลการทดสอบ

บทที่ 5 สรุป วิเคราะห์ และข้อเสนอแนะ

บทที่ 2

พื้นฐานวงจรหลอดฟลูออเรสเซนต์และทฤษฎีการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

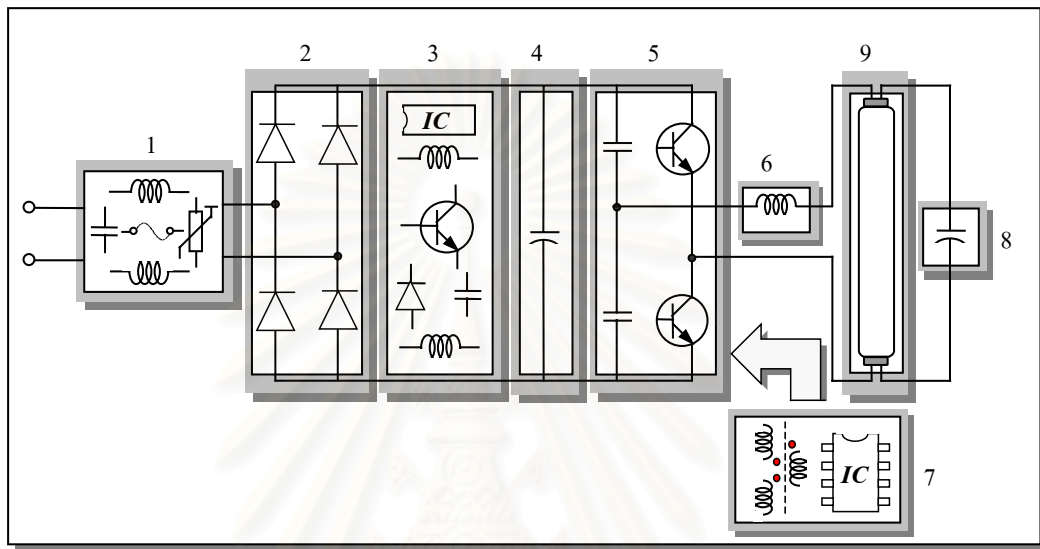
2.1 บทนำ

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เป็นอุปกรณ์ที่ใช้ร่วมกับหลอดฟลูออเรสเซนต์เพื่อทำหน้าที่เผาไส้หลอดด้วยกระแสที่มีขนาดพอเหมาะเป็นเวลาที่เหมาะสมก่อนการจุดหลอด, สร้างแรงดันสูงสำหรับจุดหลอดให้ติดสว่างหลังจากการเผาไส้ และควบคุมกระแสผ่านหลอดให้มีค่าตามที่กำหนดเพื่อให้การทำงานมีประสิทธิภาพ อย่างไรก็ตามในปัจจุบันการใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ยังไม่เป็นที่แพร่หลายมากนักเนื่องจากสาเหตุหลายประการ ความเชื่อถือได้ (Reliability) เป็นสาเหตุที่สำคัญมากอันหนึ่ง ปัญหาความเชื่อถือได้โดยส่วนใหญ่มีสาเหตุจากอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ได้รับความเค้น (Stress) ที่มีขนาดสูง การวิเคราะห์สาเหตุของการเกิดความเค้น และการหาแนวทางแก้ไขจำเป็นต้องเข้าใจโครงสร้างการทำงานเบื้องต้นของหลอดฟลูออเรสเซนต์ และบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ซึ่งประกอบด้วย พฤติกรรมในการทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่มีลักษณะสมบัติเป็นแบบไม่เชิงเส้น (non linear) และมีความต้านทานพลวัตในภาวะการทำงานปรกติเป็นลบ (negative dynamic resistance ; $R_{lamp} = dv_{lamp} / di_{lamp}$) โดยค่าความต้านทานของหลอดฟลูออเรสเซนต์ (R_{lamp}) จะมีการเปลี่ยนแปลงกับกำลังด้านออกของหลอด, วงจรอินเวอร์เตอร์ และการทำงานของวงจรขับนำสวิตช์ ในบทนี้จะกล่าวถึงความรู้พื้นฐาน, ทฤษฎีการทำงาน, วงจรสมมูลทางไฟฟ้าและสมการของวงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์, วงจรอินเวอร์เตอร์ และวงจรขับนำสวิตช์

2.2 โครงสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และการต่อกับหลอดฟลูออเรสเซนต์

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เป็นอุปกรณ์ที่ใช้คู่กับหลอดฟลูออเรสเซนต์เพื่อทดแทนบัลลาสต์แบบขดลวดพันบนแกนเหล็กโดยอาศัยหลักการใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง เพื่อลดกำลังสูญเสียของบัลลาสต์ แต่ยังสามารถจุดหลอดให้ติดสว่างได้ในตอนเริ่มต้นและควบคุมกระแสผ่านหลอดให้มีค่าตามที่กำหนด

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์โดยทั่วไปจะประกอบไปด้วยวงจรหรือส่วนประกอบที่สำคัญ ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 โครงสร้างของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และลักษณะการต่อกับหลอดฟลูออเรสเซนต์

ในรูปที่ 2.1 โครงสร้างของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ซึ่งประกอบด้วยวงจรภายในต่างๆ และลักษณะการต่อกับหลอดฟลูออเรสเซนต์โดยวงจรส่วนต่างๆ ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีหน้าที่ ดังนี้

2.2.1 วงจรกรองด้านเข้า และวงจรป้องกัน (Input filter and Protection Circuit) มีหน้าที่ลด EMI จากภายนอกที่จะเข้ามารบกวนบัลลาสต์และจากบัลลาสต์ที่จะออกไปยังสายส่ง, ช่วยป้องกันกระแสกระชาก (Surge current), และแรงดันเกินชั่วขณะในตอนเปิดไฟ

2.2.2 วงจรเรียงกระแส (Rectifier) มีหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อจ่ายให้แก่วงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง

2.2.3 วงจรปรับรูปคลื่นของกระแสด้านเข้า (Power Factor Correction Circuit ; PFC) มีหน้าที่ปรับรูปคลื่นของกระแสด้านเข้าให้มีลักษณะใกล้เคียงไซน์ (Sine) เพื่อลดกระแสฮาร์มอนิก และเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้า

2.2.4 วงจรกรองผ่านต่ำ (Lowpass filter) มีหน้าที่ลดแรงดันกระเพื่อมของแรงดันไฟตรง (V_{dc}) ด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์

2.2.5 วงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง (High frequency inverter) มีหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ส่วนใหญ่จะมีโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์ที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switch ; ZVS)

2.2.6 ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในการควบคุมกระแส (Inductor) มีหน้าที่เป็นองค์ประกอบหนึ่งของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่สร้างแรงดันสูงในคอนสแตนท์ และควบคุมกระแสผ่านหลอดให้มีค่าตามที่กำหนดในการทำงานปกติ

2.2.7 วงจรขับนำสวิตช์ (Drive Circuit) มีหน้าที่กำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์ อาจจำแนกตามลักษณะการกำเนิดสัญญาณได้ 2 ชนิด คือชนิดที่กำเนิดสัญญาณขับนำอย่างอิสระโดยใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ และชนิดที่ต้องอาศัยการป้อนกลับของกระแสหรือแรงดันด้านโหลดผ่านหม้อแปลง

2.2.8 ตัวเก็บประจุที่ใช้เป็นทางผ่านของกระแสฮอลล์ (Capacitor) ทำหน้าที่ร่วมกับตัวเหนี่ยวนำในคอนสแตนท์เป็นวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมเพื่อสร้างแรงดันสูงในการจุดหลอด และยังเป็นทางผ่านของกระแสที่ใช้ในการฮอลล์หลอดในภาวะปกติ

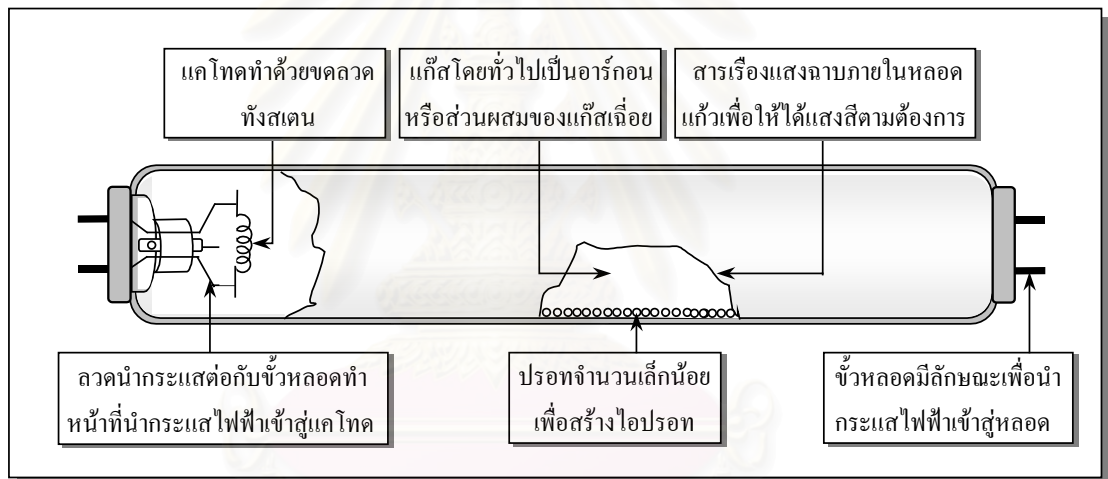
2.2.9 หลอดฟลูออเรสเซนต์ (Fluorescent lamp) เป็นอุปกรณ์เปลี่ยนพลังงานไฟฟ้าเป็นแสงสว่างซึ่งมีคุณสมบัติทางไฟฟ้าคือ ต้องการแรงดันสูงในการจุดหลอด, ต้องการแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าที่ลักษณะเป็นแหล่งกระแส, ในขณะทำงานมีความต้านทานพลวัตเป็นลบ และปริมาณแสงแปรตามกระแสผ่านหลอด

ในการศึกษาความเค้นของอุปกรณ์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จำเป็นต้องเข้าใจพฤติกรรมการทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์ซึ่งเป็นโหลดก่อน เพื่อนำมาวิเคราะห์การทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เพื่อเป็นพื้นฐานของศึกษา, วิเคราะห์สาเหตุ และแนวทางแก้ไขของการเกิดความเค้นในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ต่อไป

2.3 หลอดฟลูออเรสเซนต์ (Fluorescent lamp)

2.3.1 โครงสร้างของหลอดฟลูออเรสเซนต์

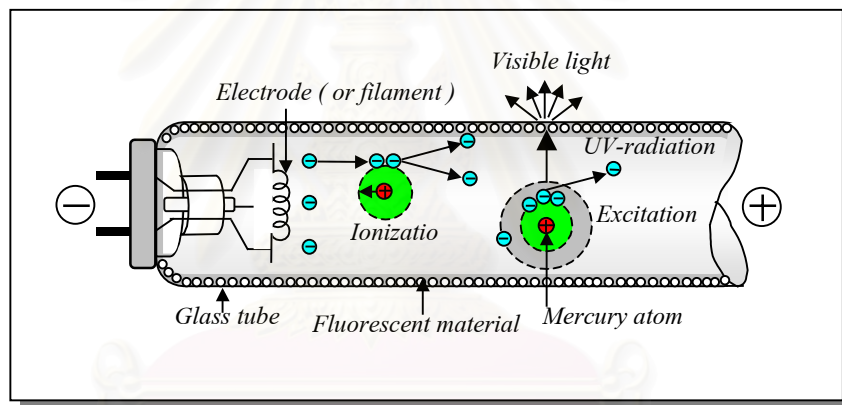
หลอดฟลูออเรสเซนต์เป็นหลอดแก๊สดีสชาร์จไอปรอทความดันต่ำ (low pressure mercury vapour discharge lamp) นิยมใช้กันมากในปัจจุบัน เพราะเป็นหลอดที่มีประสิทธิภาพการส่องสว่าง (luminous efficacy) สูงประมาณ 90 ลูเมนต่อวัตต์ (lm/w) และมีอายุการใช้งานนานถึง 20,000 ชั่วโมง โครงสร้างและส่วนประกอบที่สำคัญของหลอดฟลูออเรสเซนต์แสดงอยู่ในรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 แสดง โครงสร้างของหลอดฟลูออเรสเซนต์ชนิดอุ่นไส้ (preheat lamp)

ปริมาณแสงสว่างของหลอดไฟฟ้าโดยส่วนใหญ่จะขึ้นอยู่กับปริมาณของกระแสที่ไหลผ่านหลอด และปริมาณกระแสที่ไหลผ่านหลอดจะถูกกำหนดโดยความต้านทานของหลอด สำหรับหลอดแบบเผาไส้ (Incandescent lamp) ค่าความต้านทานของไส้หลอดจะขึ้นอยู่กับลักษณะของไส้หลอด กระแสที่ไหลผ่านหลอดจะถูกควบคุมโดยค่าความต้านทานของไส้หลอดแต่สำหรับหลอดแก๊สดีสชาร์จ (gas discharge lamp) ที่ใช้หลักการเปล่งแสงสว่างจากการนำกระแสของแก๊ส เช่น หลอดฟลูออเรสเซนต์ (Fluorescent lamp) การจุดติดของหลอดฟลูออเรสเซนต์นั้นจะอาศัยการปล่อยประจุไฟฟ้าระหว่างขั้วทั้งสองของอิเล็กโทรดภายในหลอดแก้วที่บรรจุด้วยแก๊สอาร์กอน และไอปรอทที่มีความดัน

ไอต่ำ (low pressure mercury vapour) ในขณะที่กระแสไฟฟ้าไหลผ่านจะเกิดการปล่อยประจุในแก๊ส (gas discharge) ซึ่งการปล่อยประจุในแก๊สดังกล่าวจะทำให้เกิดรังสีอัลตราไวโอเล็ต (แสงเหนือม่วง) โดยที่รังสีอัลตราไวโอเล็ตนี้ถูกปล่อยออกมาโดยการกระตุ้นอะตอมของไอปรอทเนื่องจากการกระแทกของอิเล็กตรอนที่ได้รับการปล่อยออกมาจากขั้วอิเล็กโทรดและถูกเร่งด้วยสนามไฟฟ้า ในขณะเดียวกันรังสีอัลตราไวโอเล็ต (UV-radiation) ที่มีความยาวคลื่น 253.7 nm (เป็นความยาวคลื่นที่ไม่สามารถมองเห็นได้ด้วยตาเปล่า) จะไปกระตุ้นสารเรืองแสง (phosphor) ที่ฉาบไว้ด้านในของหลอดแก้วให้แสงในช่วงที่ตามองเห็นออกมามีรูปที่ 2.3 ซึ่งสีของแสงที่เปล่งออกมาขึ้นอยู่กับสารเรืองแสงที่ใช้เคลือบผิวในของหลอดสารเรืองแสงแต่ละชนิดไม่เพียงแต่ทำให้แสงที่เปล่งออกมาจากหลอดฟลูออเรสเซนต์มีสีแตกต่างกัน แต่ยังสามารถทำให้หลอดมีประสิทธิภาพการส่องสว่างแตกต่างกันได้ด้วย



รูปที่ 2.3 แสดงหลักในการให้แสงของหลอดฟลูออเรสเซนต์ชนิดอุ่นไส้ (preheat lamp)

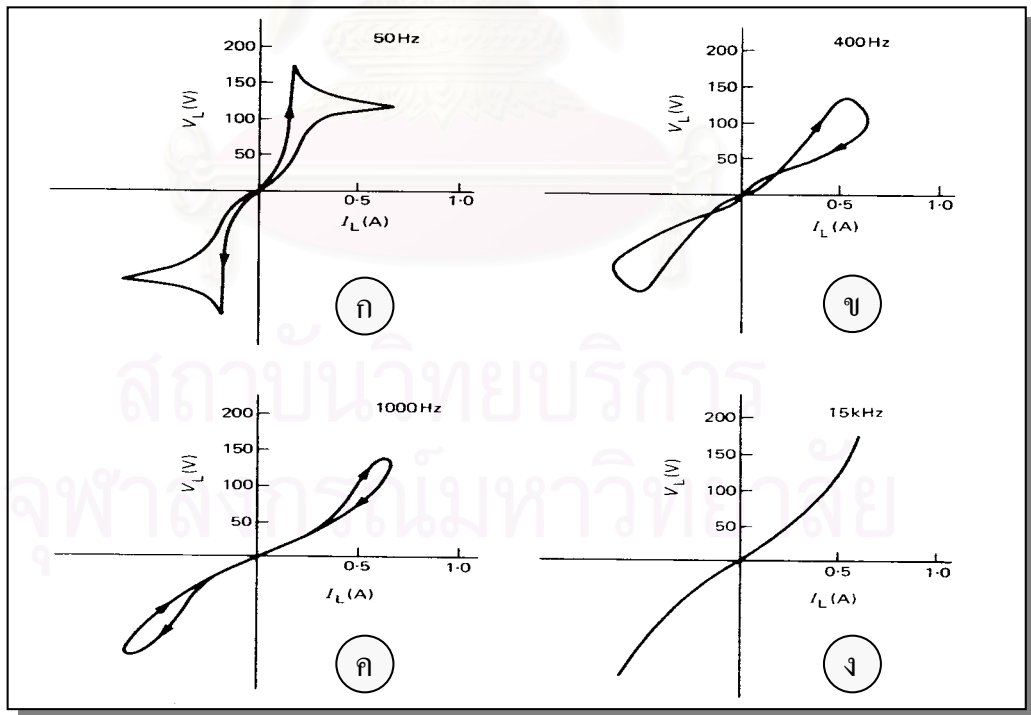
2.3.2 การทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์แบ่งออกเป็น 2 สภาวะ คือ

1. ช่วงก่อนจุดหลอดให้ติดสว่าง
2. ช่วงทำงานปรกติ

ในช่วงก่อนจุดหลอดให้ติดสว่าง ค่าความต้านทานของหลอดฟลูออเรสเซนต์ (R_{lamp}) จะมีค่าสูงมาก ดังนั้นในการจุดหลอดให้ติดสว่างจะต้องใช้แรงดันที่มีขนาดสูง (Striking voltage ; V_{ig}) เพื่อจุดหลอดให้ติดสว่างซึ่งค่าแรงดันที่ใช้ในการจุดหลอดจะขึ้นอยู่กับ เส้นผ่านศูนย์กลาง, ความยาวของหลอด, อุณหภูมิและชนิดของขั้วอิเล็กโทรด เมื่อหลอดฟลูออเรสเซนต์ติดสว่างแล้วจึงมีกระแสไหลผ่านหลอด ทำให้ความต้านทานของหลอดลดลงเท่ากับค่าที่พิกัด

2.3.3 ลักษณะสมบัติทางไฟฟ้าของหลอดฟลูออเรสเซนต์

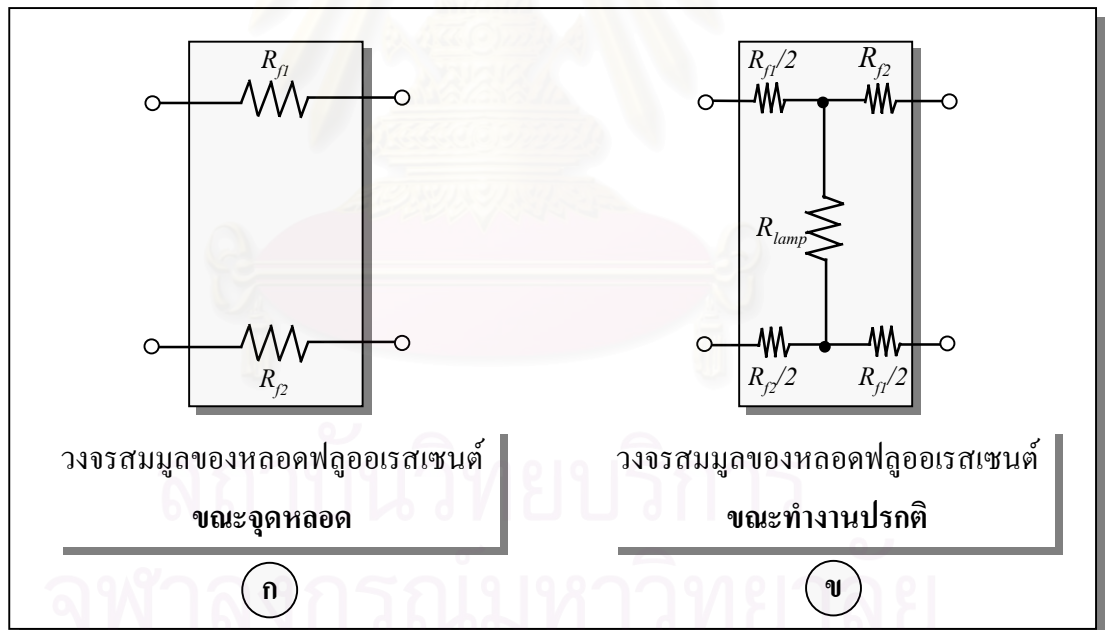
คุณสมบัติทางไฟฟ้าของหลอดแก๊สดีสชาร์จจะขึ้นอยู่กับลักษณะอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย, ความถี่ของแหล่งจ่าย และชนิดของบัลลาสต์ โดยที่อิมพีแดนซ์ประสิทธิผล (effective impedance) ของหลอดฟลูออเรสเซนต์สามารถประมาณเป็นตัวต้านทานสมมูลไม่เชิงเส้นที่ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำได้ (Zwikker 1953) เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของกระแส จะไม่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ ที่มีรูปคลื่นเป็นไซน์ป้อนให้กับหลอด ความต้านทานของหลอดจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องใน 1 รอบ (cycle) ส่งผลให้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของหลอดไม่เป็นแบบเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 1.4 (ก-ค) แต่เมื่อเพิ่มความถี่ให้กับหลอดทำให้กระบวนการไอออนไนเซชัน (ionization) สั้นมากและรวดเร็วตามการเปลี่ยนแปลงของกระแส ทำให้ความหนาแน่นของพลาสมา (plasma) เกือบคงที่ และอิมพีแดนซ์ประสิทธิผลต่างๆ ขณะเกือบคงที่ ทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลผ่านหลอดและแรงดันคร่อมหลอดมีความสัมพันธ์กันแบบเชิงเส้น (linear) โดยประมาณ ดังแสดงในรูปที่ 2.4 (ง)



รูปที่ 2.4 แสดงคุณลักษณะกระแส-แรงดันพลวัติจของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ความถี่ค่าต่างๆ

2.3.4 วงจรสมมูลหลอดฟลูออเรสเซนต์

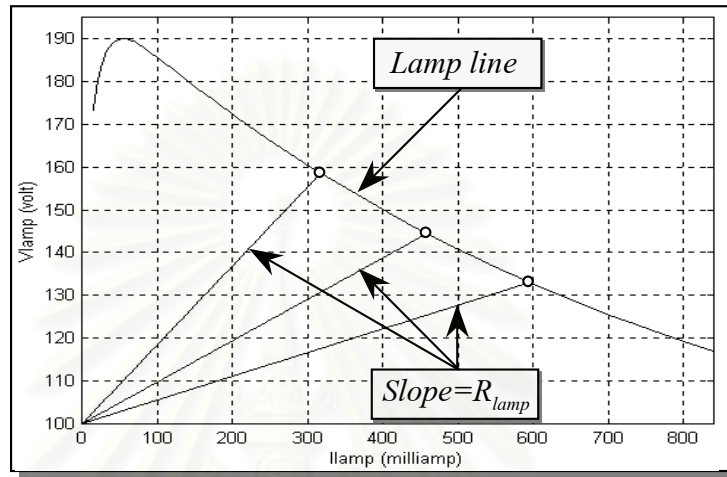
เมื่อใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงเราสามารถประมาณคุณสมบัติของหลอดฟลูออเรสเซนต์เป็นตัวต้านทานได้ เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านหลอดและแรงดันคร่อมหลอดมีความสัมพันธ์กันแบบเชิงเส้น โดยประมาณทำให้สามารถเขียนวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของหลอดฟลูออเรสเซนต์ได้ ดังรูปที่ 2.5 เนื่องจากไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์ในขณะจุดหลอดดังนั้นจึงแทนความต้านทานสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ (R_{lamp}) ด้วยวงจรเปิด แต่จะมีความต้านทานไส้หลอด (R_{f1} , R_{f2}) ในแต่ละข้างของขั้วหลอด ดังนั้นจึงสามารถเขียนวงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ขณะจุดหลอดได้ดังแสดงในรูป 2.5 (ก) และเมื่อหลอดติดสว่างค่าความต้านทานสมมูลของหลอด (R_{lamp}) จะมีค่าลดลงเท่ากับค่าที่พิกัด จึงสามารถเขียนวงจรสมมูลเมื่อหลอดติดสว่างได้ดังแสดงในรูป 2.5 (ข)



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์

ถึงแม้หลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ใช้งานกับความถี่สูงจะมีลักษณะสมบัติโดยประมาณเป็นความต้านทานแบบเชิงเส้น แต่ค่าความต้านทานสมมูลของหลอด (R_{lamp}) จะมีค่าไม่คงที่โดยจะขึ้นอยู่กับ

กำลังด้านออกของหลอดฟลูออเรสเซนต์ เมื่อกำลังด้านออกมีการเปลี่ยนแปลง ความชัน (Slope) ของกราฟลักษณะ สมบัติกระแส-แรงดันของหลอดฟลูออเรสเซนต์จะมีการเปลี่ยนแปลง ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส-แรงดันของหลอดเมื่อใช้กับไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง ที่แสดงการเปลี่ยนแปลงความต้านทานของหลอดฟลูออเรสเซนต์กับกำลังที่หลอด

2.4 อินเวอร์เตอร์ (Inverter)

วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ หรืออินเวอร์เตอร์ (inverter) เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงจากวงจรเรียงกระแสให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง (โดยทั่วไปจะมีความถี่อยู่ในช่วง 20 – 50 กิโลเฮิรตซ์) เพื่อป้อนให้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์ วงจรอินเวอร์เตอร์มีหลายชนิดแต่ส่วนใหญ่นิยมใช้วงจรบริดจ์ หรือกึ่งบริดจ์ที่มี BJT หรือ FET เป็นสวิตช์ไวงานในแต่ละกิ่งของวงจรจะประกอบด้วยสวิตช์ 2 ตัว ต่ออนุกรมกันและจะสลับกันนำกระแส เนื่องจากกระแสและแรงดันของโหลดมีเฟสต่างกัน ดังนั้นสวิตช์ที่ใช้จะต้องเป็นสวิตช์ที่นำกระแสได้ 2 ทาง ซึ่งทำได้โดยการต่อไดโอดขนานกับสวิตช์ ดังในรูปที่ 2.7 ทรานซิสเตอร์จะทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานไปสู่โหลด ส่วนพลังงานจากโหลดที่ไหลย้อนกลับไปยังแหล่งจ่ายไฟตรงจะไหลผ่านไดโอด อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันนี้ทรานซิสเตอร์ที่ใช้สำหรับอินเวอร์เตอร์ทั่วไปมักจะมีไดโอดต่ออยู่แทบทั้งสิ้น การทำงานของสวิตช์ไวงานมักเป็นการสวิตช์แบบนุ่มนวล (Soft Switching) ที่มีกำลังสูญเสียในสวิตช์ต่ำ เนื่องจากกำลัง

ออกของอินเวอร์เตอร์สำหรับโหลดฟลูออเรสเซนต์ขนาด 36 วัตต์ 1 หลอด มีค่าไม่สูงนักจึงเลือกใช้ วงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์ (Half-bridge inverter) ดังในรูปที่ 2.7 ซึ่งสามารถแบ่ง ภาการทำงานของอินเวอร์เตอร์ออกเป็นได้ 3 ภาค ดังนี้

2.4.1 ในกรณีที่ความถี่การสวิตช์มีค่าสูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ($f_s > f_o$)

ในภาการทำงานที่ความถี่การสวิตช์สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ทำให้พฤติกรรมของวงจรโหลด มีลักษณะเป็นโหลดประเภทความเหนี่ยวนำ (Inductive load) ทำให้กระแสโหลด i_L มีจุดผ่านศูนย์ ล้าหลังจุดผ่านศูนย์ของแรงดันออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ นั่นคือ มุมเฟสของโหลดอิมพีแดนซ์มากกว่า ศูนย์ ($\phi > 0$) ทำให้สวิตช์ไวงานต่อวงจรที่แรงดันศูนย์ (ZVS) เนื่องจาก เมื่อสวิตช์ไวงาน Q_2 ตัดวงจร กระแสโหลด i_L ยังคงไม่เปลี่ยนทิศทางแต่จะย้ายไปไหลผ่านไดโอด D_1 และเมื่อกระแสโหลด i_L เปลี่ยน ทิศทางจะย้ายไปไหลผ่านสวิตช์ไวงาน Q_1 ในขณะที่แรงดันคร่อมสวิตช์ไวงานมีค่าเป็นศูนย์ จะสังเกต ได้ว่ามีการสูญเสียในขณะที่ไดโอด (D_1, D_2) ต่อวงจร และในขณะที่สวิตช์ไวงาน (Q_1, Q_2) ตัดวงจร การ ลดกำลังสูญเสียดังกล่าวโดยทั่วไปก็จะต่อ Snubber Capacitor ; (C_s) ขนานกับสวิตช์ไวงานเพื่อลดการ สูญเสียในสวิตช์ขณะหยุดนำกระแส (switching loss) ให้มีค่าน้อยแต่การหยุดนำกระแสของไดโอด และการเริ่มนำกระแสของสวิตช์เกิดขึ้นที่แรงดันศูนย์จึงไม่เกิดกำลังสูญเสีย ซึ่งโดยส่วนใหญ่การทำงาน ของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนานจะทำงานในภาการทำงานนี้เพื่อให้สวิตช์ต่อวง จรที่แรงดันเป็นศูนย์ อย่างไรก็ตามในบางเงื่อนไขการทำงานวงจรอินเวอร์เตอร์อาจทำงานในภาการทำงาน อื่นๆ ดังต่อไปนี้

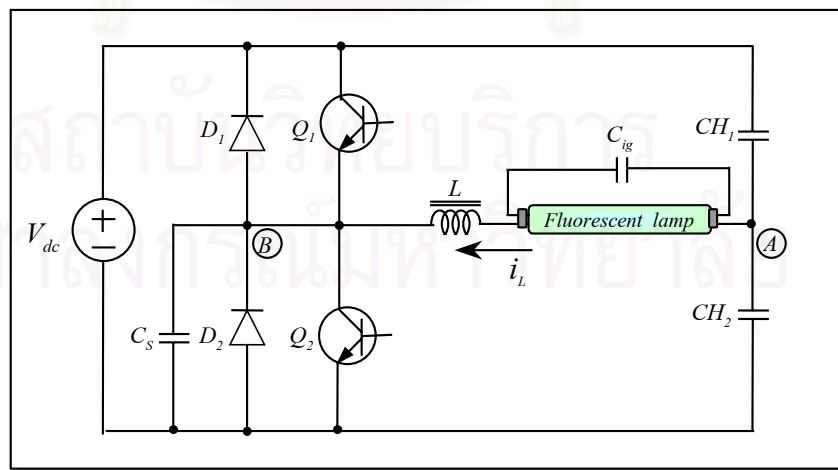
2.4.2 ในกรณีที่ความถี่การสวิตช์มีค่าเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ ($f_s = f_o$)

ในภาการทำงานที่ความถี่การสวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ทำให้พฤติกรรมของวงจรโหลด มีลักษณะเป็นโหลดประเภทความต้านทาน (Resistive load) ทำให้กระแสโหลด และแรงดันออก ของวงจรอินเวอร์เตอร์มีจุดผ่านศูนย์ตรงกัน นั่นคือ สวิตช์ไวงานจะต่อวงจรที่แรงดันศูนย์ (ZVS) และ ตัดวงจรเมื่อกระแสเป็นศูนย์ (ZCS) ในกรณีนี้ไดโอดหมุมเปล้า (freewheeling diode) จะไม่มีโอกาส นำกระแสเลย ทำให้ไม่เกิดกำลังสูญเสีย (loss) และความเค้น (stress) กับสวิตช์ไวงานและทำให้อิน เวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพสูง

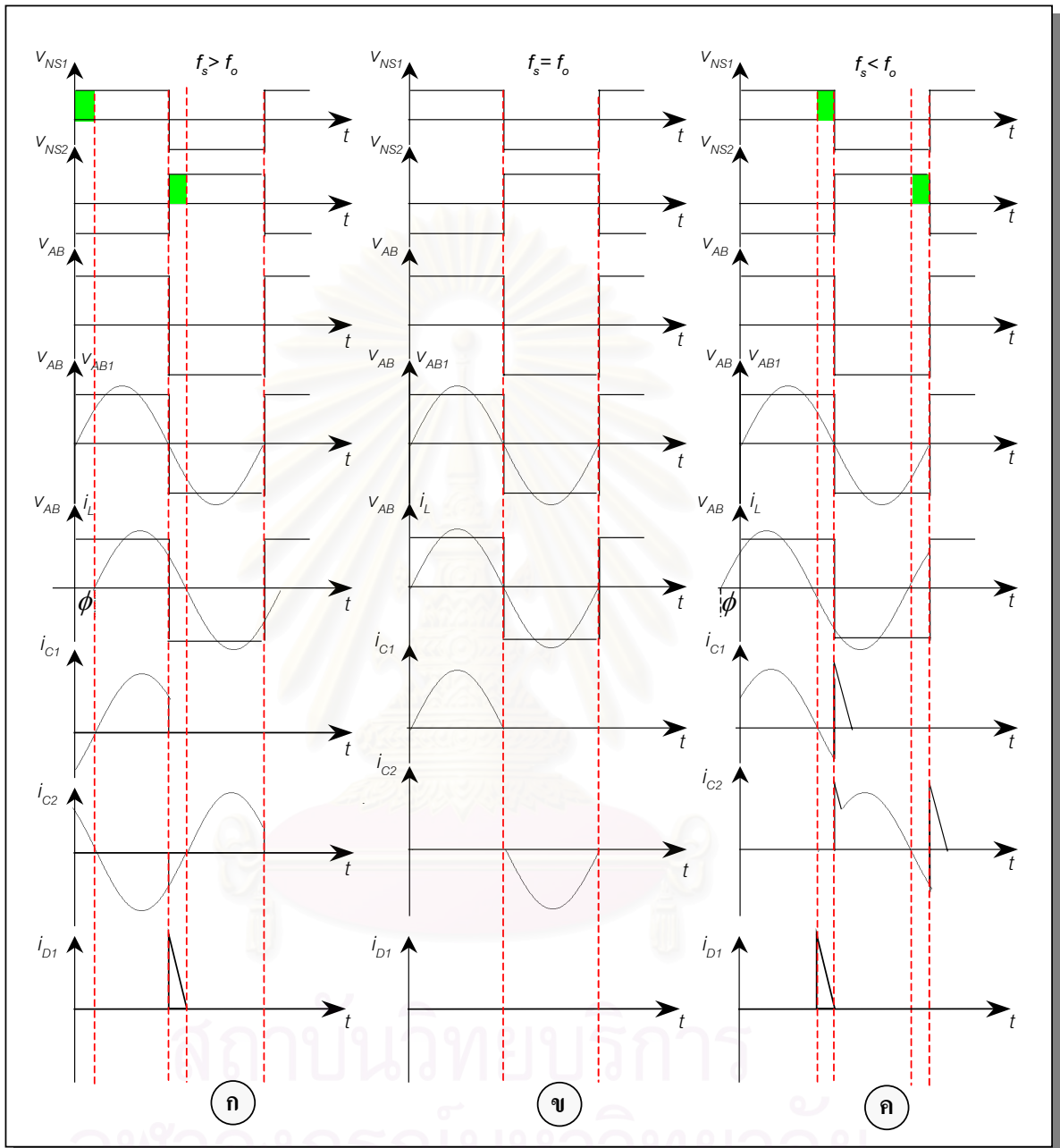
2.4.3 ในกรณีที่ความถี่การสวิตช์มีค่าต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ($f_s < f_o$)

ในภาคการทำงานที่ความถี่การสวิตช์ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ทำให้พฤติกรรมของวงจรโหลดมีลักษณะเป็นโหลดประเภทความจุไฟฟ้า (*Capacitive load*) ทำให้กระแสโหลดมีจุดผ่านศูนย์นำหน้าจุดผ่านศูนย์ของแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ กล่าวคือมุมเฟสของโหลดอิมพีแดนซ์มีค่าน้อยกว่าศูนย์ ($\phi < 0$) หมายความว่ากระแสโหลดจะเปลี่ยนทิศทางก่อนที่สวิตช์ไวงานจะหยุดนำกระแสโดยจะไหลผ่านไดโอดที่ต่อขนานกับสวิตช์ไวงานตัวที่จะหยุดนำกระแส ซึ่งลำดับการทำงานของอุปกรณ์ที่เป็นสวิตช์จะเป็น $Q_1-D_1-Q_2-D_2$ เมื่อขั้วนำสวิตช์ตัวถัดไปจะทำให้มีกระแสอิมตัวย้อนกลับไหลผ่านไดโอดที่ก้ำกึ่งนำกระแส เมื่อพิจารณาการนำกระแสของสวิตช์จะเห็นได้ว่าการทำงานของไดโอดจะเกิดความเค้นในช่วงที่ไดโอดหยุดนำกระแสซึ่งเป็นช่วงการฟื้นตัวย้อนกลับ (*reverse recovery*) ของไดโอด ทำให้สวิตช์ไวงานมีความเค้น และมีอุณหภูมิสูงมากถ้าปล่อยไว้นานจะทำให้สวิตช์ BJT ชำรุดเสียหายได้ ในส่วนกำลังสูญเสียในการสวิตช์ (*switching loss*) ในขณะที่หยุดนำกระแสจะมีค่าเป็นศูนย์ แต่ในขณะที่กระแสจะมีกำลังสูญเสียในการสวิตช์เกิดขึ้น นั่นคือสวิตช์ไวงานต่อวงจรที่แรงดันค่าสูงมีค่าเท่ากับ $V_{dc}/2$ ในขณะที่นำกระแส

สรุปว่า เพื่อให้การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์มีกำลังสูญเสียต่ำ และมีประสิทธิภาพสูงจึงควรให้การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนานทำงานในภาคที่ความถี่การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรโหลด ซึ่งวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เป็นวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนาน ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 โครงสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์



รูปที่ 2.8 รูปคลื่นกระแสและแรงดันของวงจรอินเวอร์เตอร์ในภาคการทำงานต่างๆ

- ก. สำหรับความถี่การสวิตช์สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ($f_s > f_o$)
- ข. สำหรับความถี่การสวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ ($f_s = f_o$)
- ค. สำหรับความถี่การสวิตช์ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ($f_s < f_o$)

2.4.4 การทำงานในภาวะปกติของอินเวอร์เตอร์ที่กระแสล้าหลังแรงดัน

สมมุติให้ทรานซิสเตอร์ Q_2 นำกระแสก่อน กระแสไหล (i_L) มีค่าเป็นบวก เมื่อ Q_2 นำกระแสได้ระยะหนึ่งวงจรจับนำสวิตช์จะหยุดจับนำ Q_2 แต่ Q_2 จะไม่หยุดนำกระแสทันที เนื่องจากผลของเวลาประจุสะสม (Storage time; t_s) ของทรานซิสเตอร์ หลังจากช่วงเวลาประจุสะสม Q_2 จะหยุดนำกระแสอย่างสมบูรณ์ กระแสไหล (i_L) ซึ่งล้าหลังแรงดันจะย้ายไปไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_s ซึ่งทำหน้าที่เป็นสแน็บเบอร์ช่วยลดอัตราการเพิ่มขึ้นของแรงดัน (dv/dt) ทำให้กำลังสูญเสียการสวิตช์ในช่วงที่ Q_2 หยุดนำกระแสลดลง กระแสไหล (i_L) ไหลผ่านตัวเก็บประจุจนกว่าศักย์ไฟฟ้าที่แอโนดของไดโอด D_1 สูงกว่าแคโทดของไดโอด D_1 ไดโอด D_1 จึงเริ่มนำกระแส และให้การทำงานของสวิตช์เป็นแบบสวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ ทรานซิสเตอร์ Q_1 จะต้องถูกจับนำในช่วงเวลานี้ แต่ยังไม่มีการไหลผ่าน จนกว่ากระแสไหล (i_L) จะเปลี่ยนทิศทางและทำให้ Q_1 เริ่มนำกระแส เมื่อ Q_1 นำกระแสได้ระยะหนึ่งวงจรจับนำสวิตช์จะหยุดจับนำ Q_1 แต่ Q_1 จะยังไม่หยุดนำกระแสทันที เนื่องจากผลของประจุสะสมของทรานซิสเตอร์ Q_1 หลังจากช่วงเวลาประจุสะสม Q_1 จะหยุดนำกระแสอย่างสมบูรณ์และกระแสไหล (i_L) ย้ายไปไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_s กระแสไหลผ่านตัวเก็บประจุจนกว่าศักย์ไฟฟ้าที่แคโทดของไดโอด D_2 ต่ำกว่าแอโนดของไดโอด D_2 ไดโอด D_2 จึงจะเริ่มนำกระแสและเพื่อให้การทำงานของสวิตช์เป็นแบบสวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ Q_2 ต้องถูกจับนำในช่วงเวลานี้ แต่ยังไม่มีการไหลผ่านจนกว่ากระแสไหล (i_L) จะเปลี่ยนทิศทางและทำให้ Q_2 เริ่มนำกระแส การทำงานจะเป็นวัฏจักรอย่างนี้ไปเรื่อยๆ ในภาวะอยู่ตัว

2.4.5 การวิเคราะห์และการพัฒนางจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ในรูปที่ 2.7 ให้แรงดันด้านออก (V_{AB}) เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มีค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์โดยมีวงจรโหลดเป็นวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนาน (โหลดเป็นหลอดฟลูออเรสเซนต์) แรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ที่เวลาต่างๆ มีค่าดังนี้คือ

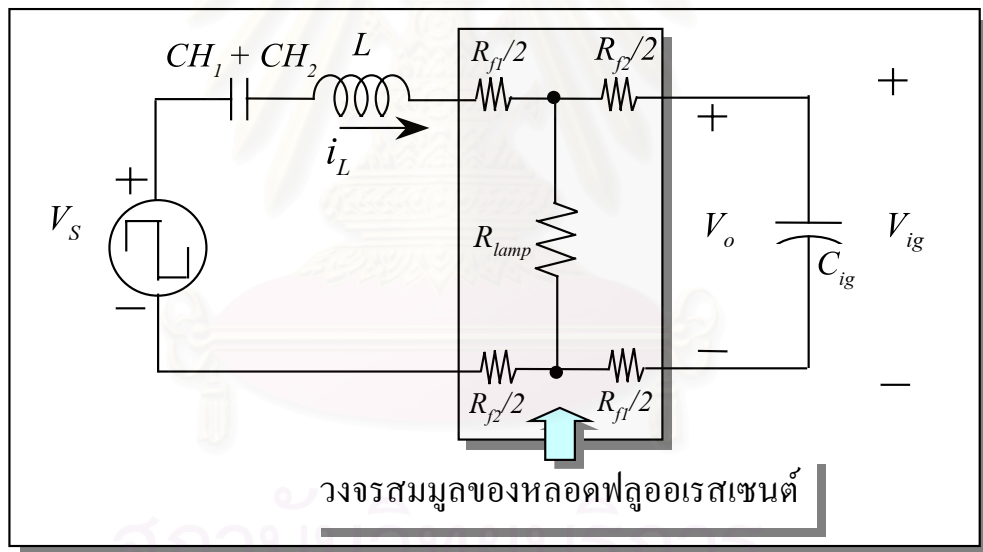
$$V_S = V_{AB} = \begin{cases} \frac{V_{dc}}{2} \dots\dots\dots \text{for} \dots 0 \leq \omega_s t \leq \pi \\ -\frac{V_{dc}}{2} \dots\dots\dots \text{for} \dots \pi \leq \omega_s t \leq 2\pi \end{cases} \quad (2.1)$$

โดยใช้การกระจายอนุกรมฟูรีเยร์ (Fouries series expansion)

$$v_s(t) = v_{CB}(t) = \frac{V_{dc}}{2} \left\{ \frac{4}{\pi} \sum_{n=odd}^{\infty} \frac{\sin(n\omega_s t)}{n} \right\} = \sum_{n=odd}^{\infty} V_{sn} \sin(n\omega_s t) \quad (2.2)$$

เมื่อ ω_s คือ ความถี่การสวิตช์ (rad/sce)

จากวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ที่มีโหลดเป็นหลอดฟลูออเรสเซนต์ รูปที่ 2.7 เราสามารถเขียนวงจรสมมูลไฟฟ้ากระแสสลับของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ และวงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ได้ ดังรูปที่ 2.9

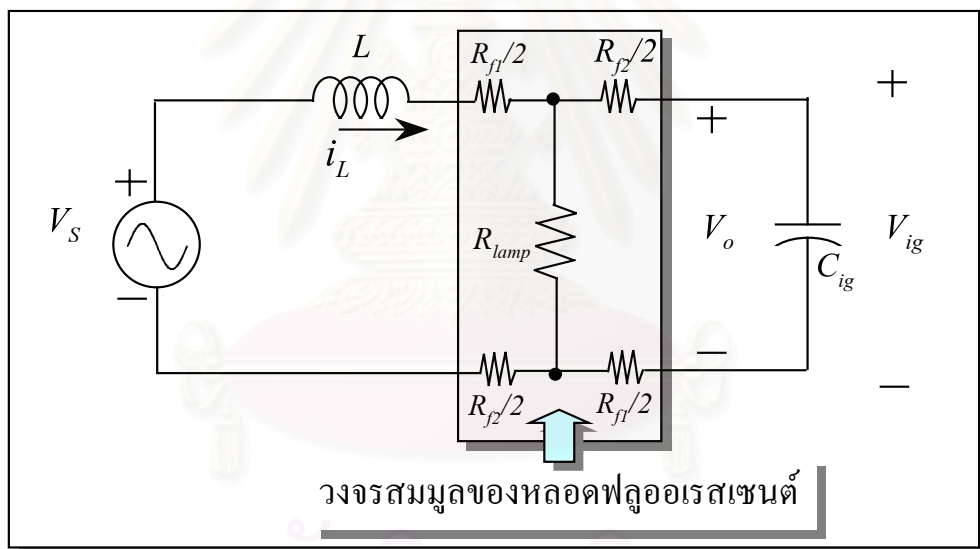


รูปที่ 2.9 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์และวงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่เป็นโหลด

เนื่องจากโครงสร้างของวงจรโหลดที่ต่อเข้ากับอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นวงจรกรองแบบผ่านต่ำ (Low-pass filter) ทำให้แรงดันที่โหลดมีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ และมีความถี่ต่ำกว่าความถี่ของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ถ้า Q_p ของวงจรโหลดมีค่าสูงเพียงพอกระแสและแรงดันคร่อมโหลดจะมีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ อย่างไรก็ตามในการวิเคราะห์จะใช้แรงดันรูปคลื่นไซน์ (Sine) ซึ่งเป็นองค์ประกอบ

หลักมูลของรูปคลื่นสี่เหลี่ยมซึ่งทำได้ง่ายกว่า เนื่องจากจุดผ่านศูนย์กลางของแรงดันรูปคลื่นไซน์จะตรงกับจุดผ่านศูนย์กลางของแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ดังนั้นในการวิเคราะห์จึงใช้แรงดันรูปคลื่นที่เป็นไซน์แทนรูปคลื่นสี่เหลี่ยม โดยอาศัยสมมุติฐานดังต่อไปนี้

- ระยะเวลาของการสูญเสียในสวิตช์ไวงาน
- ระยะเวลา reverse recovery ของไดโอด
- ถือว่า CH1 และ CH2 มีค่าสูงทำให้การกระเพื่อมของแรงดันด้านออกมีค่าน้อย
- ค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรโหลด (Q_p) มีค่าสูงเพียงพอทำให้สามารถละเลยผลของกระแสฮาร์มอนิก
- โดยเราถือว่ค่า CH_1 และ CH_2 มีค่าใหญ่มากจนสามารถละเลยได้



รูปที่ 2.10 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์และวงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่พัฒนา

การวิเคราะห์การทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์ แบ่งออกเป็น 2 สภาวะการทำงาน คือ ช่วงการจุดหลอด และช่วงทำงานในสภาวะปกติ

2.4.5.1 วงจรและสมการของวงจรขณะจุดหลอด

การจุดหลอดฟลูออเรสเซนต์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะอาศัยหลักการพื้นฐานของปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ โดยในตอนแรกหลอดฟลูออเรสเซนต์จะมีค่าความต้านทาน (R_{lamp}) สูงมากจนเราถือได้ว่าเป็นวงจรเปิดจึงทำให้กระแสไหล i_L ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L , ความต้านทานไส้หลอด (R_{f1}, R_{f2}) และตัวเก็บประจุ C_{ig} ซึ่งต่อกันเป็นวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่ประกอบด้วยของค่า R, L, C_{ig} ในการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมทำงานในภาคที่ความถี่การสวิตช์สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์แต่ใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์เพื่อสร้างแรงดันสูงสำหรับจุดหลอดให้ติดสว่างจะทำให้มีกระแสไหลขนาดสูงไหลผ่านสวิตช์และหลอดฟลูออเรสเซนต์ อันเนื่องจากอิมพีแดนซ์ของวงจรไหลคมีค่าต่ำมากและจะมีค่าต่ำสุดที่ความถี่การสวิตช์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งจะทำให้สวิตช์และหลอดมีความเค้นเกิดขึ้น สามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.10 และสมการต่างๆขณะจุดหลอด ได้ดังนี้

ค่ายอดของแรงดันด้านออกของความถี่หลักมูล (fundamental frequency) V_s ของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square wave) มีค่าเท่ากับ

$$V_s = \left(\frac{4}{\pi}\right)\left(\frac{V_{dc}}{2}\right) \dots \dots \dots \text{โวลต์} \tag{2.3}$$

เมื่อ
$$R_f = \frac{R_{f1}}{2} + \frac{R_{f1}}{2} + \frac{R_{f2}}{2} + \frac{R_{f2}}{2}$$

กำหนดให้พารามิเตอร์ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม มีดังนี้

ความถี่เรโซแนนซ์ (Resonant frequency)

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_{ig}}} \tag{2.4}$$

อิมพีแดนซ์ลักษณะ (Characteristic impedance)

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C_{ig}}} = \omega_o L = \frac{1}{\omega_o C_{ig}} \quad (2.5)$$

ตัวประกอบคุณภาพของวงจรโหลด (Loaded quality factor)

$$Q_s = 2\pi \left\{ \frac{\text{Total energy stored at resonant frequency}}{\text{Energy dissipated per cycle at resonant frequency}} \right\}$$

$$Q_s = \frac{Z_o}{R_f} = \frac{\omega_o L}{R_f} = \frac{1}{\omega_o C_{ig} R_f} \quad (2.6)$$

อิมพีแดนซ์ด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม (input impedance of the series resonant circuit)

$$Z = R_f + sL + \frac{1}{sC_{ig}} = R_f + j \left(\omega_s L + \frac{1}{\omega_s C_{ig}} \right)$$

$$Z = R_f \left[1 + jQ_s \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_s} \right) \right] = Z_o \left[\frac{R_f}{Z_o} + j \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_s} \right) \right]$$

$$= Ze^{j\phi} = R_f + jX$$

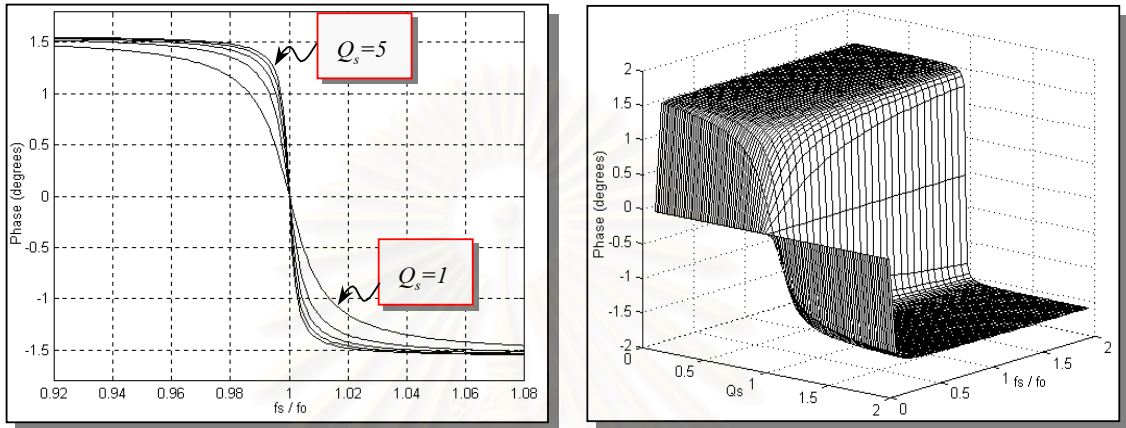
$$Z = R_f \sqrt{1 + Q_s^2 \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_s} \right)^2} = Z_o \sqrt{\left(\frac{R_f}{Z_o} \right)^2 + \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_s} \right)^2}$$

$$= Z_o \sqrt{\left[\left(\frac{1}{Q_s} \right)^2 + \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_s} \right)^2 \right]} \quad (2.7)$$

$$\phi = \arctan \left[Q_s \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega_s} \right) \right] \quad (2.8)$$

$$R_f = Z \cdot \cos \phi \quad \text{และ} \quad X = Z \cdot \sin \phi$$

จากสมการที่ (2.8) เราสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดมุมเฟส (ϕ) กับความถี่ออร์แมลไลซ์ (f_s/f_o) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_s) ที่แตกต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.11



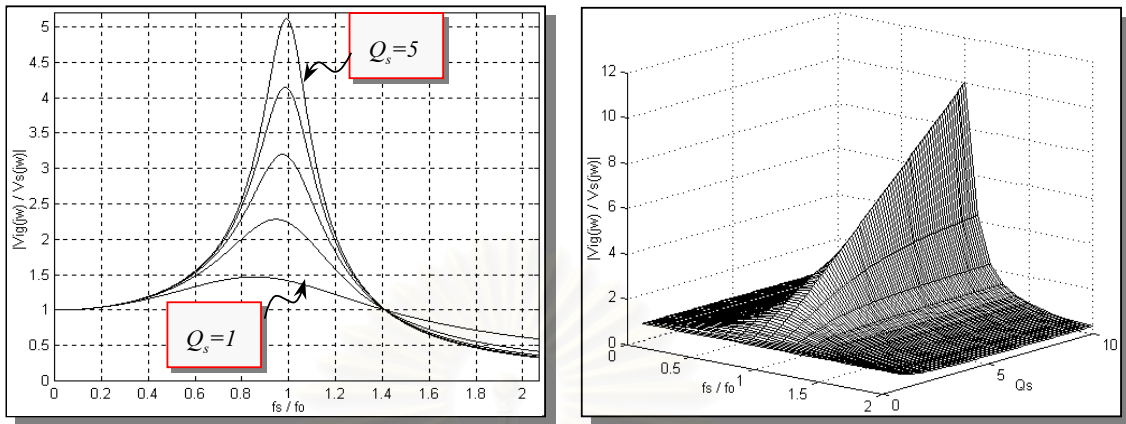
รูปที่ 2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส (ϕ) กับความถี่ออร์แมลไลซ์ (f_s/f_o) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_s) ค่าต่างๆ

ฟังก์ชัน โอนย้ายของแรงดันจุดโหลด (V_{ig}) ต่อแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ (V_s)

$$\frac{V_{ig}(S)}{V_s(S)} = \frac{[1 + (R_f C_{ig})S]}{[(LC_{ig})S^2 + (R_f C_{ig})S + 1]} \quad (2.9)$$

$$= \frac{\left[1 + j\left(\frac{\omega_s}{\omega_o}\right)\left(\frac{1}{Q_s}\right)\right]}{\left\{1 - \left(\frac{\omega_s}{\omega_o}\right)^2 + j\left[\left(\frac{\omega_s}{\omega_o}\right)\left(\frac{1}{Q_s}\right)\right]\right\}} \quad (2.10)$$

จากสมการที่ (2.10) สามารถคำนวณหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันจุดโหลดต่อแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ (V_{ig}/V_s) กับความถี่ออร์แมลไลซ์ (f_s/f_o) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_s) ที่แตกต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันจุดหลุดต่อแรงดันด้านออกวงจรรีโวลเวอร์เตอร์ (V_{ig}/V_s) กับ ความถี่นอร์มัลไลซ์ (f_s/f_o) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_s) ค่าต่างๆ

จากฟังก์ชันโอนย้ายของแรงดันจุดหลุด $V_{ig}(S)$ ต่อแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ $V_{AB}(S)$ สามารถจัดรูปแบบสมการให้อยู่ในเทอมของตัวเหนี่ยวนำ L และตัวเก็บประจุ C_{ig} ได้ดังนี้

$$(C_{ig}^2 \omega_s^4)L^2 - (C_{ig} \omega_s^2)L + \left\{ 1 + (R_f C_{ig} \omega_s)^2 - \left[1 + (R_f C_{ig} \omega_s)^2 \right] \left(\frac{V_{AB}}{V_{ig}} \right)^2 \right\} = 0 \quad (2.11)$$

จากสมการที่ 2.11 เราสามารถแสดงสมการเพื่อหาค่าตัวเหนี่ยวนำ L ได้ดังนี้

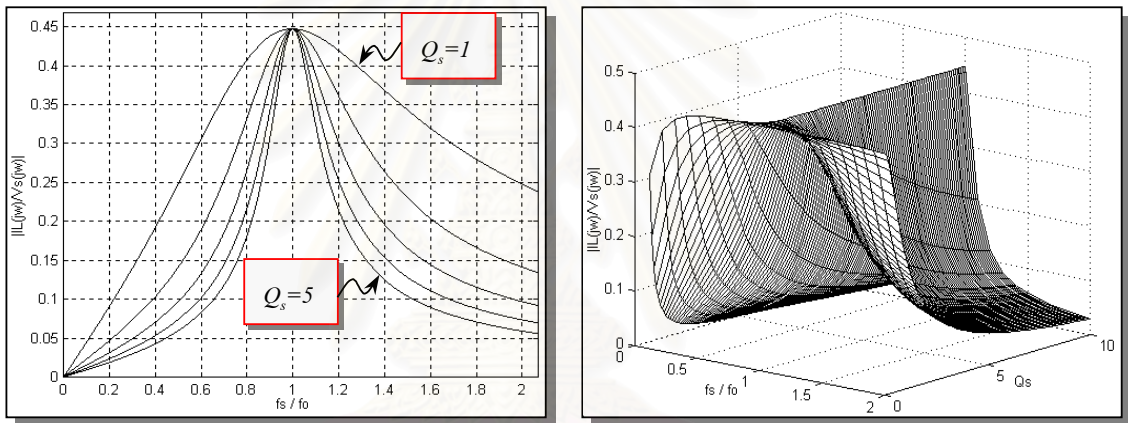
$$L = \frac{(C_{ig} \omega_s^2) \pm \sqrt{(C_{ig} \omega_s^2)^2 - 4(C_{ig} \omega_s^4) \left\{ 1 + (2R_f C_{ig} \omega_s)^2 - \left[1 + (2R_f C_{ig} \omega_s)^2 \right] \left(\frac{V_{ig}}{V_{AB}} \right)^2 \right\}}}{2(C_{ig}^2 \omega_s^4)} \quad (2.12)$$

ฟังก์ชันโอนย้ายของกระแสไหล $I_L(S)$ ต่อแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ $V_s(S)$

$$\frac{I_L(S)}{V_s(S)} = \frac{1}{R_f + LS + \frac{1}{C_{ig}S}} \quad (2.13)$$

$$\frac{I_L(j\omega)}{V_S(j\omega)} = \frac{1}{R_f} \frac{1}{\left\{ 1 + jQ_s \left[\left(\frac{\omega_s}{\omega_o} \right) - \left(\frac{\omega_o}{\omega_s} \right) \right] \right\}} \quad (2.14)$$

จากสมการที่ (2.14) สามารถคำนวณหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไหลต่อกับแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ (I_L / V_S) กับความถี่นอร์มัลไลซ์ (f_s / f_o) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_s) ต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไหลต่อกับแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ (I_L / V_S) กับความถี่นอร์มัลไลซ์ (f_s / f_o) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_s) ค่าต่างๆ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

2.4.5.2 วงจรและสมการของวงจรที่ทำงานปรกติ

การทำงานในสภาวะอยู่ตัว หลังจากหลอดฟลูออเรสเซนต์จุดติดแล้วจะมีกระแสไหลผ่านหลอด ทำให้ค่าความต้านทานสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ (R_{lamp}) ลดลงเท่ากับค่าที่พิกัด ($\approx 312.5 \Omega$) โดยที่ค่าความต้านทานสมมูลของไส้หลอด (R_{f1}, R_{f2}) มีค่าน้อยมากสามารถละเลยได้ในขณะทำงานปรกติ ซึ่งสามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 2.10 และสามารถต่างๆ ขณะทำงานปรกติ ได้ดังนี้

กำหนดให้พารามิเตอร์ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนาน มีดังนี้

ความถี่เรโซแนนซ์ซึ่งเป็นความถี่ขีดแบ่งระหว่างโหลดความแบบเหนี่ยวนำและโหลดแบบความจุ (resonant frequency which forms the boundary between capacitive and inductive loads)

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_{ig}}} \quad (2.15)$$

อิมพีแดนซ์ลักษณะ (characteristic impedance)

$$Z_o = \omega_o L = \frac{1}{\omega_o C_{ig}} = \sqrt{\left(\frac{L}{C_{ig}}\right)} \quad (2.16)$$

ตัวประกอบคุณภาพของโหลดที่ความถี่หักมุม (load quality factor at the corner frequency)

$$Q_p = \omega_o R_{lamp} C_{ig} = \frac{R_{lamp}}{\omega_o L} = \frac{R_{lamp}}{Z_o} \quad (2.17)$$

อิมพีแดนซ์ด้านอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนาน (input impedance of the series resonant parallel load circuit)

$$Z = LS + \left(\frac{R_{lamp} \cdot \frac{1}{C_{ig} S}}{R_{lamp} + \frac{1}{C_{ig} S}} \right) = j\omega_s L + \frac{R_{lamp} \cdot \frac{1}{j\omega_s C_{ig}}}{R_{lamp} + \frac{1}{j\omega_s C_{ig}}}$$

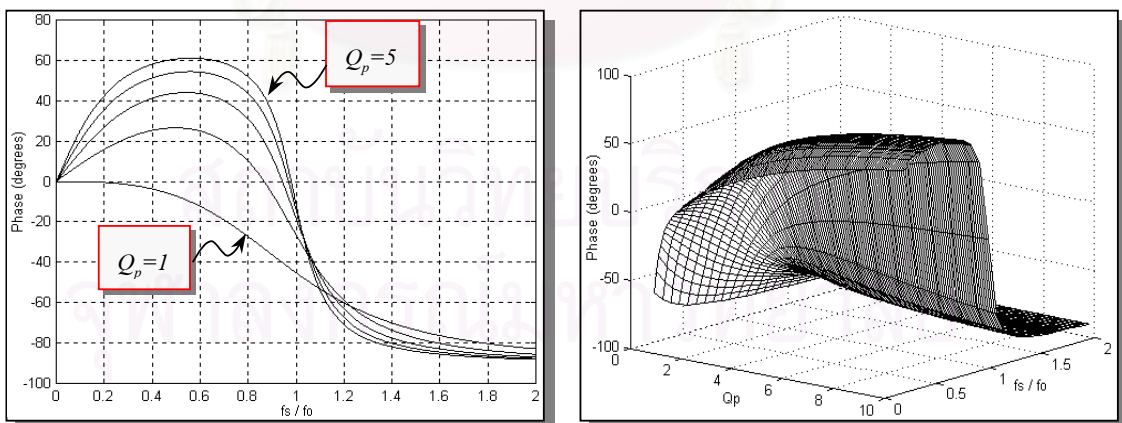
$$= \frac{R_{lamp} \left[1 - \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} \right)^2 + j \left(\frac{1}{Q_p} \right) \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} \right) \right]}{1 + jQ_p \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} \right)}$$

$$= |Z| \exp(j\phi) = R_s + jX_s \quad (2.18)$$

$$\phi = \arctan \left\{ Q_p \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} \right) \left[\left(\frac{\omega_s}{\omega_o} \right)^2 + \left(\frac{1}{Q_p^2} \right) - 1 \right] \right\} \quad (2.19)$$

$$R_s = Z \cos \phi \quad \text{และ} \quad X_s = Z \sin \phi$$

จากสมการที่ (2.19) สามารถคำนวณหาความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส (ϕ) กับความถี่ออร์แมลไลซ์ (f_s/f_o) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_p) ในรูปที่ 2.14



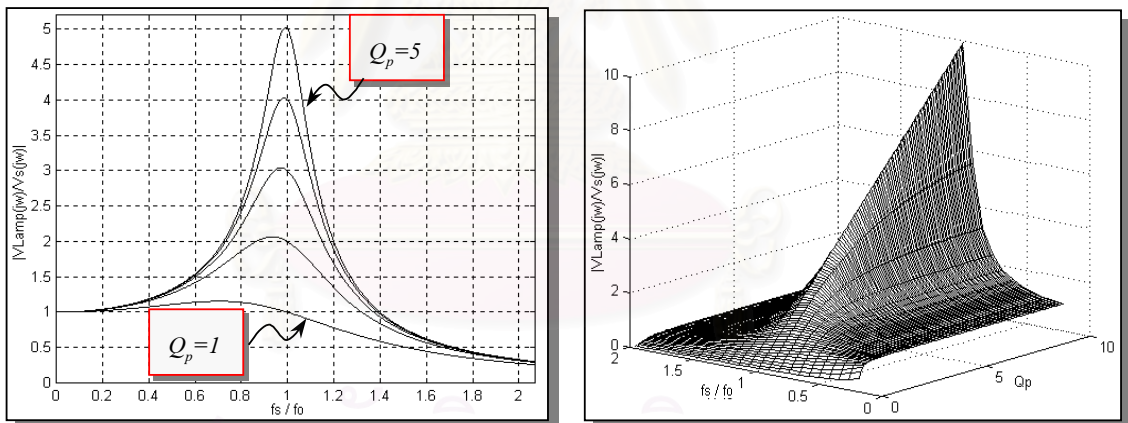
รูปที่ 2.14 ความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส (ϕ) กับความถี่ออร์แมลไลซ์ (f_s/f_o) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_p) ค่าต่างๆ

ฟังก์ชันโอนย้ายของแรงดันคร่อมหลอด $V_{lamp}(S)$ ต่อแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ $V_s(S)$

$$\frac{V_{lamp}(S)}{V_s(S)} = \frac{1}{(LC_{ig})S^2 + \left(\frac{L}{R_{lamp}}\right)S + 1} \quad (2.20)$$

$$\frac{V_{lamp}(j\omega)}{V_s(j\omega)} = \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{\omega_s}{\omega_o}\right)^2 + j\left(\frac{1}{Q_p}\right)\left(\frac{\omega_s}{\omega_o}\right)\right]} \quad (2.21)$$

จากสมการที่ (2.21) สามารถคำนวณหาผลตอบเชิงความถี่ (f_s/f_o) ของแรงดันจุดหลอดและแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ที่เปลี่ยนแปลงตามค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_p) ดังแสดงในรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 ความสัมพันธ์ระหว่างผลตอบเชิงความถี่ของแรงดันจุดหลอด และแรงดันด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นฟังก์ชันความถี่ (f_s/f_o) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_p) ต่างๆ

จากฟังก์ชัน โอนย้ายของแรงดันคร่อมหลอด $V_{lamp}(S)$ ต่อแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ $V_{AB}(S)$ สามารถจัดรูปแบบสมการให้อยู่ในเทอมของตัวเหนี่ยวนำ L และตัวเก็บประจุ C_{ig} ได้ดังนี้

$$\left[C_{ig}^2 \omega_s^4 + \left(\frac{\omega_s}{R_{lamp}} \right)^2 \right] L^2 - (2C_{ig} \omega_s^2) L + \left[1 - \left(\frac{V_{AB}}{V_{lamp}} \right)^2 \right] = 0 \quad (2.22)$$

จากสมการเราสามารถแสดงสมการเพื่อหาค่าตัวเหนี่ยวนำ L ได้ดังนี้

$$L = \frac{(2C_{ig} \omega_s^2) \pm \sqrt{(2C_{ig} \omega_s^2)^2 - 4 \left[C_{ig}^2 \omega_s^4 + \left(\frac{\omega_s}{R_{lamp}} \right)^2 \right] \left[1 - \left(\frac{V_{AB}}{V_{lamp}} \right)^2 \right]}}{2 \left[C_{ig}^2 \omega_s^4 + \left(\frac{\omega_s}{R_{lamp}} \right)^2 \right]} \quad (2.23)$$

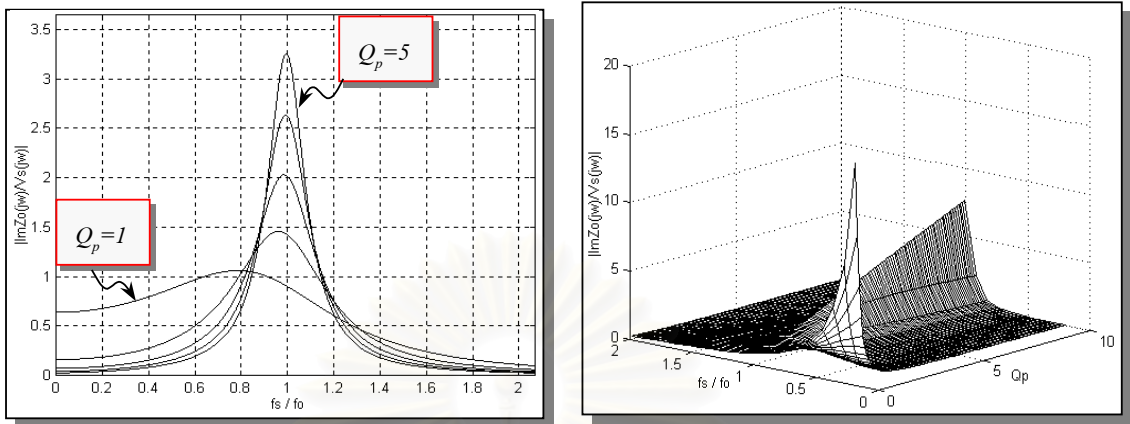
แอมพลิจูดของกระแสผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์ (I_{lamp})

$$I_{lamp} = \frac{2V_{dc}}{\pi Z_o \sqrt{Q_p^2 \left[1 - \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} \right)^2 + \left(\frac{\omega_s}{\omega_o} \right)^2 \right]}} \quad (2.24)$$

$$\text{ที่ } f_s = f \quad I_{lamp} \cong \frac{2V_{dc}}{\pi Z_o} = \frac{2V_{dc}}{\pi \omega_o L} = \frac{2V_{dc} \omega_o C_{ig}}{\pi} \quad (2.25)$$

แต่ I_{lamp} จะขึ้นอยู่กับความต้านทานของหลอดฟลูออเรสเซนต์ R_{lamp} ที่ความถี่การสวิตช์เท่ากับ ความถี่เรโซแนนซ์ ($f_s = f_o$)

จากสมการที่ (2.25) เราสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ($I_{lamp} Z_o / V_{dc}$) กับความถี่อินอร์-แมลไลซ์ (f_s / f_o) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_p) ที่แตกต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ระหว่าง $(I_{lamp}Z_o/V_{dc})$ กับ (f_s/f_o) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q_p) ค่าต่างๆ

การหาจุดทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนานโดยโหลดเป็นหลอดฟลูออเรสเซนต์ซึ่งมีค่าความต้านทานสมมูล (R_{lamp}) เป็นฟังก์ชันไม่เชิงเส้น (non-linear) ของกระแสที่ไหลผ่านหลอดและแรงดันคร่อมหลอด ดังนั้นการหาจุดทำงานของวงจรจะใช้วิธีทางกราฟ ที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแส และแรงดันด้านออกของบัลลาสต์ (i_o, v_o) ดังสมการที่ 2.26 และ 2.27 ซึ่งเรียกว่า (Ballast Line) และความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลผ่านหลอดและแรงดันคร่อมหลอด (i_{lamp}, v_{lamp}) ดังสมการที่ 2.28 ซึ่งเรียกว่า (Lamp Line) ดังในรูปที่ 2.17

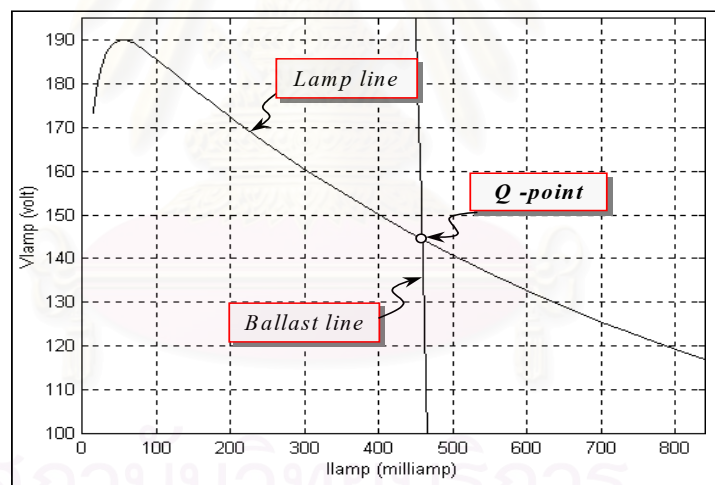
$$V_o = \frac{V_s}{\sqrt{[1 - LC_{ig}(2\pi f_s)^2]^2 + \left(\frac{2\pi f_s L}{R}\right)^2}} \quad (2.26)$$

$$I_o = \frac{V_s}{R \sqrt{[1 - LC_{ig}(2\pi f_s)^2]^2 + \left(\frac{2\pi f_s L}{R}\right)^2}} \quad (2.27)$$

$$V_{lamp} = F(i_{lamp}) \quad (2.28)$$

เมื่อ f_s คือ ความถี่การสวิตช์ (Switching frequency)

ในการหากราฟคุณลักษณะของหลอดฟลูออเรสเซนต์สามารถหาได้โดยคงค่าความถี่การสวิตช์ (หรือคงค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเข้า) ไว้ค่าๆ หนึ่งและเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเข้า (หรือเปลี่ยนแปลงความถี่การสวิตช์) แล้ววัดกระแสผ่านหลอดและแรงดันคร่อมหลอดจะได้กราฟที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของหลอดซึ่งเรียกว่า Lamp Line ดังแสดงในรูปที่ 2.17 และ จากสมการที่ 2.26 และ 2.27 จะเห็นได้ว่ามี 2 สมการ คือสมการแรงดันและสมการกระแสของบัลลาสต์ โดยการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทาน (R) ในสมการ โดยคงค่าความถี่การสวิตช์, และแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ค่าๆ หนึ่ง จุดที่ค่าความต้านทาน (R) ของบัลลาสต์เท่ากับค่าความต้านทานของหลอด ฟลูออเรสเซนต์ (R_{lamp}) จะเป็นจุดทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นหลอดฟลูออเรสเซนต์ ดังในรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 แสดงลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของอินเวอร์เตอร์ และของหลอดฟลูออเรสเซนต์

จุดทำงานที่มีเสถียรภาพของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนานโดยโหลดเป็นหลอดฟลูออเรสเซนต์ โดยพิจารณาความชัน (Slope) ของเส้น Ballast Line และ Lamp Line ในภาวะการทำงานอยู่ตัว (steady state) ซึ่งเสถียรภาพการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีโหลดเป็นหลอดฟลูออเรสเซนต์นั้น ความชันของเส้น Ballast Line จะต้องน้อยกว่าความชันของเส้น Lamp Line

ดังสมการที่ 2.29 หรือต้องเป็นจุดตัดที่ทำให้ความต้านทานพลวัตด้านขาออกของแหล่งจ่ายพลังงานซึ่งมีค่าเป็นบวกที่มีขนาดใหญ่กว่าขนาดของความต้านทานพลวัตของหลอดฟลูออเรสเซนต์ซึ่งมีค่าเป็นลบ อันจะเป็นผลให้ความต้านทานพลวัตรวมมีค่าเป็นบวกหรืออาจจะกล่าวอีกลักษณะหนึ่งว่า อัตราการลดลงของแรงดันออกของแหล่งจ่ายพลังงานกับกระแสมีค่ามากกว่าอัตราการลดลงของแรงดันคร่อมหลอดฟลูออเรสเซนต์กับกระแสที่ไหลผ่านหลอด กล่าวคือ

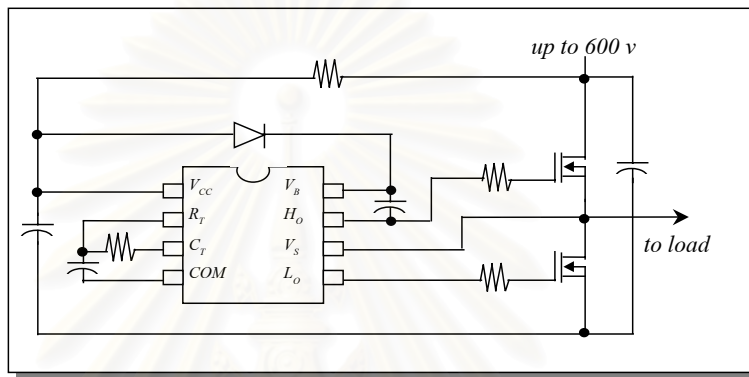
$$\left. \begin{aligned} \frac{dv}{di} \text{ of Lamp} &> \frac{dv}{di} \text{ of Ballast} \\ \frac{dv}{di} \text{ of Ballast} &\ll 0 \end{aligned} \right\} (2.29)$$

2.5 วงจรขับนำสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ (Drive circuit)

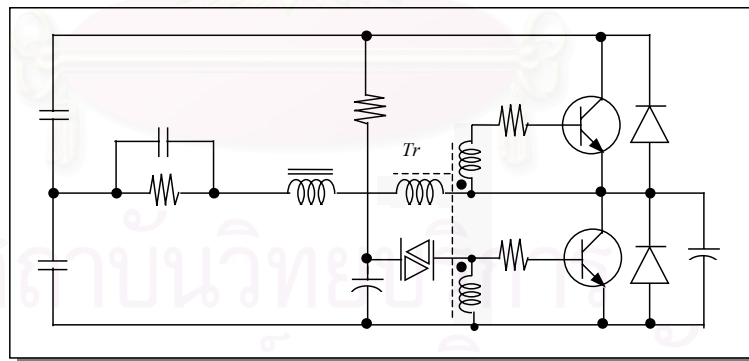
การขับนำสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์จะต้องใช้วงจรขับนำที่มีช่วงเวลาพัก (dead time) ที่เหมาะสม ซึ่งช่วงเวลาพักของสัญญาณขับนำจะต้องยาวกว่าช่วงเวลาประจวบเหมาะเพื่อไม่ให้เกิดกระแสทะลุผ่าน (Shoot-through) ของสวิตช์และช่วงเวลาพักต้องสั้นกว่าผลรวมของช่วงเวลาประจวบเหมาะกับช่วงเวลาไดโอดคู่ประกอบนำกระแส นอกจากนี้วงจรขับนำสวิตช์ทั้งสองชุดในแต่ละกิ่งของวงจรกึ่งบริดจ์จะต้องมีการแยกโคดทางไฟฟ้าระหว่างกัน ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์วงจรกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์ที่นิยมใช้มี 2 ชนิด คือ ชนิดที่กำเนิดสัญญาณขับนำอย่างอิสระโดยใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ ดังแสดงในรูปที่ 2.18 และชนิดที่ต้องอาศัยการป้อนกลับของกระแสหรือแรงดันด้านโหลดผ่านหม้อแปลง ดังรูปที่ 2.19

วงจรกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์ที่ใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์มีข้อดีคือ ความถี่การทำงานจะไม่ได้รับผลกระทบเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงของโหลด, มีอิสระและความคล่องตัวในการควบคุมการทำงานสูง แต่ก็มีข้อเสียคือ ต้องมีแหล่งจ่ายไฟเลี้ยงทำให้มีการแยกโคดกันทางไฟฟ้าได้ยากจึงยุ่งยากในการใช้งานวงจรกำเนิดสัญญาณที่อาศัยการป้อนกลับของกระแสหรือแรงดันด้านโหลดผ่านหม้อแปลงอิมตัวมีข้อดีที่ไม่ต้องใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง ทำให้มีการแยกโคดกันทางไฟฟ้าได้ง่ายจึงสะดวกในการใช้งาน นอกจากนี้สัญญาณรบกวนจากภายนอกจะไม่ค่อยมีผลต่อการทำงานของวงจรขับนำสวิตช์ วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ขับนำโดยใช้หม้อแปลงอิมตัวจึงมีความเชื่อถือได้สูง อย่างไรก็ตามการทำงานของวงจรขับนำสวิตช์

ที่ใช้หม้อแปลงอิมตัวจะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรด้านโหลด และควบคุมการทำงานได้ยาก ความเค้นที่เกิดจากวงจรขั้วนำสวิตช์นั้น โดยส่วนใหญ่จะเกิดกับวงจรขั้วนำที่ใช้อาศัยการป้อนกลับของกระแสโหลดผ่านหม้อแปลงอิมตัว แต่อย่างไรก็ดีวงจรกำเนิดสัญญาณขั้วนำสวิตช์ที่ใช้วงจรรีเลย์ทรอนิกส์ก็มีโอกาสที่ทำให้เกิดความเค้นกับอุปกรณ์ภายในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ได้เช่นกัน



รูปที่ 2.18 วงจรกำเนิดสัญญาณขั้วนำสวิตช์ชนิดที่กำเนิดสัญญาณขั้วนำอย่างอิสระโดยใช้วงจรรีเลย์ทรอนิกส์ (IC)



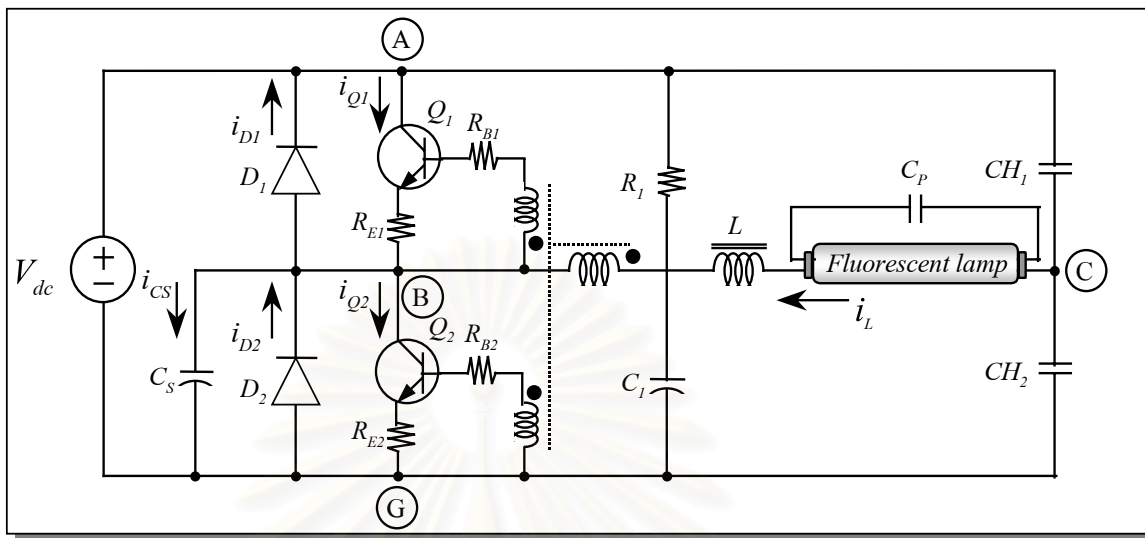
รูปที่ 2.19 วงจรกำเนิดสัญญาณขั้วนำสวิตช์ชนิดที่อาศัยการป้อนกลับของกระแสด้าน โหลดผ่านหม้อแปลงอิมตัว (Saturable transformer)

อย่างไรก็ดี การทำงานของวงจรขับนำสวิตช์ที่ใช้หม้อแปลงอิมตัวจะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรด้านโหลด, ควบคุมการทำงานได้ยาก, และยังไม่มีการวิเคราะห์พร้อมทั้งออกแบบวงจรขับนำอย่างเป็นระบบ ซึ่งทำให้การขับนำสวิตช์ของวงจรอินเวอร์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีโอกาสทำงานผิดพลาดได้ง่ายเมื่อนำไปใช้งานจริง ซึ่งจะส่งผลต่อการเกิดความเค้นของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ได้ง่ายกว่าวงจรกำเนิดสัญญาณโดยใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ ดังนั้นในส่วนของวงจรขับนำสวิตช์จะทำการวิเคราะห์เฉพาะการทำงานของวงจรกำเนิดสัญญาณแบบที่ใช้หม้อแปลงอิมตัวอย่างละเอียด โดยแบ่งการทำงานในแต่ละคาบเป็น 10 ช่วงเวลา ตามการเปลี่ยนแปลงของค่าความซาบซึมแม่เหล็กของแกนหม้อแปลงขับนำและการเปลี่ยนแปลงการนำกระแสของอุปกรณ์ต่างๆ ในกิ่งสวิตช์ ดังต่อไปนี้

2.5.1 การวิเคราะห์วงจรขับนำสวิตช์ที่ใช้หม้อแปลงอิมตัว

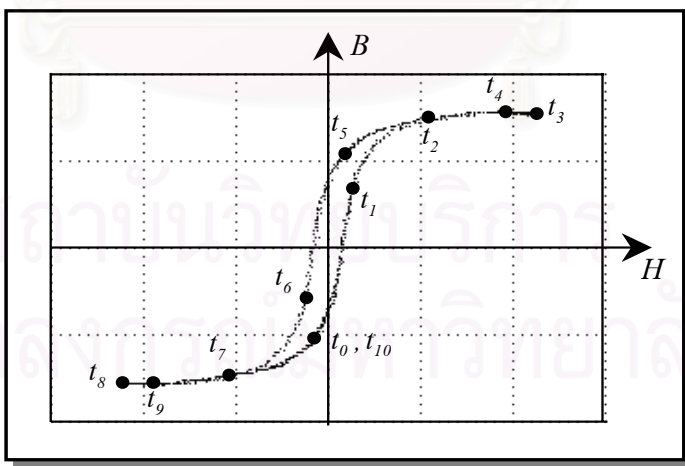
การวิเคราะห์การทำงานในภาวะอยู่ตัวของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงอิมตัวป้อนกลับด้วยกระแสของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ โดยได้แสดงผลการวัด B-H Curve ของแกนหม้อแปลงขณะทำงานจริงในวงจรและแสดงรูปคลื่นของกระแสทำแม่เหล็ก, เส้นแรงแม่เหล็กที่เวลาต่างๆซึ่งมีความสัมพันธ์สอดคล้องกับรูปคลื่นกระแสและแรงดันของหม้อแปลงขับนำสวิตช์ โดยในแต่ละคาบการทำงานของวงจรแสดงให้เห็นว่าวงจรขับนำสวิตช์ที่ใช้หม้อแปลงอิมตัวมีความเหมาะสมสำหรับใช้ขับนำทรานซิสเตอร์ BJT เนื่องจากวงจรขับนำจะปรับช่วงเวลาพักของสัญญาณขับนำให้เหมาะสมกับช่วงเวลาประจุสะสมของ BJT อย่างอัตโนมัติ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.20 วงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงขับเคลื่อนด้วยหม้อแปลงอิมิตัว

ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรขับเคลื่อนหลอดไฟแบ่งออกเป็น 10 ช่วงเวลา ซึ่งได้แสดงจุดทำงานจริงบน B-H Curve โดยเฉพาะในช่วงที่แกนอิมิตัวและออกจากการอิมิตัวและรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่างๆ ของวงจรขณะทำงานจริงค้นรูปที่ 2.21 และ รูปที่ 2.22



$B = 0.15 \text{ Tesla / DIV} ; H = 50 (A-T/m) / DIV$

รูปที่ 2.21 B-H Curve ของแกนหม้อแปลงขณะทำงานจริงในวงจร

ช่วงเวลา $t_0 < t < t_1$: (T_r ออกจากการอ้อมตัว, Q_2 นำกระแส)

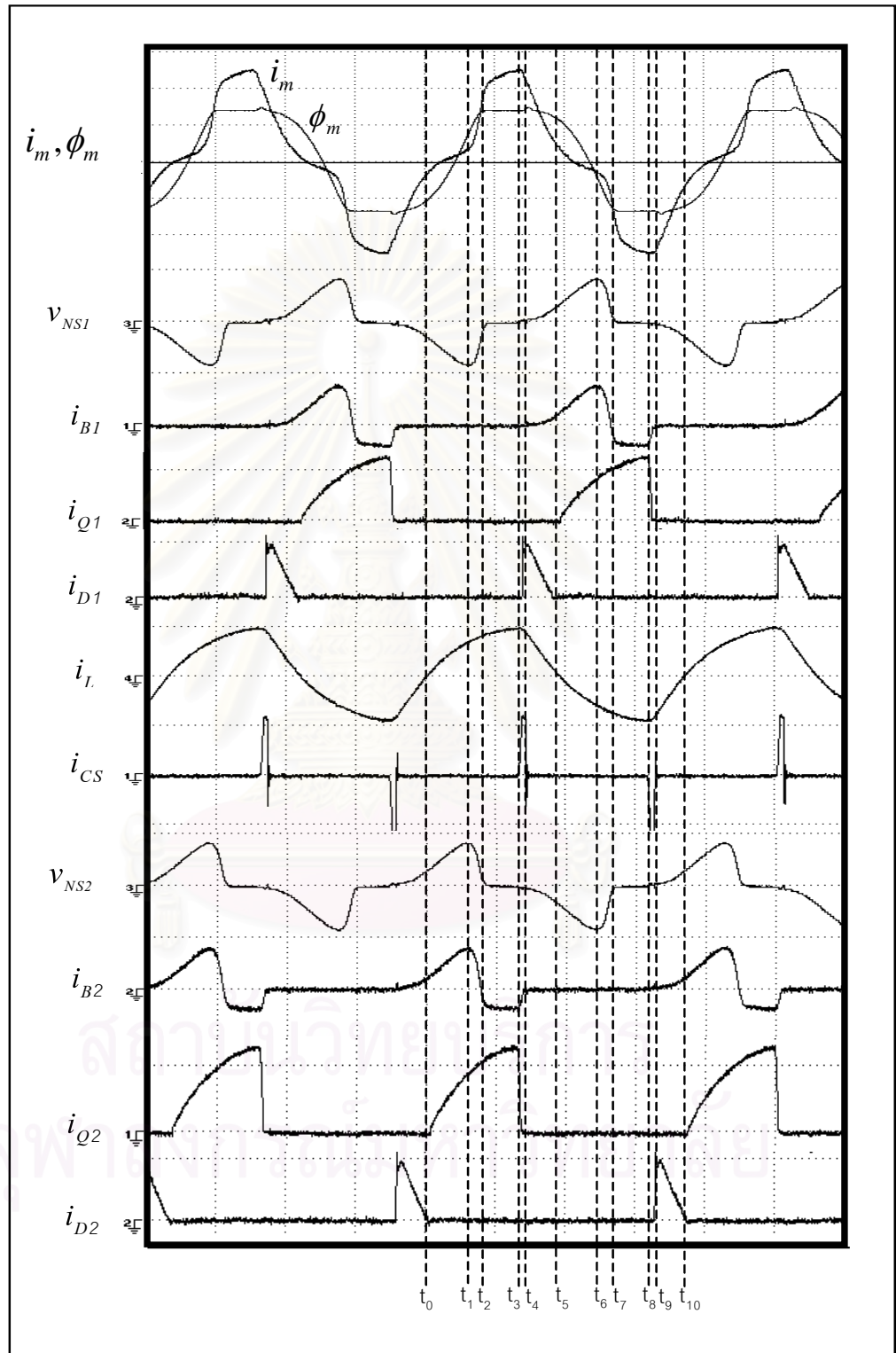
ก่อนเวลา t_0 ไดโอด D_2 นำกระแสและมีสัญญาณขั้วนำจากขด N_{S2} เริ่มขั้วนำสวิตช์ Q_2 แต่ยังไม่มีการไหลผ่าน Q_2 ที่เวลา t_0 กระแสไหล i_L เปลี่ยนทิศจากลบเป็นบวกและกระแสได้ย้ายจาก D_2 มาไหลผ่านสวิตช์ Q_2 จะเห็นได้ว่า Q_2 ต้องวงจรขณะที่แรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) และไดโอด D_2 ตัดวงจรขณะกระแสเป็นศูนย์ (ZCS) ที่เวลา t_0 กระแสทำแม่เหล็ก i_m ยังคงมีค่าเป็นลบและจะเพิ่มขึ้นเป็นบวกตามการเพิ่มขึ้นของกระแสไหล i_L ในเวลาต่อมา ช่วงเวลานี้แสดงบน B-H Curve ของแกนหม้อแปลงระหว่างเวลา t_0 และ t_1 ในรูปที่ 2.21 และ Timing diagram ในรูปที่ 2.22

ช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$: (T_r เริ่มเข้าสู่การอ้อมตัว, Q_2 นำกระแส)

ที่เวลา t_1 หม้อแปลงเริ่มเข้าสู่การอ้อมตัวสังเกตได้จากการที่แรงดันด้านออก v_{NS2} ของหม้อแปลงขั้วนำสวิตช์ Q_2 มีค่าสูงสุดและเริ่มลดลงในช่วงเวลา $t_1 - t_2$ อัตราการเพิ่มของเส้นแรงแม่เหล็ก ϕ_m กับกระแสทำแม่เหล็ก i_m : $(\Delta\phi_m/\Delta i_m)$ จะลดลงเนื่องจากค่าความซาบซึมสัมพัทธ์ μ_r ของแกนหม้อแปลงขั้วนำมีค่าลดลงเรื่อยๆ

ช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$: (T_r เข้าสู่การอ้อมตัวเต็มที่, Q_2 คายประจุสะสม)

ที่เวลา t_2 แกนเข้าสู่การอ้อมตัวเต็มที่สังเกตได้จากการที่ ϕ_m มีค่าเกือบคงที่ไม่เพิ่มตาม i_m ความซาบซึมได้สัมพัทธ์ μ_r ของแกนจะลดลงเข้าใกล้ 1 ทำให้ความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก L_m ของหม้อแปลงลดลงอย่างมากขดลวดหม้อแปลงเสมือนเป็นวงจรลัดและแรงดันออกของหม้อแปลงลดลงสู่ศูนย์ทำให้ไม่มีการขั้วนำทรานซิสเตอร์ Q_2 แต่จะมีกระแสไหลออกจากขาเบสเนื่องจากประจุสะสม (Storage charge) เห็นได้จาก i_{B2} มีค่าเป็นลบในช่วงเวลา $t_2 - t_3$ แต่จะมีกระแสไหลผ่าน Q_2 ต่อไป ในช่วงเวลาประจุสะสม (Storage time) ของ Q_2 สังเกตได้จากรูปคลื่นของกระแส i_{Q2} ที่ยังไม่ลดลงเป็นศูนย์



รูปที่ 2.22 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์

ช่วงเวลา $t_3 < t < t_4$: (T_r อิมิตัว, Q_2 หยุดนำกระแส, C_s นำกระแส)

ที่เวลา t_3 ประจุสะสมที่หัวต่อเบส-อิมิตเตอร์เริ่มหมดไป กระแสออกจากเบสเริ่มลดลงทำให้ i_{o2} เริ่มลดลงกระแสโหลด i_L ซึ่งล้าหลังแรงดัน v_{AB} ยังคงไม่เปลี่ยนทิศทางแต่จะย้ายไปไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_s ในการขับนำสวิตช์โดยทั่วไป หลังจากหยุดขับนำสวิตช์ที่กำลังนำกระแสแล้วไม่ควรขับนำสวิตช์ที่จะนำกระแสต่อไปทันที แต่จะต้องมีช่วงเวลาพักให้สวิตช์ที่กำลังนำกระแสหยุดนำกระแสก่อน เพื่อป้องกันการนำกระแสพร้อมกันของสวิตช์ในกิ่งเดียวกัน และในกรณีของ ZVS จะต้องรอให้มีการโอนย้ายกระแสไปยังสวิตช์ที่จะนำกระแสต่อไปก่อน ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะเป็นไดโอดที่ต่อขนานกับสวิตช์ที่กำลังจะนำกระแสต่อไป เพื่อที่สวิตช์ไวงานที่จะนำกระแสต่อไปจะได้เริ่มนำกระแสที่แรงดันเป็นศูนย์ ในกรณีที่สวิตช์ไวงานเป็น FET ที่มี turn-off delay time สั้น สามารถกำหนดช่วงเวลาพักคงที่ได้โดยไม่ต้องก่อให้เกิดปัญหาต่อการทำงานของวงจร แต่สำหรับ BJT ซึ่งโดยทั่วไปจะมีช่วงเวลาประจุสะสมใกล้เคียงหรือใหญ่กว่าช่วงเวลานำกระแสของไดโอดที่ต่อขนานกับสวิตช์ไวงานซึ่งจะนำกระแสในจังหวะต่อไปโดยเฉพาะกรณีที่สวิตช์ทำงานที่ความถี่สูง นอกจากนี้ช่วงเวลาประจุสะสมของ BJT ยังมีการเปลี่ยนแปลงกับจุดทำงานอย่างมาก ทำให้ยากต่อการชดเชยโดยใช้ช่วงเวลาพักคงที่ ดังเช่นกรณีของ FET เนื่องจากหากใช้เวลาพักน้อยกว่าช่วงเวลาประจุสะสมของ BJT จะทำให้เกิดการนำกระแสพร้อมกันของสวิตช์ในกิ่งเดียวกัน แต่หากใช้เวลาพักมากกว่าผลรวมของเวลาประจุสะสมของ BJT และเวลานำกระแสของไดโอดจะทำให้สวิตช์ไวงานทำงานผิดพลาดเนื่องจากสวิตช์ไวงานจะไม่สามารถนำกระแสได้เมื่อกระแสโหลดเปลี่ยนทิศทาง สวิตช์ไวงานจะไม่เริ่มนำกระแสที่แรงดันศูนย์ จากการพิจารณาการทำงานของวงจรขับนำสวิตช์ที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัวในช่วง $t_2 - t_3$ จะเห็นได้ว่า กระแสที่ไหลออกจากเบสของ BJT หรือเกตของ FET ที่เกิดจากประจุสะสมในช่วงที่แกนหม้อแปลงอิมิตัวมีส่วนอย่างมากที่จะช่วยให้แกนหม้อแปลงยังคงสภาพอิมิตัวและไม่มีกระแสไปขับนำสวิตช์ที่จะนำกระแสในจังหวะต่อไปก่อนที่สวิตช์ที่กำลังนำกระแสจะหยุดนำกระแส ทำให้การออกจากการอิมิตัวของแกนหม้อแปลงปรับตัวตามช่วงเวลาประจุสะสมของ BJT ซึ่งเปรียบเสมือนการปรับช่วงเวลาพักของวงจรขับนำตามช่วงเวลาประจุสะสมของ BJT โดยอัตโนมัติ อย่างไรก็ตาม การลดลงของกระแสที่ไหลออกจากเบสของ BJT หรือเกตของ FET ที่เกิดจากประจุสะสม อาจเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันขับนำสวิตช์ที่จะนำกระแสในจังหวะต่อไปได้ ดังนั้นจึงควรออกแบบวงจรให้กระแสทำแม่เหล็กในช่วงเวลา $t_3 - t_4$ มีค่ามาก เพื่อที่แกนแม่เหล็กจะยังคงอิมิตัวเต็มที่ต่อไป และเลือกวัสดุของแกนหม้อแปลงที่มีเส้นแรงแม่เหล็กตกค้างที่สูง

เพื่อให้อัตราการลดลงของเส้นแรงแม่เหล็กกับกระแสทำแม่เหล็กมีค่าต่ำ แรงดันเหนี่ยวนำที่เกิดจากการลดลงของเส้นแรงแม่เหล็กจะได้มีค่าไม่เพียงพอที่จะขับนำสวิตช์ตัวต่อไปให้นำกระแสได้ในช่วงที่กระแสที่ไหลออกจากเบสลดลงเป็นศูนย์

ช่วงเวลา $t_4 < t < t_5$: (T_r เริ่มออกจากการอิมตัว, D_1 นำกระแส)

ที่เวลา t_4 กระแส i_{CS} เริ่มลดลง กระแสโหลด i_L ที่ยังไม่เปลี่ยนทิศทางจะเริ่มย้ายไปไหลผ่านไดโอด D_1 กระแสโหลด i_L จะไหลเข้าขั้วที่มีศักดาสูงของแหล่งจ่ายไปตรง ในช่วง $t_4 - t_5$ เป็นช่วงคืนพลังงานจากโหลดสู่แหล่งจ่ายไฟตรง ในช่วงเวลานี้จะเริ่มมีการขับนำ Q_1 แต่ Q_1 จะยังไม่นำกระแสจนกว่ากระแสโหลดจะเปลี่ยนทิศทาง จะเห็นได้ว่าการเลือกใช้แกนซึ่งมีเส้นแรงแม่เหล็กตกค้างที่สูง เพื่อให้อัตราการลดลงของเส้นแรงแม่เหล็กกับกระแสทำแม่เหล็กในช่วงเวลา $t_3 - t_4$ มีค่าต่ำ แรงดันเหนี่ยวนำที่เกิดจากการลดลงของเส้นแรงแม่เหล็กจะได้มีค่าไม่เพียงพอสำหรับขับนำสวิตช์ มีผลทำให้การเพิ่มขึ้นของแรงดันและกระแสในช่วงเวลา $t_4 - t_5$ ค่อนข้างช้า ซึ่งจะไม่เหมาะสำหรับการขับนำสวิตช์ต่างๆ ไปที่ ต้องการกระแสขับนำที่มีค่าสูงและมีการเพิ่มอย่างรวดเร็วในช่วงต้น แต่อย่างไรก็ดีสำหรับการขับนำสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์แรงดันศูนย์ การเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆของกระแสขับนำเบสจะไม่เป็นผลเสียต่อสวิตช์เนื่องจากกระแสผ่านสวิตช์ไม่มีการเพิ่มอย่างรวดเร็วเหมือนสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์แบบแข็ง (hard switch)

ช่วงเวลา $t_5 < t < t_6$: (T_r ออกจากการอิมตัว, Q_1 นำกระแส)

ที่เวลา t_5 กระแสโหลด i_L จะเปลี่ยนทิศทางจากบวกเป็นลบทำให้มีการสับเปลี่ยนการนำกระแสจากไดโอด D_1 มายังสวิตช์ Q_1 จะเห็นได้ว่า Q_1 เริ่มนำกระแสขณะที่แรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) และไดโอด D_1 หยุดนำกระแสขณะกระแสเป็นศูนย์ทำให้มีการสูญเสียใน Q_1 และ D_1 น้อย

ช่วงเวลา $t_6 < t < t_7$: (T_r เริ่มเข้าสู่การอิมตัว, Q_1 นำกระแส)

ที่เวลา t_6 หม้อแปลงเริ่มเข้าสู่การอิมตัวอีกครั้งสังเกตได้จากแรงดันออก v_{NS1} ของหม้อแปลงขับนำสวิตช์ Q_1 มีค่าสูงสุดและเริ่มมีค่าลดลงในช่วงเวลา $t_6 - t_7$ อัตราการเพิ่มของเส้นแรงแม่เหล็ก ϕ_m กับกระแสทำแม่เหล็ก i_m ($\Delta\phi_m/\Delta i_m$) จะลดลงเนื่องจากค่าความซาบซึมสัมพัทธ์ μ_r ของแกนหม้อแปลงมีค่าลดลงเรื่อยๆ

ช่วงเวลา $t_7 < t < t_8$: (T_r เข้าสู่การอิมตัวเต็มที่, Q_1 คายประจุสะสม)

ที่เวลา t_7 แกนเข้าสู่การอิมตัวสังเกตได้จากการที่ ϕ_m มีค่าเกือบคงที่ไม่เพิ่มตาม i_m ความซาบซึมได้สัมพัทธ์ μ_r ของแกนจะลดลงเข้าใกล้ 1 ความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก L_m ของหม้อแปลงลดลงอย่างมากทำให้ขดลวดหม้อแปลงเสมือนเป็นวงจรลัดและแรงดันออกของหม้อแปลงลดลงสู่ศูนย์ทำให้ไม่มี

การขับนำสวิตช์ Q_1 แต่จะมีกระแสไหลออกจากขาเบสเนื่องจากประจุสะสมซึ่งเห็นได้จาก i_{BI} มีค่าเป็นลบในช่วงเวลา $t_7 - t_8$ แต่จะมีกระแสไหลผ่าน Q_1 ต่อไป ในช่วงเวลาประจุสะสมของ Q_1 สังเกตได้จากรูปคลื่นของกระแส i_{Q1} ยังไม่ลดลงเป็นศูนย์

ช่วงเวลา $t_8 < t < t_9$: (T_r อิมิตัว, Q_1 หยุดนำกระแส, C_S นำกระแส)

ที่เวลา t_8 ประจุสะสมในหัวต่อเบส-อิมิตเตอร์หมดไปทำให้ทรานซิสเตอร์ Q_1 หยุดนำกระแสกระแสไหล i_L ซึ่งล้าหลังแรงดัน v_{AB} จะยังคงไม่เปลี่ยนทิศทางแต่จะไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_S

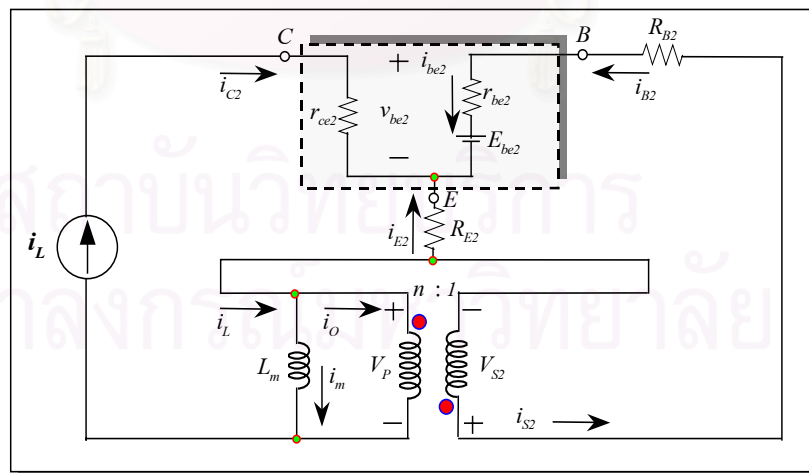
ช่วงเวลา $t_9 < t < t_{10}$: (T_r เริ่มออกจากการอิมิตัว, D_2 นำกระแส)

ที่เวลา t_9 กระแส i_{CS} เริ่มลดลง กระแสไหล i_L ที่ยังไม่เปลี่ยนทิศทางจะเริ่มย้ายไปไหลผ่านไดโอด D_2 กระแสไหล i_L จะไหลเข้าขั้วที่มีศักดาสูงของแหล่งจ่ายไปตรงในช่วง $t_9 - t_{10}$ ซึ่งเป็นการคืนพลังงานจากโหลดสู่แหล่งจ่ายไฟตรง ในช่วงเวลานี้ จะเริ่มมีการขับนำทรานซิสเตอร์ Q_2 แต่ Q_2 จะยังไม่นำกระแสจนกว่ากระแสไหลจะเปลี่ยนทิศทาง การทำงานของวงจรขับนำสวิตช์ในคาบถัดไปจะมีลักษณะเหมือนเดิมทุกประการ โดยเวลา t_{10} ของคาบที่ 1 จะเป็นเวลา t_0 ของคาบถัดไปวัฏจักรการทำงานจะเกิดขึ้นซ้ำกันเช่นนี้เรื่อยๆ

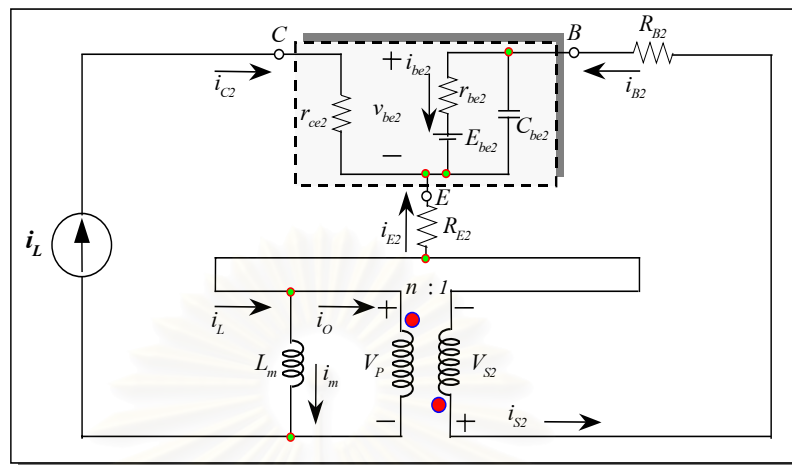
จะเห็นได้ว่าการทำงานในภาวะอยู่ตัวของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัวป้อนกลับด้วยกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์แรงดันศูนย์ โดยแบ่งการทำงานในแต่ละคาบเป็น 10 ช่วงเวลา ทำให้เข้าใจการทำงานของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัวอย่างชัดเจน กระแสที่ไหลออกจากเบสของ BJT หรือเกตของ FET ที่เกิดจากประจุสะสมในช่วงที่แกนหม้อแปลงอิมิตัว $t_2 - t_3$ และ $t_7 - t_8$ มีส่วนอย่างมากที่จะช่วยให้แกนหม้อแปลงยังคงสภาพอิมิตัว และไม่มีกระแสไปขับนำสวิตช์ที่จะนำกระแสในจังหวะต่อไปก่อนที่สวิตช์ที่กำลังนำกระแสจะหยุดนำกระแสทำให้การออกจากการอิมิตัวของแกนหม้อแปลงปรับตัวตามช่วงเวลาประจุสะสมของ BJT ซึ่งเปรียบเสมือนการปรับช่วงเวลาพักของวงจรขับนำตามช่วงเวลาประจุสะสมของ BJT โดยอัตโนมัติ นอกจากนี้วงจรขับนำสวิตช์ที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัวจะไม่มีโอกาสที่จะทำให้เกิดสัญญาณที่มีเฟสเดียวกันขับนำให้สวิตช์ไวงานทั้งสองในกิ่งเดียวกันนำกระแสพร้อมกัน จึงเป็นการช่วงลดการทำงานที่ผิดพลาดของสวิตช์อีกทางหนึ่ง

2.5.2 วิเคราะห์, แสดงวงจรสมมูล และเขียนสมการทางไฟฟ้า ของวงจรขับนำสวิตช์ที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัว

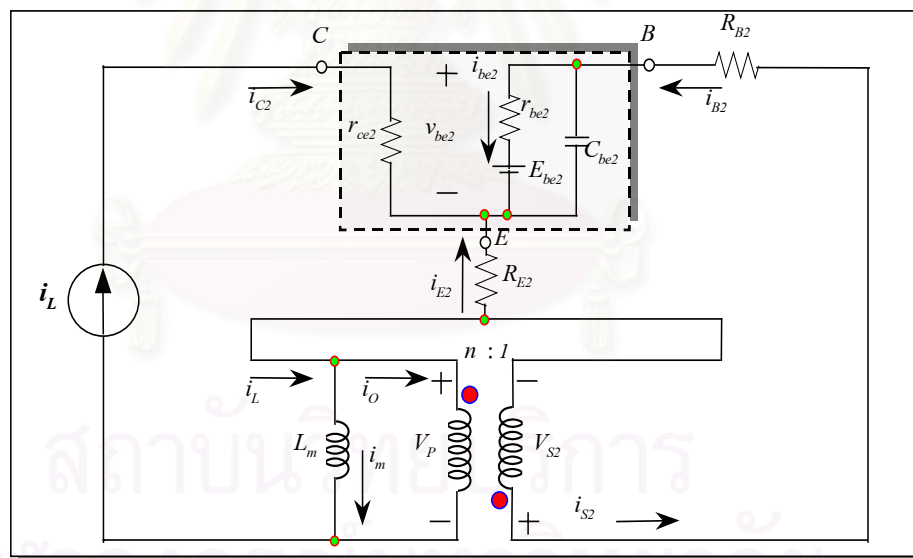
อย่างไรก็ดีจากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรขับนำสวิตช์ที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัวพบว่าการออกแบบวงจรขับนำสวิตช์ที่ไม่เหมาะสมกับสภาพการใช้งานจริง และในบางสภาวะการทำงานจะมีการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะช่วงเวลาสั้นๆ เกิดขึ้น เป็นผลทำให้สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์นำกระแสเป็นช่วงเวลาสั้นๆ ก่อนเวลาที่กำหนดและ/หรือกลับมานำกระแสเป็นช่วงเวลาสั้นๆ หลังจากที่ยังหยุดนำกระแส การวิเคราะห์สมการกระแสและแรงดันของวงจรขับนำพบว่าการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะเป็นผลจากการที่ยังมีการเชื่อมโยงกันของขดลวดหม้อแปลงที่ใช้ขับนำสวิตช์ผ่านแกนหม้อแปลงอิมิตัว และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วของกระแสในขดลวดขับนำซึ่งอาจเกิดจากลดลงของกระแสย้อนกลับเนื่องจากประจุสะสมในเบส และอาจเกิดจากแรงดันพื้นตัวไปหน้าของไดโอดหมุนแปลที่ต่อขนานกับสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ ดังนั้นจึงวิเคราะห์การทำงานของวงจรเฉพาะช่วงเวลา $t_2 - t_5$ และแสดงสมการที่ใช้อธิบายถึงสาเหตุของการทำงานผิดจังหวะของสวิตช์ทั้ง 2 ลักษณะโดยใช้ลักษณะ $B-H$ Curve ของแกนหม้อแปลง (T_r) ประกอบการวิเคราะห์ ดังแสดงในรูปที่ 2.22 จากลักษณะการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ขับนำด้วยหม้อแปลงอิมิตัวเราสามารถเขียนวงจรสมมูลของหม้อแปลงอิมิตัว และทรานซิสเตอร์ซึ่งมีเงื่อนไขการทำงานที่แตกต่างกันได้ดังรูป 2.23 - 2.25



รูปที่ 2.23 วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์ Q_2 นำกระแสแบบไปหน้า (forward active mode) เมื่อกระแสเบสมีการเปลี่ยนแปลงเล็กน้อย



รูปที่ 2.24 วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์ Q_2 นำกระแสแบบไปหน้า (forward active mode) เมื่อกระแสเบสมีการเปลี่ยนแปลงมาก



รูปที่ 2.25 วงจรสมมูลเมื่อไดโอด D_1 นำกระแส และทรานซิสเตอร์ Q_2 ทำงานในภาคย้อนกลับ (Reverse active mode)

จากวงจรสมมูลของหม้อแปลงสามารถเขียนสมการของกระแสและแรงดันของหม้อแปลงซึ่งใช้ได้กับทุกช่วงเวลาการทำงานได้ดังนี้

$$i_m = i_L - i_O \quad (2.30)$$

$$i_O = \left(\frac{i_{S1}}{n} + \frac{i_{S2}}{n} \right) = - \left(\frac{i_{B1}}{n} - \frac{i_{B2}}{n} \right) \quad (2.31)$$

$$\frac{d\phi}{dt} = \frac{1}{N_p} \left[\left(\frac{di_L}{dt} \right) + \left(\frac{di_{B1}}{dt} \right) - \left(\frac{di_{B2}}{dt} \right) \right] \left\{ L_m + I_m \left[\frac{dL_m}{dt} \right] \right\} \quad (2.32)$$

และจากวงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์สามารถเขียนสมการกระแสของทรานซิสเตอร์ซึ่งจะเปลี่ยนตามช่วงเวลาในการทำงาน ดังนี้

$$i_{B2} = \left(\frac{v_{S2} + i_{E2} - v_{be2}}{R_{B2}} \right) \quad (2.33)$$

$$i_{B2} = C_{be2} \left(\frac{dv_{be2}}{dt} \right) + \left(\frac{v_{be2} - E_{be2}}{r_{be2}} \right) \quad (2.34)$$

- เมื่อ $m.m.f$ คือ แรงเคลื่อนแม่เหล็ก (Manetomotive force).....Amp-Turn
 \mathcal{R} คือ ความต้านทานแรงเคลื่อนสนามไฟฟ้า (Reluctance).....Amp/Wb
 L_m คือ ความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (Magnetizing inductance)
 i_m คือ กระแสสร้างสนามแม่เหล็ก (Magnetizing current)
 v_S คือ แรงดันเหนี่ยวนำด้านทุติยภูมิ (induce voltage side secondary)
 v_P คือ แรงดันเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ (induce voltage side primary)
 R_B คือ ความต้านทานที่ต่อกับขาเบส
 R_E คือ ความต้านทานที่ต่อกับขาเบส
 N_P คือ จำนวนรอบค้ำปฐมภูมิ

n คือ อัตราส่วนหม้อแปลง

v_{be} คือ แรงดันคร่อมขาเบสและขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์

ขนาดและอัตราการเปลี่ยนแปลงของปริมาณต่างๆ ในสมการที่ 2.30 ถึง 2.34 ในช่วงเวลาต่างๆ จะมีขนาดและทิศทาง ดังแสดงในตารางที่ 2.1-2.2

รูปวงจรที่	2.23	2.23	2.24	2.24	2.25
ช่วงเวลา พารามิเตอร์	t_0-t_1	t_1-t_2	t_2-t_3	t_3-t_4	t_4-t_5
i_L	+ H	+ H	+ H	+ L	+ L
i_{B1}	= 0	= 0	= 0	= 0	+ H
i_{B2}	+ H	- L	- L	- H	= 0
i_{C1}	= 0	= 0	= 0	= 0	= 0
i_{C2}	+ H	+ H	+ H	+ L	= 0
i_{D1}	= 0	= 0	= 0	= 0	+ L
i_{D2}	= 0	= 0	= 0	= 0	= 0
di_L/dt	+ H	+ H	+ H	+ H	+ L
di_{B1}/dt	= 0	= 0	= 0	= 0	+ H
di_{B2}/dt	+ H	- L	- L	- H	= 0
$d\phi_m/dt$	- H	+ H	= 0	+ H	+ L
v_{S1}	- H	- H	= 0	= 0	+ H
v_{S2}	+ H	+ L	= 0	= 0	- L
L_m	+ H	- H	+ H	+ H	+ H

ตารางที่ 2.1 การเปลี่ยนแปลงของปริมาณต่างๆ ทั้งขนาดและทิศทางในช่วงเวลาต่างๆ

เมื่อ +H คือ มีค่าเป็นบวก และมีค่าใหญ่ -H คือ มีค่าเป็นลบ และมีค่าใหญ่
 +L คือ มีค่าเป็นบวก และมีค่าเล็ก +L คือ มีค่าเป็นลบ และมีค่าเล็ก
 =0 คือ มีค่าเป็นศูนย์

รูปวงจรที่	2.23	2.23	2.24	2.24	2.25
ช่วงเวลา พารามิเตอร์	t_5-t_6	t_6-t_7	t_7-t_8	t_8-t_9	t_9-t_{10}
i_L	-L	-L	-H	-H	-H
i_{B1}	+H	-L	-L	-H	=0
i_{B2}	=0	=0	=0	=0	+H
i_{C1}	+H	+H	+H	+L	=0
i_{C2}	=0	=0	=0	=0	=0
i_{D1}	=0	=0	=0	=0	=0
i_{D2}	=0	=0	=0	=0	+L
di_L/dt	-L	-L	-H	-H	-H
di_{B1}/dt	+H	-L	-L	-H	=0
di_{B2}/dt	=0	=0	=0	=0	+H
$d\phi_m/dt$	-H	-H	=0	=0	-H
v_{S1}	+H	+L	=0	=0	-H
v_{S2}	-H	-H	=0	=0	+H
L_m	-H	-H	-H	-H	-H

ตารางที่ 2.2 การเปลี่ยนแปลงของปริมาณต่างๆ ทั้งขนาดและทิศทางในช่วงเวลาต่างๆ

จากการวิเคราะห์วงจรขั้วนำสวิตช์ที่ใช้การป้อนกลับของกระแสไหลคผ่านหม้อแปลงพบว่าผลจากแรงดันเหนี่ยวนำที่เกิดจากกระแสเบสลดลงในทิศทางลบและเป็นช่วงเวลาที่หม้อแปลงกำลังออกจากการอิ่มตัวและจะทำให้เกิดการนำกระแสผิดจังหวะของทรานซิสเตอร์ซึ่งมีการนำกระแสผิดจังหวะ 2 ช่วง เรียกว่า การนำกระแสของสวิตช์ก่อนที่จะสั่งให้นำกระแส (*pre-turn on*) และการนำกระแสอีกครั้งหลังจากที่สวิตช์หยุดนำกระแสแล้ว (*re-turn on*)



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 3

การวิเคราะห์สาเหตุของการเกิดความเค้น และแนวทางการแก้ไข

3.1 บทนำ

ในบทที่ 2 ได้อธิบายถึงโครงสร้างและหลักการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ตลอดจนเขียนสมการของวงจรในภาวะต่างๆ เพื่อใช้สำหรับวิเคราะห์สาเหตุของการเกิดความเค้น บทนี้จะนำเสนอการวิเคราะห์สาเหตุของการเกิดความเค้นและแนวทางการแก้ไข ซึ่งประกอบด้วย ความเค้นที่เกิดขึ้นเนื่องจากการจุดหลอดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์, การทำงานของสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ไม่เป็นแบบภาคแรงดันศูนย์, การขับนำสวิตช์ผิดจังหวะของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงอิมพัลส์ รวมทั้งความเค้นที่เกิดจากการออกแบบและการเลือกค่าอุปกรณ์ที่ไม่เหมาะสม จากการวิเคราะห์ดังกล่าวทำให้เข้าใจถึงสาเหตุ และแนวทางการแก้ไขความเค้นที่เกิดกับอุปกรณ์ภายในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ในแต่ละประเด็น โดยจะวิเคราะห์ในหัวข้อต่างๆ ดังต่อไปนี้

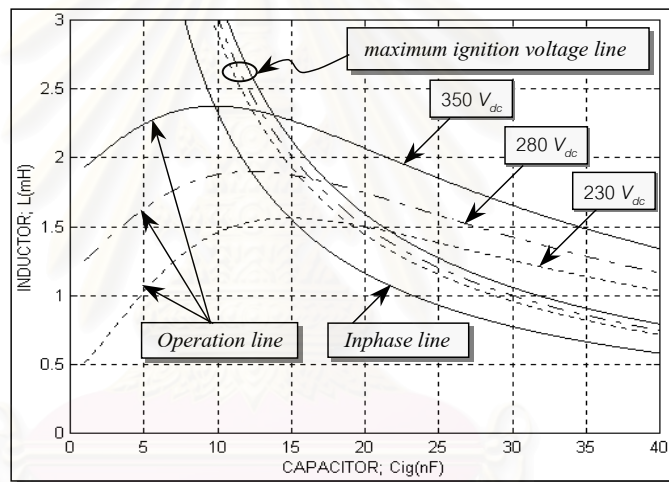
3.2 ความเค้นที่เกิดขึ้นเนื่องจากการจุดหลอดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

หลอดฟลูออเรสเซนต์มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าแบบไม่เป็นเชิงเส้น (non-linear) โดยขณะจุดหลอดความต้านทานสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ (R_{lamp}) มีค่าสูงมาก และมีความต้านทานพลวัตในภาวะการทำงานปรกติเป็นลบ (negative dynamic resistance) ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้แรงดันที่มีขนาดสูงเพียงพอเพื่อจุดหลอดให้ติดสว่าง และในภาวะการทำงานปรกติต้องการแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าที่มีลักษณะสมบัติใกล้เคียงแหล่งจ่ายกระแส (current source) เพื่อให้การทำงานของหลอดฟลูออเรสเซนต์มีเสถียรภาพ (Stability)

เนื่องจากหลอดฟลูออเรสเซนต์ต้องการแรงดันสูงในการจุดหลอดให้ติดสว่างซึ่งการจุดหลอดฟลูออเรสเซนต์สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ส่วนใหญ่อาศัยปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ของตัวเก็บประจุ (C) และตัวเหนี่ยวนำ (L) เพื่อทำให้เกิดกระแสและแรงดันที่มีขนาดสูงเพียงพอสำหรับจุดหลอดให้ติดสว่าง อย่างไรก็ตามก็ได้มีการศึกษา, วิจัย และออกแบบวงจรโพลของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์อย่างเป็นระบบ ซึ่งจะช่วยให้ทราบย่านของค่าตัวเก็บประจุ (C_{ig}) และตัวเหนี่ยวนำ (L) ที่ทำให้ได้พิกัดกำลังด้านออกของหลอดฟลูออเรสเซนต์ [8] แต่การเลือกค่าอุปกรณ์ในวงจรจุดหลอด (L, C_{ig}) ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ไม่เหมาะสมจะทำให้มีกระแส และแรงดันในขณะจุด

หลอด สูงเกินความจำเป็นทำให้อุปกรณ์ภายในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีความเค้นขนาดสูงเกิดขึ้น อันเป็นผลทำให้อายุการใช้งานสั้นลง

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 2.10 สามารถเขียนความสัมพันธ์ระหว่างตัวเก็บประจุ (C_{ig}) และ ตัวเหนี่ยวนำ (L) ได้ดังสมการที่ 2.11, 2.12, 2.22 และ 2.23 เมื่อใช้ข้อกำหนดและขีดจำกัดต่างๆ ดังนี้ ความต้านทานไส้หลอดขณะจุดหลอด R_f เท่ากับ 2.5Ω , ความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์ f_s เท่ากับ 33 kHz เพื่อให้หลอดมีกำลังด้านออกที่พิกัด 32 วัตต์ แทนลงในสมการทั้ง 4 สมการ จะได้ ความสัมพันธ์ระหว่าง L และ C_{ig} สำหรับแรงดันไฟตรงด้านเข้า (dc bus voltage; V_{dc}) 3 ค่า ดังใน รูปที่ 3.1



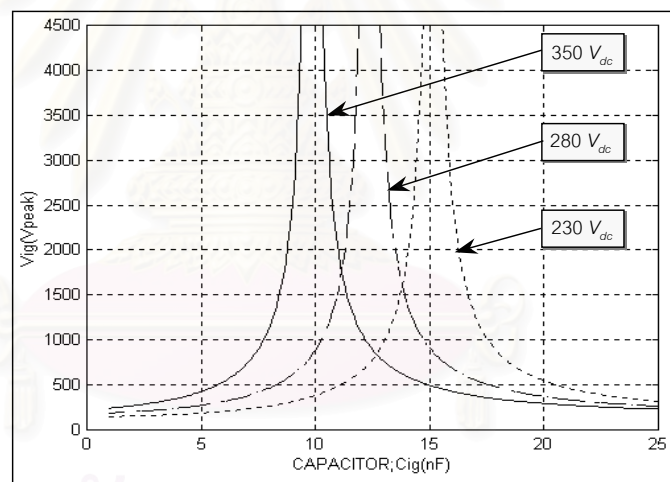
รูปที่ 3.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง L กับ C_{ig} สำหรับแรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่า

จากข้อกำหนดของระดับแรงดันไฟตรงด้านเข้า, ความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์, กำลังพิกัดที่หลอด และแรงดันจุดหลอดสูงสุดที่วงจรอินเวอร์เตอร์สามารถสร้างขึ้นได้ในขณะจุดหลอดที่ค่าพิกัด (Maximum ignition voltage at rated; $V_{ig} = 600 V_p$) จะต้องเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ L และค่าตัวเก็บประจุ C_{ig} ให้อยู่บนเส้นการทำงานปกติ (Operation line) โดยเลือกเฉพาะค่าบนเส้นที่อยู่ระหว่างเส้นกระแสและแรงดันจุดหลอดมีจุดผ่านศูนย์กลางตรงกัน (Inphase line) กับเส้น Maximum ignition voltage at rated; $V_{ig} = 600 V_p$ ซึ่งจะให้ค่า L และ C_{ig} ของวงจรหลอดที่ทำให้กำลังด้านออกของหลอดฟลูออเรสเซนต์มีค่าพิกัดสำหรับแรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่า ตารางที่ 3.1 แสดงค่าของ L และ C_{ig} ที่ขอบเขตทั้งสองด้านของเส้นการทำงานปกติเพื่อให้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีคุณสมบัติตามข้อกำหนดและขีดจำกัดต่างๆ ที่ใช้ในการออกแบบ

$V_{dc} (V)$	ขอบเขตการร่วมเฟส (inphase line)		ขอบเขตแรงดันจุดโหลดสูงสุด (V_{ig})	
	$L (mH)$	$C_{ig} (nF)$	$L (mH)$	$C_{ig} (nF)$
230 V	1.56	14.89	1.52	19.02
280 V	1.90	12.23	1.84	16.31
350 V	2.37	9.79	2.31	13.81

ตารางที่ 3.1 ค่าของตัวเหนี่ยวนำ L และตัวเก็บประจุ C_{ig} ที่ขอบเขตทั้งสอง

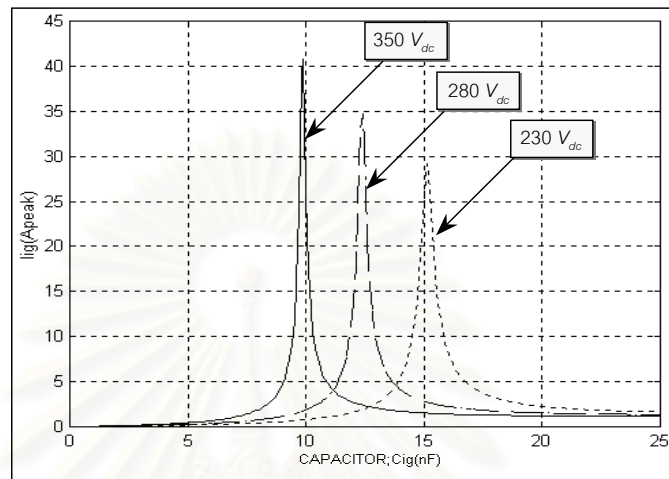
ในการพิจารณาเลือกค่าตัวเก็บประจุ C_{ig} และตัวเหนี่ยวนำ L ต้องคำนึงถึงขนาดของกระแสจุดโหลด (I_{ig}) และแรงดันจุดโหลด (V_{ig}) ดังในรูปที่ 3.2 และ 3.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันจุดโหลด V_{ig} และกระแสจุดโหลด กับตัวเก็บประจุ C_{ig} ตามลำดับ สำหรับแรงดันไฟตรง 3 ค่ารอบๆค่า C_{ig} ที่ทำให้ความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์เท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรโหลด



รูปที่ 3.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันจุดโหลด V_{ig} กับตัวเก็บประจุ C_{ig} สำหรับแรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่า

จากรูปที่ 3.2 จะเห็นได้ว่าสำหรับย่านความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรโหลด และแรงดันไฟตรงด้านเข้าค่าหนึ่ง ถ้าลดค่าตัวเก็บประจุ C_{ig} ลง จะทำให้แรงดันจุดโหลด V_{ig} มีค่าสูงขึ้นทำให้กระแสไหลผ่านสวิตช์ ตัวเหนี่ยวนำ L และตัวเก็บประจุ C_{ig} มีค่าสูงมาก และแรงดันจุดโหลดจะมีค่าสูงสุดเมื่อเลือกค่าตัวเก็บประจุที่ทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ (f_o) เท่ากับความถี่การสวิตช์ (f_s) นอกจากนี้แรงดันจุดโหลดจะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทานของไส้

โหลด R_f ด้วย กล่าวคือถ้าใส่โหลดมีความต้านทานสูง ทำให้ค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรโหลด (Q_s) มีค่าต่ำลง ซึ่งจะทำให้แรงดันจุดโหลดมีค่าลดลง



รูปที่ 3.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดโหลด I_{ig} กับตัวเก็บประจุ C_{ig} สำหรับแรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่า

จากรูปที่ 3.3 จะเห็นได้ว่าสำหรับแรงดันไฟตรงด้านเข้าค่าหนึ่ง และความถี่การทำงานอินเวอร์เตอร์ที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ถ้าลดค่าตัวเก็บประจุ C_{ig} ลงจะทำให้กระแสในขณะจุดโหลดมีค่าเพิ่มขึ้นและจะมีค่าสูงสุดเมื่อเลือกค่าตัวเก็บประจุให้มีความถี่เรโซแนนซ์ (f_o) เท่ากับความถี่การสวิตช์ (f_s) และถ้าเลือกค่าตัวเก็บประจุให้มีความถี่เรโซแนนซ์ต่ำกว่าความถี่การสวิตช์ ทำให้กระแสจุดโหลดมีจุดผ่านศูนย์นำหน้าแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 3.1 - 3.3 จะเห็นได้ว่าการออกแบบวงจรโหลดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์อย่างเป็นระบบโดยใช้ข้อกำหนดและขีดจำกัดของการออกแบบตลอดจนพฤติกรรมการทำงาน โดยเริ่มจากการกำหนดย่านค่าอุปกรณ์ของวงจรโหลดเพื่อได้กำลังออกของโหลดที่พิกัด, ส่วนการเลือกค่าอุปกรณ์ในย่านนี้จะเป็นตัวบ่งบอกถึงขนาดของกระแสจุดโหลด และแรงดันจุดโหลด เนื่องจากค่าอุปกรณ์จะส่งผลต่อระดับของความเค้น ที่จะเกิดขึ้นกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ว่ามีมากหรือน้อย การออกแบบความถี่การทำงานและค่าอุปกรณ์ของวงจรโหลดจะต้องออกแบบให้มีแรงดันที่ใช้ในการจุดโหลดมีค่าเพียงพอสำหรับการจุดโหลดในทุกๆเงื่อนไขของการทำงาน แต่จะต้องไม่สูงเกินความจำเป็น เนื่องจากจะทำให้กระแสที่ไหลผ่านใส่โหลดมีค่าสูงเกินไปจนเป็นผลเสียต่ออายุการใช้งานของโหลดฟลูออเรสเซนต์ และบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

3.2.1 แนวทางการลดความเค้นที่เกิดจากการจุดหลอดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

การลดความเค้นที่เกิดกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ขณะจุดหลอด และเพิ่มอายุการใช้งานของหลอดฟลูออเรสเซนต์ ควรเลือกค่าตัวเก็บประจุ C_{ig} และตัวเหนี่ยวนำ L เพื่อให้แรงดันจุดหลอดต่ำสุดที่เพียงพอที่จะจุดหลอดให้ติดสว่างได้สำหรับทุกสภาพของหลอด และควรมีการอุ่นไส้หลอด (pre-heat) เพื่อลดแรงดันในการจุดหลอด (V_{ig}) ซึ่งจะเป็นผลให้ กระแสอุ่นไส้ และกระแสจุดหลอดมีขนาดลดลง ซึ่งการควบคุมการอุ่นไส้หลอดทำได้โดยการควบคุมความถี่การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ โดยในช่วงการอุ่นไส้หลอดจะเพิ่มความถี่การทำงานของสวิตช์ (f_s) ให้สูงกว่าความถี่ธรรมชาติไม่หน่วง (undamped natural frequency ; f_0) ของวงจรโหลดตามความเหมาะสมเพื่อทำให้แรงดันจุดหลอดน้อยกว่าแรงดันที่จะทำให้เกิดกระแสรุ่งแสง (glow current ; I_{glow}) แต่ต้องสูงพอที่จะทำให้ไส้หลอดมีอุณหภูมิสูงตามต้องการ การควบคุมการอุ่นไส้หลอดโดยควบคุมความถี่การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เหมาะกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การขับนำโดยใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ ส่วนการอุ่นไส้หลอดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การขับนำโดยอาศัยการป้อนกลับของกระแสโหลดผ่านหม้อแปลงอิมิตัวทำโดยการลดความถี่ธรรมชาติไม่หน่วง (f_0) ลงให้ต่ำกว่าความถี่การสวิตช์ แทนการเพิ่มความถี่การสวิตช์ และลดตัวประกอบคุณภาพของวงจรโหลด (loaded quality factor ; Q_s) ทำให้ขนาดของแรงดันจุดหลอดและกระแสจุดหลอดมีขนาดลดลง.

ตารางที่ 3.2-3.4 แสดงผลการคำนวณค่าแรงดันจุดหลอดสูงสุด V_{ig} และกระแสจุดหลอด I_{ig} เมื่อวงจรจุดหลอดไม่มีการอุ่นไส้หลอด และมีการอุ่นไส้หลอดด้วยกระแสอุ่นไส้หลอด I_{ph} ค่าต่างๆ สำหรับค่า C_{ig} และ L ที่แรงดันไฟตรงตรง $V_{dc} = 280 V$ ให้ค่าแรงดันจุดหลอดสูงสุดแตกต่างกัน 3 ค่า

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

$I_{ph} (mA)$	0	100	200	300	400	500	600
$R_f (Ohm)$	2.6	3.44	4.71	6.57	7.70	9.50	11.12
$V_{ig} (V_p)$	795.77	579.31	579.15	575.00	573.92	573.00	705.00
$I_{ig} (A_p)$	2.83	2.76	2.70	2.68	2.65	2.63	2.60

ตารางที่ 3.2 แสดงค่าแรงดันจุดโหลดสูงสุด V_{ig} ที่วงจรมอเตอร์สามารถสร้างขึ้นได้ในขณะจุดโหลด $V_{ig} = 800 V_p$ และกระแสจุดโหลดสูงสุด I_{ig} สำหรับกระแสอุณหภูมิต่างๆ ที่แรงดันไฟตรง $V_{dc} = 280 V$, เมื่อค่าตัวเก็บประจุ $C_{ig} = 15.85 nF$ และค่าตัวเหนี่ยวนำ $L = 1.78 mH$, ความถี่การสวิตช์ $f_s = 33.33 kHz$

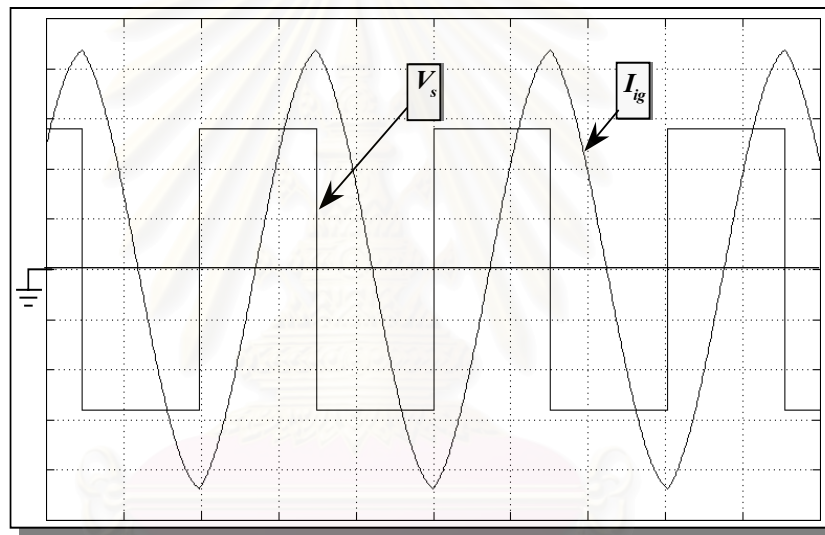
$I_{ph} (mA)$	0	100	200	300	400	500	600
$R_f (Ohm)$	2.38	3.22	4.58	6.71	7.05	8.15	9.82
$V_{ig} (V_p)$	1199.35	1150.00	1142.78	1096.12	1070.18	1025.69	932.12
$I_{ig} (A_p)$	2.96	2.82	2.79	2.68	2.64	2.59	2.57

ตารางที่ 3.3 แสดงค่าแรงดันจุดโหลดสูงสุด V_{ig} ที่วงจรมอเตอร์สามารถสร้างขึ้นได้ในขณะจุดโหลด $V_{ig} = 1200 V_p$ และ กระแสจุดโหลดสูงสุด I_{ig} สำหรับกระแสอุณหภูมิต่างๆ ที่แรงดันไฟตรง $V_{dc} = 280 V$, เมื่อค่าตัวเก็บประจุ $C_{ig} = 14.70 nF$ และค่าตัวเหนี่ยวนำ $L = 1.81 mH$, ความถี่การสวิตช์ $f_s = 33.33 kHz$

$I_{ph} (mA)$	0	100	200	300	400	500	600
$R_f (Ohm)$	2.15	3.48	3.85	5.71	6.72	7.38	8.84
$V_{ig} (V_{p-p})$	1769.00	1752.09	1739.41	1700.25	1660.61	1652.685	1150.20
$I_{ig} (A_{p-p})$	4.92	4.87	4.84	4.73	4.62	4.60	4.46

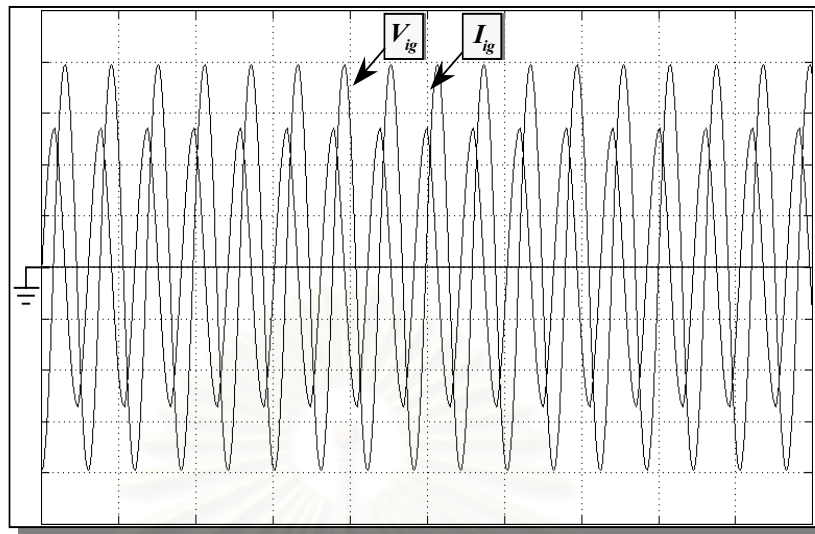
ตารางที่ 3.4 แสดงค่าแรงดันจุดโหลดสูงสุด V_{ig} ที่วงจรมอเตอร์สามารถสร้างขึ้นได้ในขณะจุดโหลด $V_{ig} = 1800 V_p$ และ กระแสจุดโหลดสูงสุด I_{ig} สำหรับกระแสอุณหภูมิต่างๆ ที่แรงดันไฟตรง $V_{dc} = 280 V$, เมื่อค่าตัวเก็บประจุ $C_{ig} = 13.84 nF$ และค่าตัวเหนี่ยวนำ $L = 1.84 mH$, ความถี่การสวิตช์ $f_s = 33.33 kHz$

จากผลการคำนวณในตารางที่ 3.2-3.4 จะเห็นได้ว่าการเลือกใช้ค่า C_{ig} ที่มีค่าสูงขึ้นจะทำให้แรงดันจุดโหลดสูงสุด V_{ig} มีค่าลดลงและเมื่อใช้โปรแกรม MATLAB จำลองการทำงานของวงจรโดยใช้ค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 3.1 เพื่อให้สามารถเปรียบเทียบกับผลการทดลองได้ใกล้เคียงยิ่งขึ้น จึงมีการจำลองการทำงานโดยใช้แรงดันออกของวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม โดยมีพารามิเตอร์ดังนี้ สำหรับแรงดันจุดโหลด $V_{ig} = 800\text{ V}$ เมื่อค่าตัวเก็บประจุ $C_{ig} = 15.85\text{ nF}$ ค่าตัวเหนี่ยวนำ $L = 1.78\text{ mH}$ ที่แรงดันไฟตรง $V_{dc} = 280\text{ V}$, ความถี่การสวิตช์ $f_s = 33.33\text{ kHz}$ ซึ่งได้ผลการจำลองการทำงานดังแสดงในรูปที่ 3.4-3.7 จะเห็นได้ว่า ค่าแรงดันจุดโหลด V_{ig} มีค่าเท่ากับ 1591 V_{p-p} กระแสจุดโหลด I_{ig} มีค่าเท่ากับ 5.67 A_{p-p}



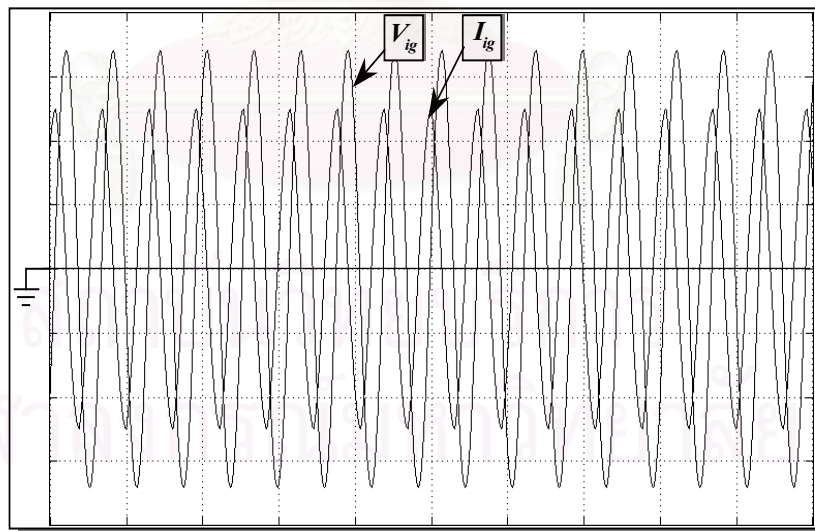
$V_s : 50\text{ V/DIV}, I_{ig} : 500\text{ mA/DIV}, \text{TIME} : 10\text{ }\mu\text{Sec/DIV}$

รูปที่ 3.4 รูปคลื่นแรงดันจุดโหลด และกระแสจุดโหลดฟลูออเรสเซนซ์ เมื่อ $V_{dc} = 280\text{ V}$, $L = 1.78\text{ mH}$, $C_{ig} = 15.85\text{ nF}$, $R_f = 2.6\text{ }\Omega$, $f_s = 33.33\text{ kHz}$ เมื่อไม่มีการอุ่นไส้หลอด เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 W



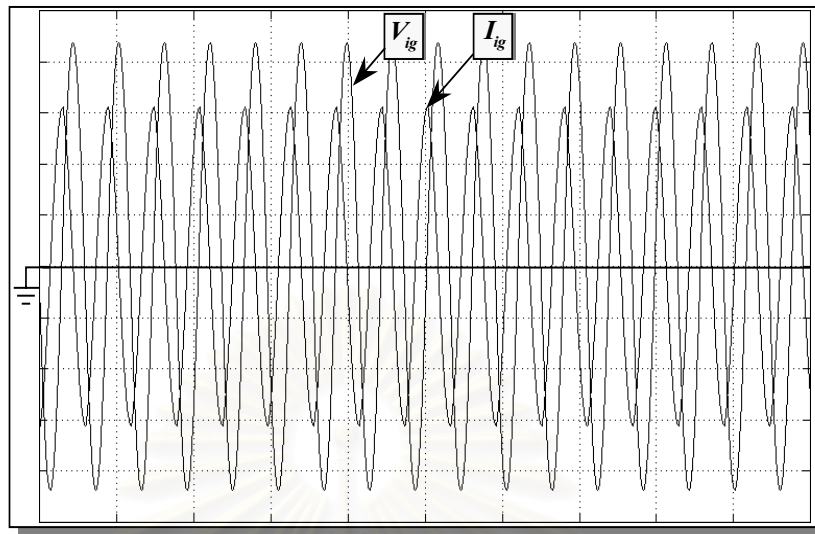
$V_{ig} : 200 \text{ V/DIV}, I_{ig} : 1 \text{ A/DIV}, \text{TIME}: 50 \text{ uSec/DIV}$

รูปที่ 3.5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจุดโหลดฟลูออเรสเซนต์ เมื่อ $V_{dc} = 280 \text{ V}$, v_{AB} เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม $L = 1.78 \text{ mH}$, $C_{ig} = 15.85 \text{ nF}$, $R_f = 2.6 \Omega$, $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อไม่มีการอุ่นไส้หลอด เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 W



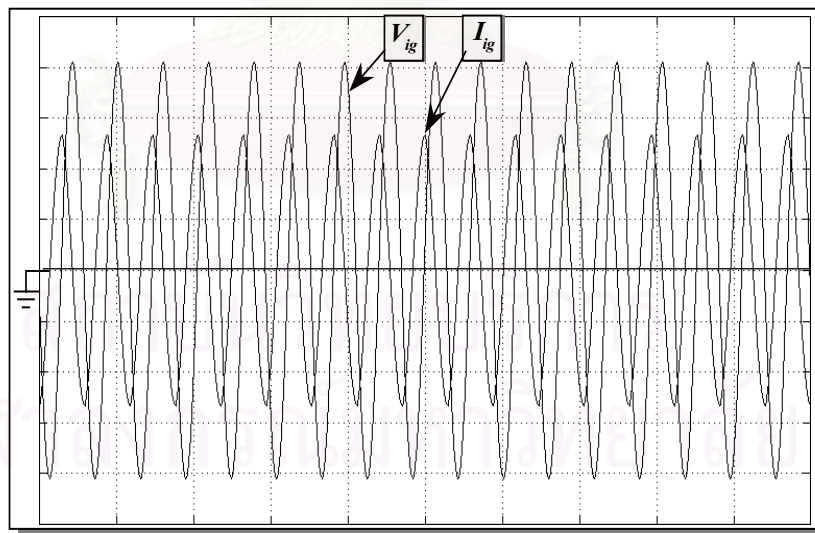
$V_{ig} : 250 \text{ V/DIV}, I_{ig} : 1 \text{ A/DIV}, \text{TIME}: 50 \text{ uSec/DIV}$

รูปที่ 3.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจุดโหลดฟลูออเรสเซนต์ เมื่อ $V_{dc} = 280 \text{ V}$, v_{AB} เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม $L = 1.78 \text{ mH}$, $C_{ig} = 15.85 \text{ nF}$, $R_f = 11.12 \Omega$, $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อมีการอุ่นไส้หลอดด้วย $I_{ph} = 600 \text{ mA}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 W



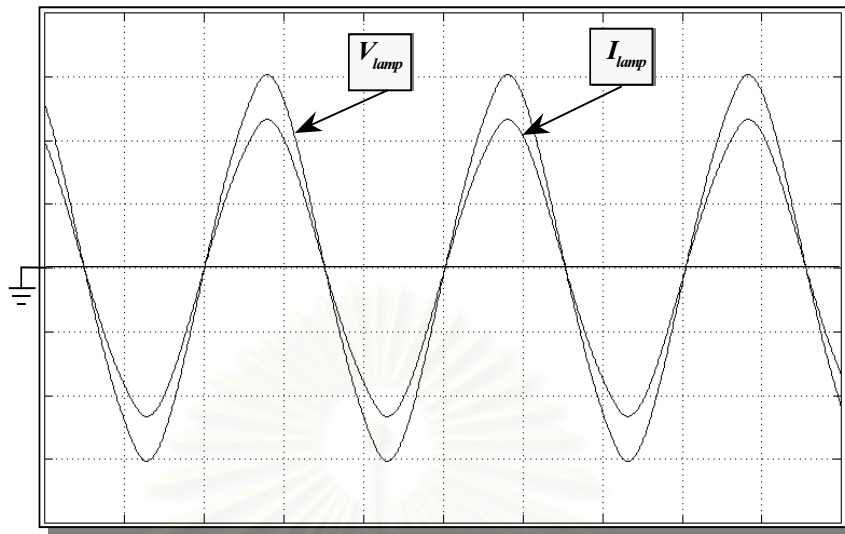
$V_{ig} : 250 \text{ V/DIV}, I_{ig} : 1 \text{ A/DIV}, \text{TIME}:50 \text{ uSec/DIV}$

รูปที่ 3.7 รูปคลื่นแรงดัน V_{ig} และกระแสจุดโหลด I_{ig} ฟลูออเรสเซนซ์ เมื่อ $V_{dc} = 280 \text{ V}$, v_{AB} เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม $L = 1.84 \text{ mH}$, $C_{ig} = 13.84 \text{ nF}$, $R_f = 2.15 \text{ } \Omega$, $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อไม่มีการอุ่นไส้หลอด เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 W



$V_{ig} : 250 \text{ V/DIV}, I_{ig} : 1 \text{ A/DIV}, \text{TIME}:50 \text{ uSec/DIV}$

รูปที่ 3.8 รูปคลื่นแรงดันและกระแสจุดโหลดฟลูออเรสเซนซ์ เมื่อ $V_{dc} = 280 \text{ V}$, v_{AB} เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม $L = 1.84 \text{ mH}$, $C_{ig} = 13.84 \text{ nF}$, $R_f = 8.84 \text{ } \Omega$, $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อมีการอุ่นไส้หลอดด้วย $I_{ph} = 600 \text{ mA}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 W



$$V_{lamp} : 50 \text{ V/DIV}, I_{lamp} : 500 \text{ mA/DIV}, \text{TIME} : 10 \text{ uSec/DIV}$$

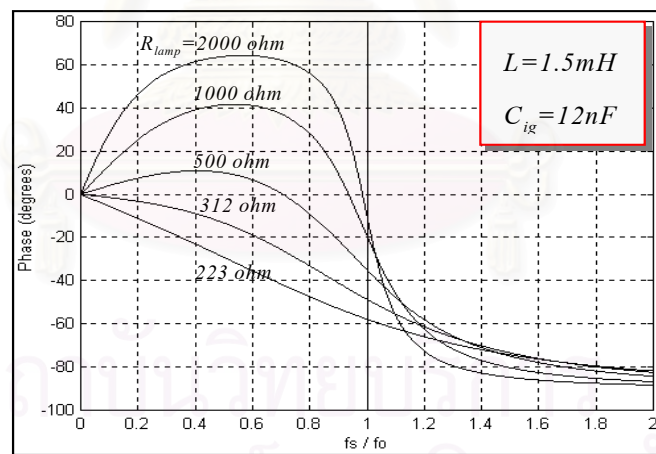
รูปที่ 3.9 รูปคลื่นแรงดันคร่อมตัวต้านทานและกระแสผ่านตัวต้านทานแทนหลอดขณะทำงานปกติ เมื่อ $V_{dc} = 280 \text{ V}$, v_{AB} เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม $L = 1.78 \text{ mH}$, $C_{ig} = 15.85 \text{ nF}$, $R_f = 8.84 \text{ } \Omega$, $f_s = 33.33 \text{ kHz}$

3.3 ความเค้นที่เกิดจากการทำงานของสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ไม่เป็นแบบภาคแรงดันศูนย์

ปกติแล้วสวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะได้รับการออกแบบให้ทำงานในภาคแรงดันศูนย์ ซึ่งทำได้โดยการออกแบบให้กระแสไหลคล้าหลังแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ (i_L ล้าหลัง v_{AB}) จากรูป 2.7 อย่างไรก็ตามในบางภาวะของการทำงานจริงของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ความต้านทานของหลอด (R_{lamp}) อาจเพิ่มขึ้น เช่นในภาวะที่แรงดันด้านเข้ามีค่าลดลง ซึ่งจะทำให้ค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรไหล (Q_p) เพิ่มขึ้น และทำให้กระแสออกของอินเวอร์เตอร์นำหน้าแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ (i_L นำหน้า v_{AB}) ซึ่งจะทำให้สวิตช์ไม่สามารถทำงานในภาคแรงดันศูนย์ได้ ทำให้เกิดความเค้นกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และส่งผลกระทบต่อความเชื่อถือได้ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

3.3.1 การวิเคราะห์ผลของการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟตรงด้านเข้า (V_{dc}) ต่อความเชื่อถือได้ (Reliability) ของบัลลาสต์เล็กทรอนิกส์

โดยทั่วไปบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีขายในท้องตลาดมีการออกแบบให้ทำงานในช่วงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับรอบๆ ค่าพิกัดโดยยอมให้มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันด้านเข้าได้ระดับหนึ่ง และห้ามปรับหรือแสงโดยการลดแรงดันด้านเข้าด้วย แต่ในสภาพการใช้งานจริงแรงดันด้านเข้าอาจจะมีขนาดต่ำกว่าพิกัดที่ผู้ผลิตได้กำหนดไว้ซึ่งอาจจะทำให้เกิดปัญหาด้านความเชื่อถือได้ (Reliability) กับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่อยู่ในภาวะปกติสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำงานแบบเรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ (i_L ล้าหลัง v_{AB}) แต่จากการศึกษาพบว่าในบางเงื่อนไขของการออกแบบ การลดลงของแรงดันด้านเข้ามีผลทำให้ i_L นำหน้า v_{AB} สวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ไม่ทำงานแบบเรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ กล่าวคือเมื่อแรงดันด้านเข้ามีขนาดลดลงจะทำให้กำลังไฟฟ้าที่หลอดมีค่าลดลง, ค่าความต้านทานของหลอด (R_{lamp}) มีค่าสูงขึ้น เนื่องจากหลอดมีค่าความต้านทานพลวัตเป็นลบ [3] และส่งผลให้ Q_p ของวงจรเพิ่มขึ้นและหาก Q_p มีค่าสูงถึงค่าหนึ่ง (i_L นำหน้า v_{AB}) ทำให้สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ไม่ทำงานเป็นแบบเรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ ดังแสดงในรูปที่ 3.10

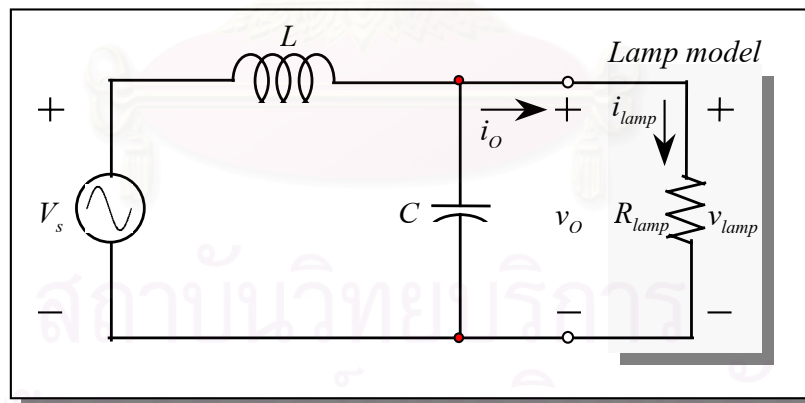


รูปที่ 3.10 ความสัมพันธ์ของมุมเฟส (ϕ) และความถี่ f_s/f_o สำหรับค่าความต้านทานสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ค่าต่างๆ

จากรูปที่ 3.10 จะเห็นได้ว่าเมื่อ f_s/f_o น้อยกว่า 1 มุมเฟส (ϕ) จะลดลงเมื่อ R_{lamp} มีค่าเพิ่มขึ้น แต่ถ้า f_s/f_o มากกว่า 1 มุมเฟส (ϕ) จะมากขึ้นเมื่อ R_{lamp} เพิ่มขึ้น

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ศึกษาผลของขนาด และการเปลี่ยนแปลงแรงดันด้านเข้าต่อการทำงานของสวิตช์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และหาความสัมพันธ์ระหว่างความถี่การสวิตช์ต่ำสุด ($f_{s\min}$) กับแรงดันไฟตรงด้านเข้า (V_{dc}) ค่าต่างๆ กันที่สวิตช์ยังคงทำงานแบบเรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ ซึ่งความสัมพันธ์ดังกล่าวยังขึ้นอยู่กับแรงดันที่พิกัดด้วย การศึกษาดังกล่าวจะทำให้ทราบถึงสาเหตุและปัญหาที่เกิดขึ้นกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เมื่อนำไปใช้งานที่แรงดันด้านเข้าลดลงต่ำกว่าที่ผู้ผลิตระบุ เพื่อเป็นแนวทางสำหรับการออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่เหมาะสมกับสภาพการใช้งานจริง จากรูปที่ 2.7 เป็นวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนาน โครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์สวิตช์ทำงานในภาคแรงดันศูนย์ต่อร่วมกับหลอดฟลูออเรสเซนต์ ซึ่งประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำที่ทำหน้าที่ควบคุมกระแสผ่านหลอด L และตัวเก็บประจุที่เป็นทางผ่านของกระแสไฟสัทธิลอด C_{ig} การทำงานของวงจรมีการอธิบายไว้ใน บทที่ 2

การวิเคราะห์ห้วงจรอินเวอร์เตอร์ใช้วงจรสมมูลในรูปที่ 2.10 ซึ่งในภาวะการทำงานปกติหลังจากหลอดฟลูออเรสเซนต์จุดติดแล้วจะมีกระแสไหลผ่านหลอดทำให้ค่าความต้านทานสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ (R_{lamp}) ลดลงเท่ากับค่าที่พิกัด โดยที่ค่าความต้านทานสมมูลสัทธิลอด (R_{fl} , R_p) ที่มีค่าน้อยมากสามารถละเลยได้ ดังในรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลของวงจรอินเวอร์เตอร์ในขณะทำงานปกติ

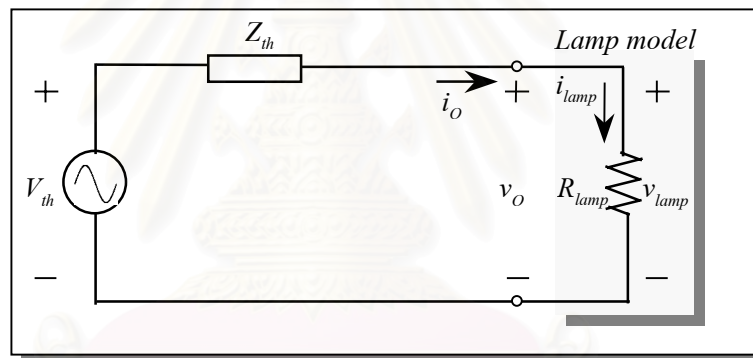
ค่าประสิทธิภาพขององค์ประกอบหลักมูลแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์

$$v_s = \left(\frac{4}{\pi}\right) \left(\frac{V_{dc}}{2}\right) \left(\frac{1}{\sqrt{2}}\right) \quad (3.1)$$

จากวงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3.11 เราสามารถพัฒนาเป็นวงจรสมมูลเทวินินมี โหลดเป็นหลอดฟลูออเรสเซนต์ดังแสดงในรูปที่ 3.12 เมื่อ v_{th} และ Z_{th} มีค่าตามสมการที่ 3.2 - 3.3

$$v_{th} = \frac{\left(\frac{1}{CS}\right)V_s}{\left(\frac{1}{CS}\right) + LS} = \frac{V_s}{LCS^2 + 1} \quad (3.2)$$

$$Z_{th} = \frac{\left(\frac{1}{CS}\right)LS}{\left(\frac{1}{CS}\right) + LS} = \frac{LS}{LCS^2 + 1} \quad (3.3)$$



รูปที่ 3.12 วงจรสมมูลเทวินิน

$$I_o = \frac{\left(\frac{V_s}{LCS^2 + 1}\right)}{\left[R_{lamp} + \left(\frac{LS}{LCS^2 + 1}\right)\right]} \quad (3.4)$$

$$V_o = \frac{\left(\frac{R_{lamp}V_s}{LCS^2 + 1}\right)}{\left[R_{lamp} + \left(\frac{LS}{LCS^2 + 1}\right)\right]} \quad (3.5)$$

จากสมการที่ 3.4 และ 3.5 จะเห็นได้ว่ากระแสและแรงดันผ่านหลอดจะมีเฟสตรงกันเนื่อง จากโหลดมีลักษณะสมบัติโดยประมาณเป็นตัวต้านทานที่มีค่า R_{lamp} จากวงจรในรูปที่ 3.11 สามารถ คำนวณหามุมเฟสของกระแสโหลด (i_L) เทียบกับแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ (V_s) ซึ่งมีค่าเท่ากับ $-\phi$ เมื่อ ϕ คือ

$$\phi = \arctan \left\{ \left(\frac{R_{lamp}}{\sqrt{L/C_{ig}}} \right) \left(\frac{f_s}{f_o} \right) \left[\left(\frac{f_s}{f_o} \right)^2 + \frac{L}{C_{ig} R_{lamp}^2} - 1 \right] \right\} \quad (3.6)$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{L/C_{ig}}} \quad \text{คือ ความถี่ธรรมชาติไม่หน่วง} \quad (3.7)$$

และ f_s คือ ความถี่การสวิตช์ (switching frequency)

จากวงจรสมมูลเทวินินในรูปที่ 3.12 ในการหาจุดทำงาน (Operating point) ของวงจรที่ โหลดมีลักษณะเป็นแบบไม่เชิงเส้น (non-linear) เราใช้วิธีทางกราฟเพื่อหาจุดทำงานของวงจร อย่างไรก็ดีค่าความต้านทานสมมูลของหลอดซึ่งเป็นโหลดไม่เชิงเส้นจะมีค่าแปรตามกระแสและ แรงดันที่หลอด ดังสมการที่ 3.10 ดังนั้นการคำนวณหาจุดทำงานโดยการคำนวณจากสมการทำได้ ยาก การวิเคราะห์ห้วงจรโดยวิธีการทางกราฟจะทำได้สะดวกกว่าซึ่งทำโดยการเขียนเส้น *Ballast line* ซึ่งเป็นความสัมพันธ์ระหว่างกระแส i_o กับ แรงดัน v_o ตามสมการที่ 3.4 และ 3.5 สำหรับความต้านทานหลอดค่าต่างๆกันลงบนกราฟลักษณะสมบัติของหลอดฟลูออเรสเซนต์ ซึ่งเรียกว่า *Lamp line*

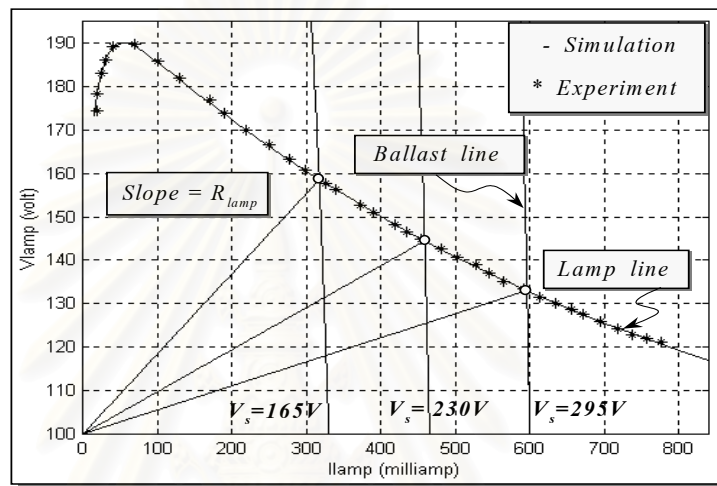
Circuit configuration (KVL)

$$v_o = \left(\frac{V_s}{1 - LC_{ig}(2\pi f_s)^2} \right) - j \left(\frac{(2\pi f_s)L}{1 - LC_{ig}(2\pi f_s)^2} \right) i_o \dots\dots\dots \text{Ballast line} \quad (3.8)$$

Load Characteristic

$$v_{lamp} = F(i_{lamp}) \dots\dots\dots \text{Lamp line} \quad (3.9)$$

จากสมการที่ (3.8) และ (3.9) จะเห็นได้ว่ามี 2 สมการและตัวแปรไม่ทราบค่า 2 ตัว คือ กระแส และแรงดัน ดังนั้นจึงสามารถหาจุดทำงานได้โดยวิธีทางกราฟ รูปที่ 3.13 แสดง *ballast line* 3 เส้น สำหรับแรงดันไฟตรง 3 ค่า และ *lamp line* 1 เส้น จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้ $i_o = i_{lamp}$ และ $v_o = v_{lamp}$ ดังนั้นจุดตัดของ *ballast line* กับ *lamp line* จึงเป็นจุดทำงานของวงจรเนื่องจากเป็นจุดที่ทำให้สมการทั้งสองเป็นจริง



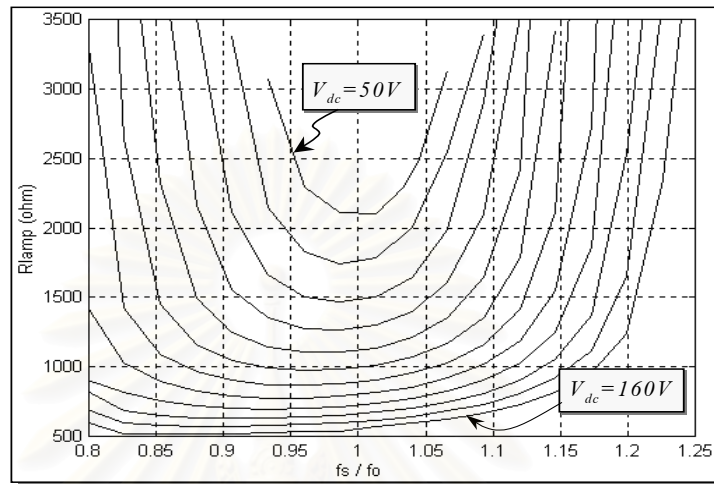
รูปที่ 3.13 ความสัมพันธ์ระหว่าง *Ballast line* กับ *Lamp line* สำหรับแรงดันเข้า 3 ค่า ที่ความถี่ การสวิตช์ $f_s = 33 \text{ KHz}$

จากกราฟในรูปที่ 3.13 จะเห็นได้ว่าเมื่อแรงดันไฟตรงค่านำเข้าของอินเวอร์เตอร์ลดลง R_{lamp} ซึ่งมีค่าเท่ากับความชันของเส้นที่ลากจากจุดกำเนิดของกราฟไปยังจุดทำงานจะมีค่าเพิ่มมากขึ้น การหาจุดทำงานโดยวิธีทางกราฟดังในรูปที่ 3.13 จะทำให้สามารถหาค่า R_{lamp} ได้ดังสมการที่ 3.10

$$\left. \begin{aligned} R_{lamp} &= F(i_{lamp}, v_{lamp}) \\ R_{lamp} &= \frac{V_{lamp}}{I_{lamp}} \dots \dots \dots \Omega \end{aligned} \right\} (3.10)$$

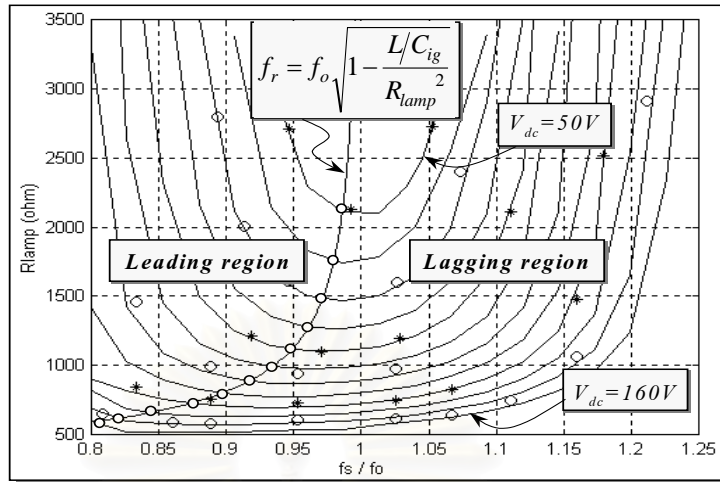
การคำนวณหาความถี่การสวิตช์ต่ำสุด ($f_{s_{min}}$) ที่ยังคงทำให้สวิตช์ยังคงทำงานในแบบเรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ เริ่มจากการคำนวณค่าความต้านทานที่ความถี่การทำงานค่าต่างๆ สำหรับแรงดันไฟฟ้กระแสตรง (V_{dc}) คงที่ค่าต่างๆ กัน โดยอาศัยการหาจุดทำงานโดยวิธีการทาง

กราฟดังกล่าวข้างต้น รูปที่ 3.14 แสดงกราฟที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทาน (R_{lamp}) ที่จุดทำงานกับความถี่การสวิตช์ (f_s) สำหรับแรงดันไฟตรง (V_{dc}) ค่าต่างๆ



รูปที่ 3.14 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทาน (R_{lamp}) ที่จุดทำงานกับความถี่การสวิตช์ (f_s) สำหรับแรงดันไฟตรง (V_{dc}) ค่าต่างๆ

การหาค่าความถี่สำหรับแรงดันไฟตรงในแต่ละค่าที่ทำให้กระแสโหลด i_L อินเฟสกับแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ v_{AB} ทำได้โดยการเขียนกราฟที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง R_{lamp} กับ f_s / f_o ที่ทำให้มุมเฟสในสมการที่ 3.6 เท่ากับศูนย์ลงบนกราฟในรูปที่ 3.14 จุดตัดระหว่างเส้นกราฟดังกล่าวกับเส้นกราฟที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง R_{lamp} กับ f_s / f_o สำหรับแรงดันไฟตรงค่าต่างๆ จะให้ค่า f_s / f_o ที่ทำให้กระแสโหลดมีเฟสตรงกันกับแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์สำหรับแรงดันไฟตรงด้านเข้าระหว่าง 50 โวลต์ ถึง 160 โวลต์ และความถี่ระหว่าง $(0.8f_o)$ ถึง $(1.25f_o)$ ดังรูปที่ 3.15

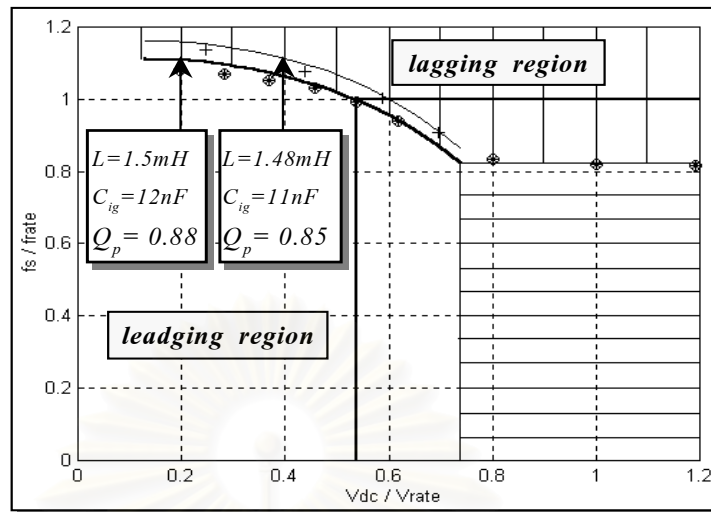


รูปที่ 3.15 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานที่จุดทำงาน (R_{lamp}) กับความถี่การสวิตช์ (f_s) ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า (V_{dc}) ค่าต่างๆกัน

จากสมการที่ (3.6) กำหนดหาความสัมพันธ์ระหว่าง f_r ซึ่งเป็นความถี่ที่ทำให้มุมเฟสมีค่าเป็นศูนย์ ($\phi = 0$) กับความต้านทานของโหลด R_{lamp} ได้ดังสมการที่ 3.11

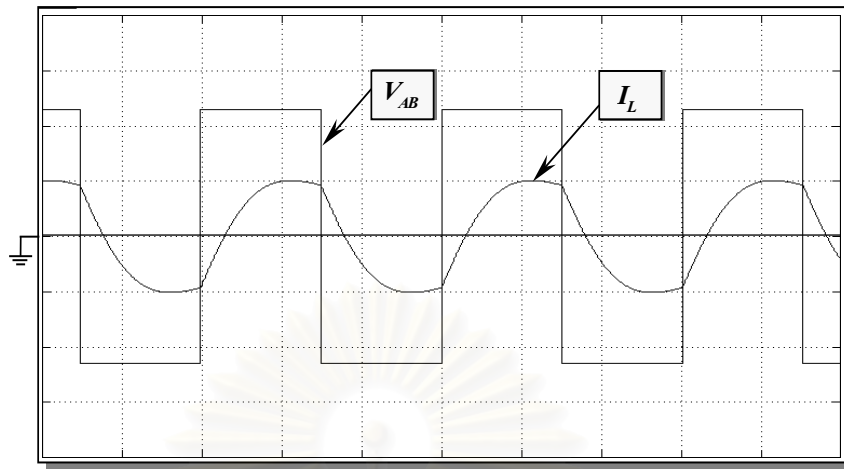
$$f_s = f_r = f_o \sqrt{1 - \frac{L/C_{ig}}{R_{lamp}^2}} \quad \text{เฉพาะเมื่อ } R_{lamp} \geq \sqrt{L/C_{ig}} \quad (3.11)$$

เมื่อนำความสัมพันธ์ระหว่าง R_{lamp} กับความถี่ f_r ที่ทำให้มุมเฟสมีค่าเท่ากับศูนย์ ตามสมการที่ (3.11) ไปเขียนกราฟลงในรูปที่ 3.16 เส้นกราฟดังกล่าวจะแบ่งความสัมพันธ์ระหว่าง R_{lamp} กับความถี่ f_s / f_o สำหรับ V_{dc} ค่าต่างๆ เป็นย่านที่กระแสน้ำหน้าและล้าหลังแรงดัน เมื่อเขียนกราฟที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่ที่ทำให้มุมเฟสเป็นศูนย์กับแรงดันไฟตรงด้านเข้าซึ่งหาโดยวิธีทางกราฟดังในรูปที่ 4 สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพวงจรโหลด $Q_p = R_{lamp} / (\sqrt{L/C_{ig}})$ ที่แตกต่างกัน 2 ค่า จะได้กราฟที่แสดงความสัมพันธ์ระหว่างความถี่เขตแบ่งย่านการทำงานที่กระแสน้ำหน้าและล้าหลังแรงดัน กับแรงดันไฟตรงด้านเข้าอินเวอร์เตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 3.16



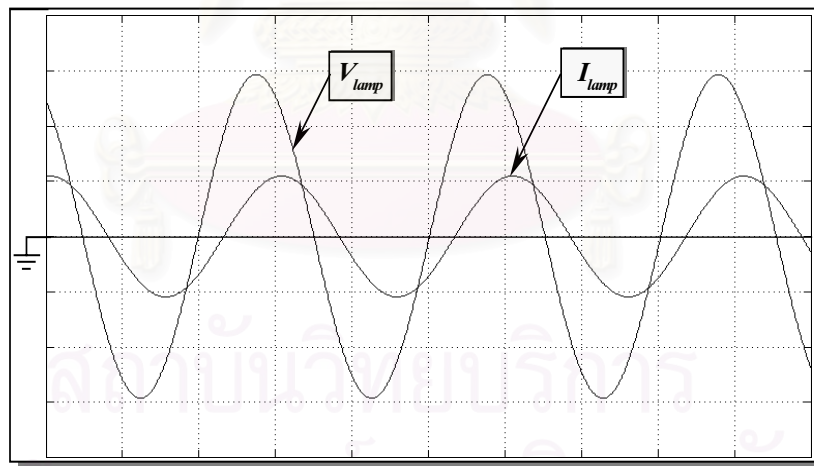
รูปที่ 3.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่ต่ำสุดที่อินเวอร์เตอร์ยังคงทำงานแบบ ZVS กับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเข้า V_{dc} สำหรับ Q_p ต่างกัน 2 ค่า

จากรูปที่ 3.16 จะเห็นได้ว่าสำหรับอินเวอร์เตอร์ที่มี V_{dc} พิกัดเท่ากัน การออกแบบวงจรโหลดให้มีค่า Q_p ที่พิกัดต่ำลงจะทำให้สามารถลดแรงดันด้านเข้าได้มากกว่าก่อนที่การทำงานจะเปลี่ยนจากภาวะกระแสล้าหลังแรงดันเป็นกระแสนำหน้าแรงดัน อันจะเป็นผลให้สวิตช์ไม่สามารถทำงานแบบเรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ จากการออกแบบวงจรโหลดพบว่าเมื่อแรงดันไฟตรงพิกัดด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์สูงขึ้นจะทำให้ค่า Q_p ที่พิกัดลดลงและทำให้เกิดภาวะ i_L นำหน้า v_{AB} ซึ่งแรงดันลดลงยากขึ้น แต่หากว่าแรงดันไฟตรงที่พิกัดสูงขึ้นถึงระดับหนึ่งต้องเพิ่มความถี่การสวิตช์ f_s ให้สูงขึ้นเพื่อไม่ให้กำลังที่โหลดเกินพิกัดจน f_s มีค่าสูงกว่า f_o ในกรณีนี้จะไม่มีการที่กระแสนำหน้าแรงดันไม่ว่าแรงดันด้านเข้าจะลดลงมากเท่าใดก็ตามเนื่องจากเมื่อ Q_p เข้าใกล้ค่านันต์ทำให้ f_r จะเข้าใกล้ f_o ซึ่งก็ยังคงต่ำกว่า f_s เมื่อใช้โปรแกรม MATLAB จำลองการทำงานของวงจรโดยมีค่าพารามิเตอร์ ดังนี้ ค่าตัวเก็บประจุ $C_{ig} = 12 \text{ nF}$, ค่าตัวเหนี่ยวนำ $L = 1.5 \text{ mH}$ โดยให้ค่าความถี่ธรรมชาติไม่หน่วง (Undamped natural frequency) $f_o = 33.513 \text{ KHz}$ ซึ่งสูงกว่าความถี่การทำงานอินเวอร์เตอร์ f_s สำหรับแรงดันไฟตรง $V_{dc} = 230 \text{ V}$, ความถี่การสวิตช์ $f_s = 33.11 \text{ KHz}$ รูปที่ 3.17-3.19 แสดงผลการจำลองรูปคลื่นกระแสโหลด และแรงดันด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ (v_{AB}) สำหรับเงื่อนไขต่างกัน จะเห็นได้ว่าที่แรงดันพิกัดแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์จะมีมุมเฟสประมาณ 42.28 องศา แต่เมื่อมีการลดแรงดันไฟตรงด้านเข้าจากพิกัดเหลือ 125 V ทำให้ค่าความต้านทานสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ R_{lamp} เพิ่มขึ้นจาก 312Ω เป็น 690Ω ดังแสดงกระแสออกของอินเวอร์เตอร์จะมีเฟสใกล้เคียงกับแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์



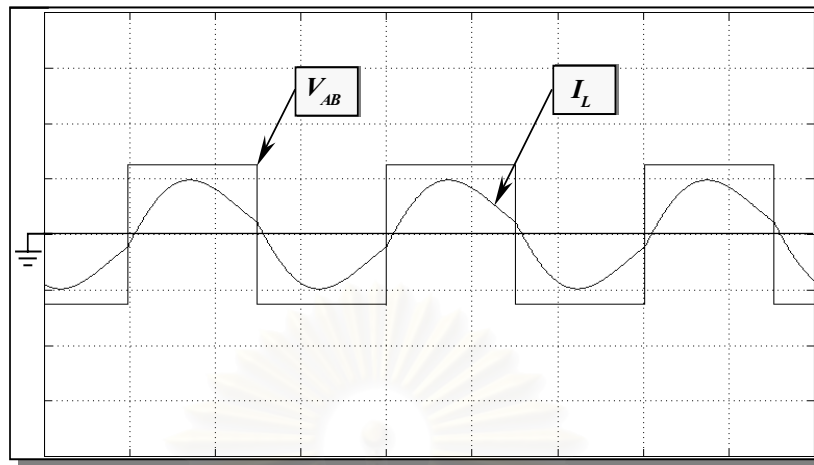
$V_{AB} : 50 \text{ V/DIV}, I_L : 500 \text{ mA/DIV}, \text{TIME} : 10 \text{ uSec/DIV}$

รูปที่ 3.17 รูปคลื่นผลการจำลองแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ v_{AB} และกระแสโหลด i_L ที่พิกัดแรงดันไฟตรงด้านเข้า $V_{dc} = 230 \text{ V}$, $C_{ig} = 16 \text{ nF}$, $L = 1.78 \text{ mH}$, $f_s = 33 \text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 W โดย v_{AB} เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม (Square wave)



$V_{AB} : 50 \text{ V/DIV}, I_L : 500 \text{ mA/DIV}, \text{TIME} : 10\text{uS/DIV}$

รูปที่ 3.18 รูปคลื่นผลการจำลองแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ v_{AB} และกระแสโหลด i_L ที่พิกัดแรงดันไฟตรงด้านเข้า $V_{dc} = 230 \text{ V}$, $C_{ig} = 16 \text{ nF}$, $L = 1.78 \text{ mH}$, $f_s = 33 \text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 W โดย v_{AB} เป็นรูปคลื่นไซน์ (Sine wave)



V_{AB} : 50 V/DIV, I_L : 500 mA/DIV, TIME:10uS/DIV

รูปที่ 3.19 รูปคลื่นผลการจำลองแรงดันคั่นด้านออกอินเวอร์เตอร์ v_{AB} และกระแสโหลด i_L ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า $V_{dc} = 125\text{ V}$, $C_{ig} = 16\text{ nF}$, $L = 1.78\text{ mH}$, $f_s = 33\text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 W โดยใช้ตัวต้านทาน R_{lamp} ค่า $690\ \Omega$ เป็นโหลด

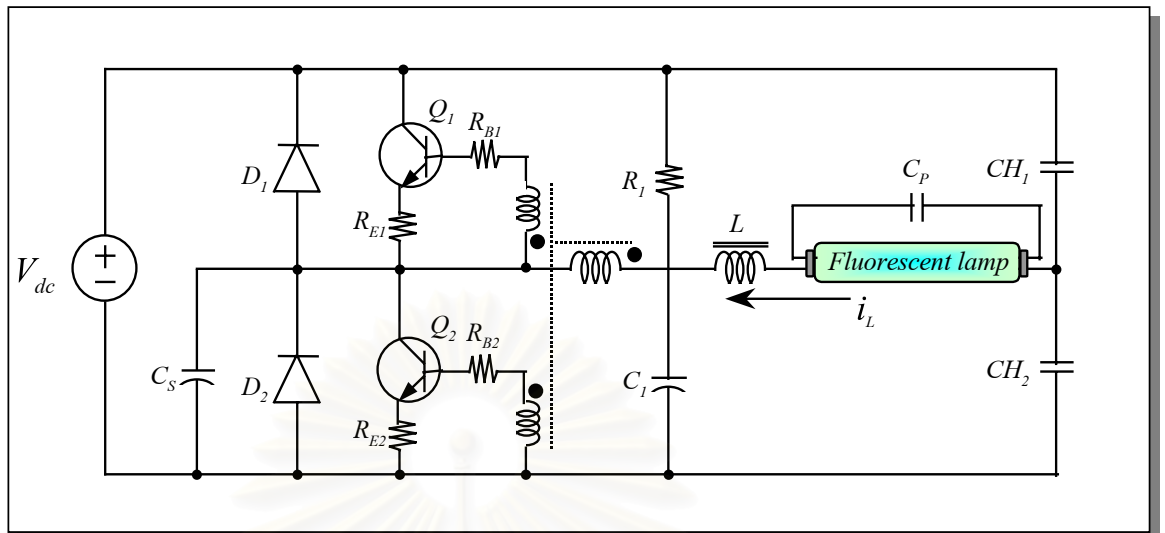
สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

3.4 วิเคราะห์ความเค้นในสวิตช์เนื่องจากการทำงานผิดจังหวะของวงจรขั้วนำเบสที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัว (Saturable transformer)

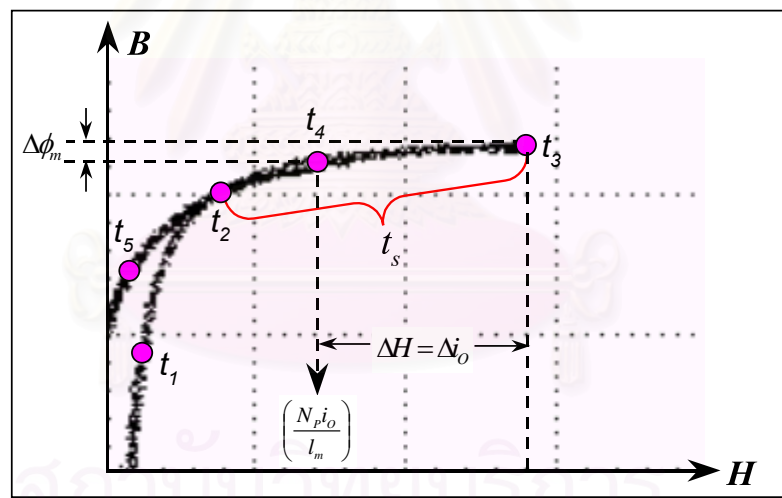
การขั้วนำสวิตช์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์จะต้องใช้วงจรขั้วนำสวิตช์ที่เหมาะสม ซึ่งบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จำนวนไม่น้อยใช้การขั้วนำสวิตช์โดยอาศัยการป้อนกลับกระแสด้านโพลผ่านหม้อแปลงอิมิตัวเนื่องจากสะดวกในการใช้งาน ราคาถูก และมีความเชื่อถือได้สูง แต่การออกแบบวงจรขั้วนำที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัวอย่างไม่เหมาะสม จะทำให้เกิดการขั้วนำสวิตช์ผิดพลาดได้ ซึ่งมี 2 ลักษณะ คือ การขั้วนำสวิตช์ก่อนที่สวิตช์ควรจะนำกระแส (*Pre-turn-on*) ซึ่งมักจะเกิดขึ้นเมื่อแรงดันเข้าลดลงต่ำกว่าพิกัด และการขั้วนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์พ่วงหยุดนำกระแส (*Re-turn-on*) ซึ่งมักจะเกิดขึ้นเมื่อแรงดันด้านเข้าเพิ่มขึ้นสูงกว่าพิกัด ลักษณะดังกล่าวทำให้มีกำลังสูญเสียในสวิตช์สูงกว่าปรกติ และมีความเค้นสูงเกิดขึ้นกับสวิตช์ไวงานซึ่งอาจมีผลทำให้สวิตช์มีอายุการใช้งานสั้นลง หัวข้อนี้วิเคราะห์สาเหตุของการเกิดการขั้วนำสวิตช์ผิดจังหวะของวงจรขั้วนำที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัว เพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบวงจรขั้วนำที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัวอย่างเหมาะสมอันจะเป็นแนวทางในการออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ให้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพและมีความเชื่อถือได้สูง ถึงแม้แรงดันด้านเข้าจะมีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้าง

3.4.1 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรขั้วนำสวิตช์ที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัว (Saturable transformer)

รูปที่ 3.20 เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ขั้วนำด้วยหม้อแปลงอิมิตัว การทำงานของวงจรแบ่งออกเป็น 10 ช่วงเวลา ตามที่ได้อธิบายไว้ในบทที่ 2 หัวข้อที่ 2.5.1 อย่างไรก็ตามการวิเคราะห์การทำงานของวงจรขั้วนำสวิตช์ที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัวพบว่า การออกแบบวงจรขั้วนำสวิตช์ที่ไม่เหมาะสมทำให้วงจรขั้วนำทำงานผิดพลาดได้ เนื่องจากการทำงานผิดจังหวะของวงจรขั้วนำสวิตช์จะเกิดขึ้นเฉพาะในช่วงเวลาที่หม้อแปลงอิมิตัว $t_3 - t_4$ และหม้อแปลงออกจากการอิมิตัว $t_4 - t_5$ ดังนั้นจึงวิเคราะห์การทำงานของวงจรเฉพาะช่วงเวลา $t_3 - t_5$ โดยช่วงเวลาต่างๆ แสดงบน *B-H Curve* ของแกนหม้อแปลงอิมิตัว (T_r) แสดงในรูปที่ 3.21



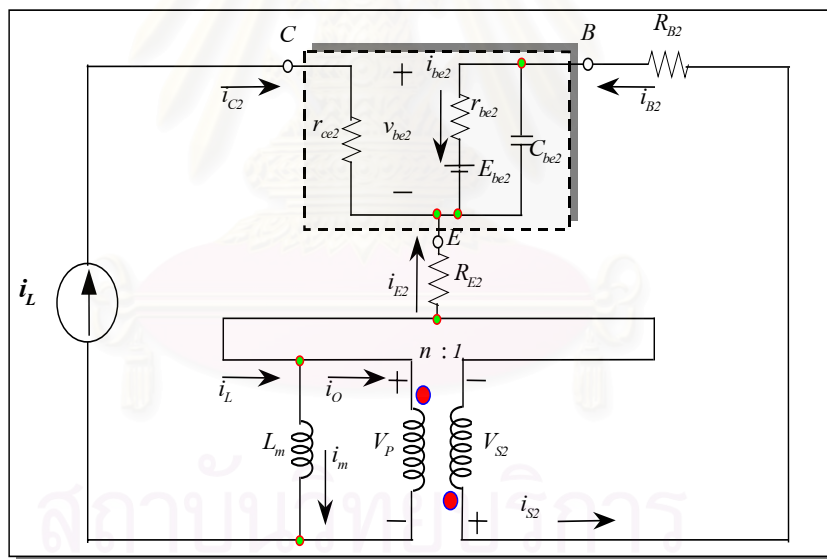
รูปที่ 3.20 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่ขับเคลื่อนด้วยหม้อแปลงอิมิตัว



$$B = 0.24 \text{ Tesla/DIV} ; H = 110 \text{ (A-T/m)/DIV}$$

รูปที่ 3.21 B-H Curve ของแกนหม้อแปลงขณะทำงานจริงในวงจร

การวิเคราะห์วงจรขับนำสวิตช์ที่ใช้หม้อแปลงอิมตัวใช้วิธีเขียนวงจรสมมูล และสมการของวงจรในแต่ละช่วงเวลาที่สัมพันธ์กับจุดทำงานบน $B-H$ Curve ของแกนหม้อแปลง ที่เวลา t_1 หม้อแปลงเริ่มเข้าสู่การอิมตัว ในช่วงเวลา $t_1 - t_2$ อัตราการเพิ่มของเส้นแรงแม่เหล็ก (ϕ_m) กับกระแสทำแม่เหล็ก (i_m) มีค่าลดลงเนื่องจากค่าความซาบซึมได้สัมพัทธ์ μ_r ของแกนหม้อแปลงลดลงเรื่อยๆ ที่เวลา t_2 หม้อแปลงอิมตัวอย่างหนักและกระแสเบสของทรานซิสเตอร์ Q_2 ลดลงเป็นศูนย์ แต่ Q_2 ยังคงนำกระแสต่อไปเนื่องจากประจุสะสมของ Q_2 ในช่วงเวลา $t_2 - t_3$ หม้อแปลงยังคงอิมตัวอย่างหนัก และ Q_2 ยังคงนำกระแสเนื่องจากประจุสะสมโดยมีกระแสไหลออกจากเบสของ Q_2 ที่เวลา t_3 ทรานซิสเตอร์ Q_2 เริ่มออกจากการอิมตัวเนื่องจากประจุสะสมที่หัวต่อเบส-อิมิตเตอร์เริ่มหมดไป กระแสที่ไหลออกจากเบสลดลงอย่างรวดเร็วและมีค่าเป็นศูนย์ที่เวลา t_4 ในช่วงเวลา $t_3 - t_4$ กระแสไหลจะย้ายจาก Q_2 ไปไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_S วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์และวงจรขับนำในช่วงเวลา $t_2 - t_4$ มีลักษณะดังรูปที่ 3.22 และสามารถเขียนสมการของวงจรสมมูลได้ ดังนี้



รูปที่ 3.22 วงจรสมมูลในช่วงเวลา $t_3 < t < t_4$

$$i_m = i_L - i_o \quad \text{และ} \quad i_o = \left(\frac{i_{S1}}{n} + \frac{i_{S2}}{n} \right) = - \left(\frac{i_{B1}}{n} - \frac{i_{B2}}{n} \right) \quad (3.12)$$

ในช่วงเวลา $t_3 - t_4$

$$i_m = i_L + \frac{i_{B1}}{n} - \frac{i_{B2}}{n} \quad (3.13)$$

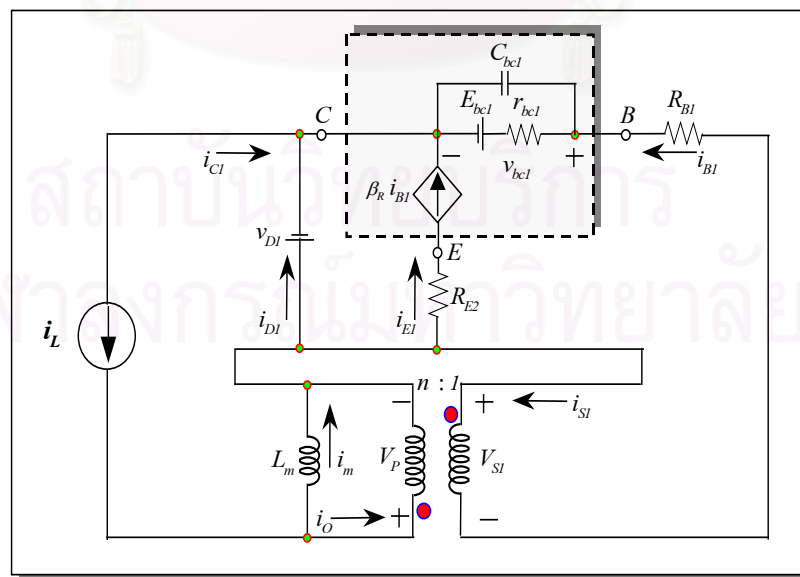
$$i_{B1} = 0 \text{ และ } i_{B2} = \left(\frac{v_{S2} + i_{E2}R_{E2} - v_{be2}}{R_{B2}} \right) \quad (3.14)$$

$$\frac{di_m}{dt} = \left[\frac{di_L}{dt} + \frac{di_{B1}}{dt} - \frac{di_{B2}}{dt} \right] \quad (3.15)$$

$$\frac{v_P}{N_P} = \left(\frac{d\phi_m}{dt} \right) = \left(\frac{1}{N_P} \right) \left[\frac{di_L}{dt} + \frac{di_{B1}}{dt} - \frac{di_{B2}}{dt} \right] \left[L_m + I_m \frac{dL_m}{dt} \right] \quad (3.16)$$

$$v_{S2} = \left(\frac{N_{S2}}{N_P} \right) \left(\frac{di_L}{dt} + \frac{d(i_{B1}/n)}{dt} - \frac{d(i_{B2}/n)}{dt} \right) \left(L_m + I_m \frac{dL_m}{di_m} \right) \quad (3.17)$$

ที่เวลา t_4 ทรานซิสเตอร์ Q_2 หยุดนำกระแส, หม้อแปลง T_1 เริ่มออกจากการอิ่มตัว และมีการสลับเปลี่ยนการนำกระแสจากทรานซิสเตอร์ Q_2 ไปยังไดโอด D_1 ใน ช่วงเวลา $t_4 - t_5$ กระแสไหลผ่านไดโอด D_1 แต่เนื่องจากไดโอดมีเวลาฟื้นตัวไปหน้า (forward recovery time ; t_{fr}) ทำให้มีแรงดันฟื้นตัวไปหน้า (forward recovery voltage ; v_{fr}) ที่มีค่าสูงจึงมีกระแสส่วนหนึ่งไหลผ่านขดทุติยภูมิของหม้อแปลง N_{S1} ไปขับนำให้ Q_1 นำกระแสในภาคไวงานย้อนกลับ (Reverse active mode) เขียนวงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์ Q_1 และวงจรขับนำในช่วงเวลา $t_4 - t_5$ ได้ดังรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.23 วงจรสมมูลในช่วงเวลา $t_4 < t < t_5$

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 2.23 เขียนสมการของวงจรในช่วงเวลา $t_4 < t < t_5$ ได้ดังนี้

$$v_{D1} = i_{E1}R_{E1} + v_{EC1} = v_{S1} + i_{B1}R_{B1} + v_{bc1} \quad (3.18)$$

$$v_{D1} = f(i_L - i_{S1} - i_{E1}) = f(i_{D1}) \quad (3.19)$$

$$v_{S1} = N_{S1} \frac{d\phi_m}{dt} = \left(\frac{N_{S1}}{N_P} \right) \left(\frac{di_{Lm}}{dt} + \frac{d(i_{B1}/n)}{dt} - \frac{d(i_{B2}/n)}{dt} \right) \left(L_m + I_m \frac{dL_m}{di_m} \right) \quad (3.20)$$

$$v_{S1} = v_{D1} - (v_{bc1} + i_{B1}R_{B1}) \quad (3.21)$$

จากสมการของแรงดันของวงจรขั้วนำสวิตช์ที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัวพบว่าในบางเงื่อนไขของการทำงานของวงจรขั้วนำสวิตช์อาจมีการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กในแกนหม้อแปลงที่มีค่าสูงที่เป็นผลจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสเบสทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำที่มีค่าสูงพอที่ทำให้มีกระแสเบสไปขั้วนำสวิตช์ทำให้สวิตช์นำกระแสผิดจังหวะ ซึ่งการขั้วนำสวิตช์ที่ผิดจังหวะอย่างแรกคือ **การขั้วนำสวิตช์ก่อนที่สวิตช์ควรจะนำกระแส (Pre-turn-on)** จากสมการที่ (3.17) จะเห็นได้ว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็ก ($d\phi_m/dt$) จะมีค่ามากหรือน้อยขึ้นอยู่กับอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสเบส (di_{B2}/dt), ความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กในช่วงที่หม้อแปลงอิมิตัว (L_m) และอัตราการเปลี่ยนแปลงของความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (L_m) กับกระแสทำแม่เหล็ก (dL_m/di_m) ซึ่งขึ้นกับความชัน (Slope) ของ *B-H Curve* ในช่วงอิมิตัวการเปลี่ยนแปลงของ (i_{B2}/dt) จะขึ้นอยู่กับค่าความต้านทาน R_B และ R_E ความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กจะขึ้นอยู่กับความซาบซึมได้สัมพัทธ์ μ_r และขนาดของแกนหม้อแปลงส่วนการเปลี่ยนแปลงของ (dL_m/di_m) จะขึ้นอยู่กับระดับการอิมิตัวของหม้อแปลงซึ่งขึ้นกับกระแสไหล, ตัวประกอบกำลังของวงจรไหล, และจำนวนรอบของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ N_P จากการวิเคราะห์ในช่วงเวลา $t_3 - t_4$ พบว่าถ้าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสเบส (i_{B2}/dt) มีค่าสูงมากพอจะทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำที่มีค่าสูงกว่าแรงดัน *cut in* ของทรานซิสเตอร์ Q_1 ทำให้ Q_1 นำกระแสได้ ส่วนการนำกระแสผิดพลาดอีกอย่างหนึ่งคือ **การขั้วนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์ที่หยุดนำกระแส (Re-turn-on)** ในช่วงเวลา $t_4 - t_5$ เป็นช่วงเวลาที่กระแสไหลผ่านไดโอด D_1 ที่ต่อขนานกับทรานซิสเตอร์ Q_1 (*freewheeling diode*) ซึ่งในขณะนี้อั้วไดโอด D_1 มีแรงดันฟื้นตัวไปหน้า (*forward recovery voltage*; v_{FD}) ที่มีค่าสูง [ประมาณ 5-10 volt] จะทำให้เกิด (i_{B1}/dt) มีค่าสูงในทิศทางที่ทำให้มีกระแสไหลออกจากขดทุติยภูมิขดที่ 2 (N_{S2}) ไปขั้วนำให้ Q_2 นำกระแสอีกครั้งหนึ่งในช่วงเวลาสั้นๆ หลังจากที่สวิตช์ที่

หยุดนำกระแส ในทำนองเดียวกันเมื่อกระแสไหลด้อยจาก Q_1 ไปยัง D_2 ทำให้ Q_2 เกิด *Pre-turn-on* และ Q_1 จะเกิด *Re-turn-on* สลับกันเช่นนี้ไปเรื่อยๆ

3.4.2 แนวทางแก้ไขการขั้มนำกระแสผิดจังหวะของทรานซิสเตอร์มีดังนี้

จากการวิเคราะห์สาเหตุการเกิดการขั้มนำสวิตช์ผิดจังหวะทั้ง 2 ลักษณะจะเห็นได้ว่าแรงดันเหนี่ยวนำ (*induce voltage*) ที่เกิดขึ้นในจังหวะที่ไม่เหมาะสมมีสาเหตุดังนี้ คือ

- การเปลี่ยนแปลงของกระแสทำแม่เหล็กในขดลวดขั้มนำเบสของหม้อแปลงที่มีผลมาจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสในวงจรขั้มนำที่มีค่าสูง
- การเชื่อมโยงผ่านวงจรแม่เหล็กของแกนหม้อแปลงขั้มนำ ถึงแม่แกนหม้อแปลงจะอิ่มตัวแล้ว การลดปัญหาการขั้มนำสวิตช์ผิดจังหวะที่เกิดจากปัจจัยทั้ง 2 ดังกล่าวข้างต้นนั้นจำเป็นต้องลดปัจจัยที่ทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำลงให้น้อยที่สุด ซึ่งมีวิธีการแตกต่างกันดังนี้ คือ

3.4.3 การลดปัญหาการขั้มนำสวิตช์ก่อนเวลาที่สวิตช์ควรจะนำกระแส (*Pre-turn-on*) การขั้มนำสวิตช์ก่อนเวลาที่สวิตช์ควรจะนำกระแส มักจะเกิดขึ้นเนื่องจากการลดลงของขนาดกระแสไหล i_L และการลดลงของมุมล้าหลังของกระแสไหล i_L เทียบกับแรงดันออกอินเวอร์เตอร์ v_{AB} ที่เป็นผลจากการลดลงของแรงดันไฟตรงด้านเข้า การลดปัญหาดังกล่าวอาจทำได้โดยวิธีการต่างๆ ดังนี้

3.4.3 (ก) การลดการเปลี่ยนแปลงของกระแสในวงจรขั้มนำซึ่งทำโดย

- ต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกับขาเบสของทรานซิสเตอร์เพื่อลดอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสเบส ($\Delta i_B / \Delta t$) ให้มีค่าน้อยลง
- ใช้ค่าความต้านทานที่ขาเบสและขาอิมิตเตอร์มีค่าสูงขึ้นเพื่อลดขนาดกระแสเบสที่ไหลออกจากเบสให้ มีค่าน้อยลงและทำให้ di_B / dt มีค่าลดลง

3.4.3 (ข) การเพิ่มระดับการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลงโดยการเพิ่มขนาดกระแสทำแม่เหล็ก (i_m) ในภาวะการอิ่มตัวโดยการ

- เพิ่มจำนวนรอบของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ N_p เพื่อให้หม้อแปลงอิ่มตัวมากขึ้น จากสมการที่ 3.15 จะเห็นได้ว่า ถ้าต้องการให้หม้อแปลงอิ่มตัวมากขึ้นที่กระแสไหลเท่ากันต้องเพิ่ม

จำนวนรอบทางด้านปฐมภูมิ (N_p) เพื่อลดอัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กกับกระแสทำแม่เหล็ก ($\Delta\phi_m/\Delta i_m$) ในช่วงที่หม้อแปลงออกจากการอิ่มตัว

- เพิ่มกระแสทำแม่เหล็กโดยการเพิ่มกระแสโหลด i_L ขณะที่หม้อแปลงออกจากการอิ่มตัวซึ่งทำได้โดยการออกแบบให้กระแสโหลด i_L ล้าหลังแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ v_{AB} มากขึ้น การเลือกแรงดันไฟตรงด้านเข้าสูงขึ้นเป็นวิธีการหนึ่งในการเพิ่มมุมล้าหลังของกระแสเทียบกับแรงดันออกอินเวอร์เตอร์ แต่ต้องพิจารณาปัจจัยอื่นประกอบด้วย

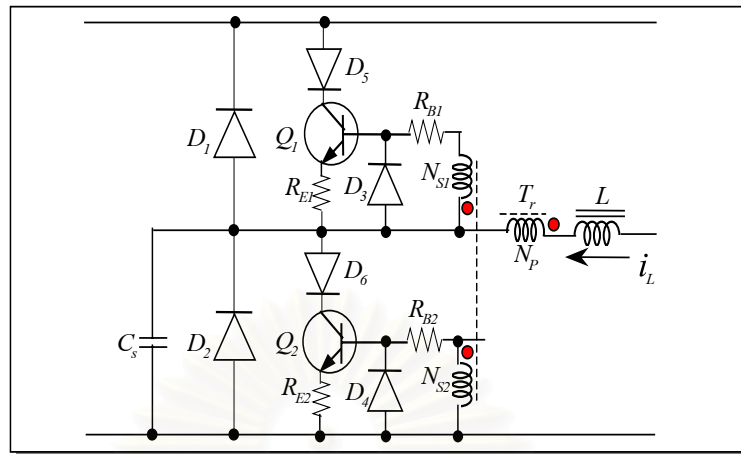
3.4.4 การลดปัญหาการขั้วนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์พังหยุดนำกระแส (Re-turn-on)

การขั้วนำสวิตช์อีกครั้งหนึ่งหลังจากสวิตช์พังหยุดนำกระแส มักจะเกิดขึ้นเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของขนาดกระแสโหลด i_L และการเพิ่มขึ้นของมุมล้าหลังของกระแสโหลดด้วย

3.4.4 (ก) การลดการเปลี่ยนแปลงของกระแสผ่านขดลวดขั้วนำสวิตช์ที่จะนำกระแสในจังหวะถัดไปซึ่งทำได้โดย

- เลือกไดโอดที่ต่อขนานกับทรานซิสเตอร์ (D_1, D_2) ที่มีแรงดันฟื้นตัวไปหน้า (*forward recovery voltage: v_{DI}*) ต่ำ
- ต่อไดโอดอนุกรมกับขาคอลเล็กเตอร์ของตัวทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ตัว (D_3, D_4) เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดกระแสไหลผ่านขดลวดขั้วนำสวิตช์ที่กำลังจะนำกระแสในจังหวะถัดไปเพื่อปิดกั้นกระแสเกิดจากผลแรงดันฟื้นตัวไปหน้าที่มีขนาดสูงของไดโอดหมุนเปล่าขณะที่ไดโอดเริ่มนำกระแส ดังรูปที่ 3.24
- ต่อไดโอด (D_3, D_4) ขนานกับขาเบสและขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์เพื่อช่วยลดกระแสผ่านขดลวดทุติยภูมิลดกระแสผ่านไดโอดหมุนเปล่าโดยการลดกระแสโหลด i_L ดังในรูป 3.21

3.4.4 (ข) การเพิ่มระดับการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลง เช่นเดียวกับลักษณะการลดปัญหาการขั้วนำสวิตช์ก่อนเวลาที่สวิตช์ควรจะนำกระแส



รูปที่ 3.24 ต่อดiode ไอคขนานเพื่อช่วยลดการเกิด *Re-turn on*

ผลการวิเคราะห์วงจรขั้วนำสวิตซ์ที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัวทำให้เห็นสาเหตุการขั้วนำสวิตซ์ผิดจังหวะของวงจรขั้วนำโดยใช้หม้อแปลงอิมิตัวอย่างชัดเจน ซึ่งสาเหตุหลักเกิดจากการเปลี่ยนแปลงของขนาดกระแสไหล i_L และมุมล่าหลังของกระแสไหล i_L เทียบกับแรงดันออกด้านของอินเวอร์เตอร์ซึ่งการเปลี่ยนแปลงทั้งสองกรณีเป็นผลจากการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานโหลดที่แปรตามกำลังที่โหลดเมื่อแรงดันไฟตรงด้านเข้าเปลี่ยนแปลงจากค่าพิกัดมากๆ

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 4

ผลการทดสอบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

4.1 บทนำ

ในบทที่ 3 ได้วิเคราะห์ถึงสาเหตุของการเกิดความเค้น และแนวทางการแก้ไขเนื่องมาจากสาเหตุต่างๆ ดังกล่าว ในบทนี้แสดงผลการทดสอบการวิเคราะห์เพื่อเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎีในบทที่ 3 โดยแบ่งการทดสอบออกเป็นหัวข้อ ดังต่อไปนี้

4.2 ผลการทดสอบความเค้นที่เกิดขึ้นเนื่องจากการจุดหลอดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

เพื่อทดสอบผลการคำนวณทางทฤษฎีของค่าแรงดันจุดหลอด V_{ig} และกระแสจุดหลอด I_{ig} ในตารางที่ 3.2-3.4 ได้มีการทดสอบวัดค่าแรงดันจุดหลอด V_{ig} และกระแสจุดหลอด I_{ig} สำหรับค่า C_{ig} และ L ที่ให้ค่าแรงดันจุดหลอดที่แตกต่างกัน 3 ค่า ดัง ตารางที่ 4.1– 4.3

$I_{ph} (mA)$	0	100	200	300	400	500	600
$R_f (Ohm)$	2.6	3.44	4.71	6.57	7.70	9.50	11.12
$V_{ig} (V_p)$	730.00	707.5	695.00	694.00	690.00	687.00	685.00
$I_{ig} (A_p)$	2.70	2.67	2.65	2.62	2.60	2.55	2.50

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าแรงดันจุดหลอดสูงสุด V_{ig} และ กระแสจุดหลอด I_{ig} สำหรับกระแสอุ่นไส้หลอดค่าต่างๆ เมื่อออกแบบให้แรงดันจุดหลอดสูงสุดที่วงจรรีเลย์เตอร์สามารถสร้างขึ้นได้ในขณะจุดหลอดที่พิกัด $V_{ig} = 800 V_p$ ที่แรงดันไฟตรง $V_{dc} = 280 V$, เมื่อ $C_{ig} = 15.85 nF$ $L = 1.78 mH$, $R_f = 2.6 \Omega$ และความถี่การสวิตช์ $f_s = 33.33 kHz$

$I_{ph} (mA)$	0	100	200	300	400	500	600
$R_f (Ohm)$	2.38	3.22	4.58	6.71	7.05	8.15	9.82
$V_{ig} (V_p)$	770.00	758.00	745.00	740.00	723.50	716.00	711.00
$I_{ig} (A_p)$	2.77	2.62	2.56	2.57	2.60	2.55	2.52

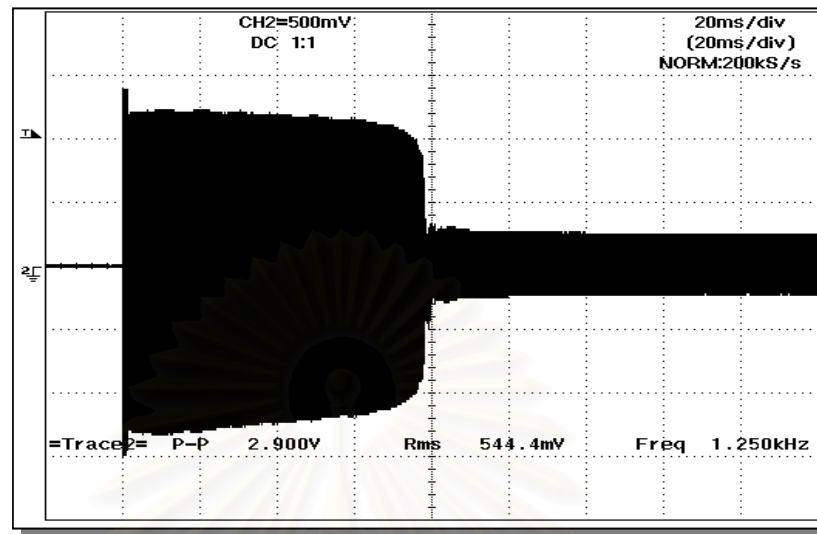
ตารางที่ 4.2 แสดงค่าแรงดันจุดหลอดสูงสุด V_{ig} และ กระแสจุดหลอด I_{ig} สำหรับกระแสอุ่นไส้หลอดค่าต่างๆ เมื่อออกแบบให้แรงดันจุดหลอดสูงสุดที่วงจรอินเวอร์เตอร์สามารถสร้างขึ้นได้ในขณะจุดหลอดที่พิกัด $V_{ig} = 1200 V_p$ ที่แรงดันไฟตรง $V_{dc} = 280 V$, เมื่อ $C_{ig} = 14.70 nF$ $L = 1.81 mH$, $R_f = 2.38 \Omega$ ความถี่การสวิตช์ $f_s = 33.33 kHz$

$I_{ph} (mA)$	0	100	200	300	400	500	600
$R_f (Ohm)$	2.15	3.48	3.85	5.71	6.72	7.38	8.84
$V_{ig} (V_p)$	840.00	816.00	812.00	799.00	796.00	790.50	787.50
$I_{ig} (A_p)$	2.88	2.73	2.70	2.66	2.60	2.56	25.0

ตารางที่ 4.3 แสดงค่าแรงดันจุดหลอดสูงสุด V_{ig} และ กระแสจุดหลอด I_{ig} สำหรับกระแสอุ่นไส้หลอดค่าต่างๆ เมื่อออกแบบให้แรงดันจุดหลอดสูงสุดที่วงจรอินเวอร์เตอร์สามารถสร้างขึ้นได้ในขณะจุดหลอดที่พิกัด $V_{ig} = 1800 V_p$ ที่แรงดันไฟตรง $V_{dc} = 280 V$, เมื่อ $C_{ig} = 13.84 nF$ $L = 1.84 mH$, $R_f = 2.15 \Omega$ ความถี่การสวิตช์ $f_s = 33.33 kHz$

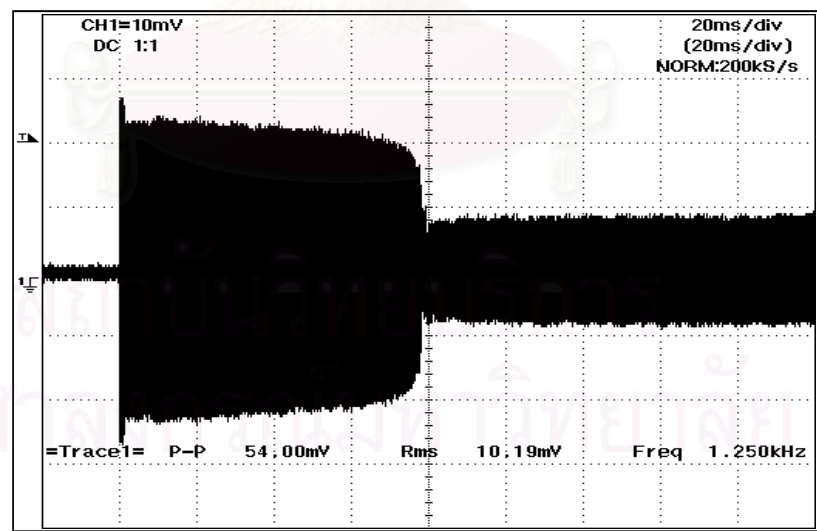
สรุปได้ว่าค่าที่ทดลองได้มีค่าที่ใกล้เคียงกับค่าการคำนวณจากตารางที่ 3.2-3.4 ในกรณีที่ยังไม่มีกระแสรุ่งแสง (glow current)

ได้วัดค่ากระแสจุดหลอด (I_{ig}) และแรงดันจุดหลอด (V_{ig}) ตามค่าของพารามิเตอร์ที่ได้แสดงไว้แล้วในตารางที่ 3.1 บทที่ 3 เพื่อให้หลอดมีกำลังที่พิกัด 32 วัตต์ ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า (V_{dc}) = 280 โวลต์, ความถี่การสวิตช์ (f_s) มีค่าคงที่ที่ 33.33 KHz โดยในรูปที่ 4.1-4.7 แสดงค่ากระแสและแรงดันจุดหลอดเมื่อไม่มีการอุ่นไส้หลอด สำหรับค่าตัวเหนี่ยวนำ (L) = 1.78 mH, ตัวเก็บประจุ (C_{ig}) = 15.85 nF ซึ่งเป็นจุดที่มีแรงดันจุดหลอดสูงสุดที่อินเวอร์เตอร์สามารถสร้างขึ้นได้ในขณะจุดหลอด $V_{ig} = 800 V_p$



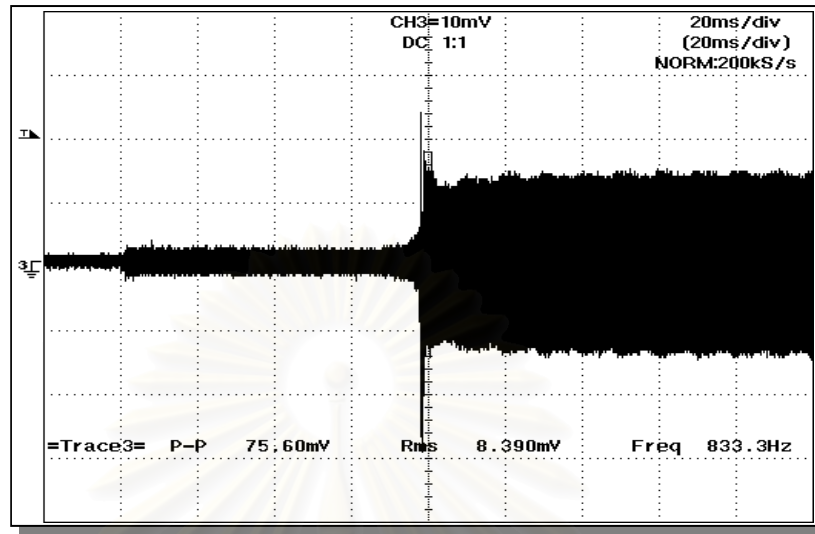
$$V_{ig} = 250 \text{ V/DIV}; \text{Time} = 20 \text{ mSec/DIV}$$

รูปที่ 4.1 แรงดันจุดหลอด (V_{ig}) เมื่อ $V_{dc} = 280V$ สำหรับค่า $L = 1.78 \text{ mH}$, $C_{ig} = 15.85 \text{ nF}$, $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อไม่มีการอุ่นไส้หลอด เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์



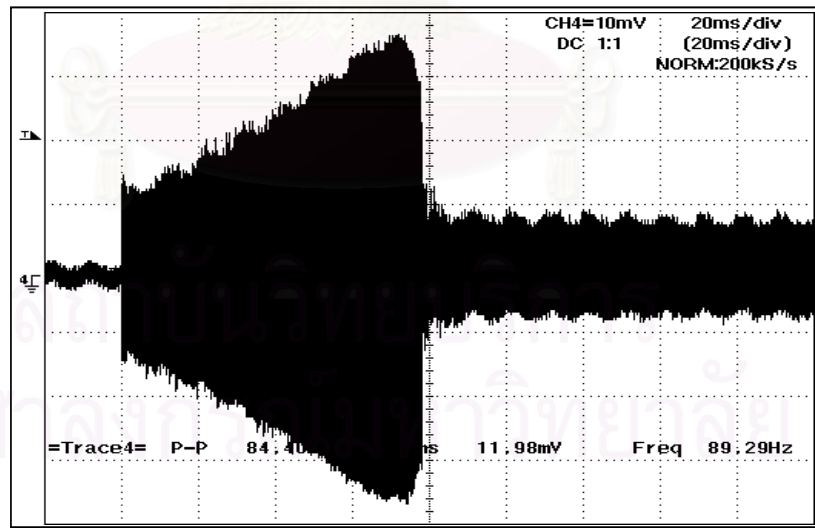
$$I_{ig} = 1 \text{ A/DIV}; \text{Time} = 20 \text{ mSec/DIV}$$

รูปที่ 4.2 กระแสจุดหลอด (I_{ig}) เมื่อ $V_{dc} = 280V$ สำหรับค่า $L = 1.78 \text{ mH}$, $C_{ig} = 15.85 \text{ nF}$, $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อไม่มีการอุ่นไส้หลอด เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์



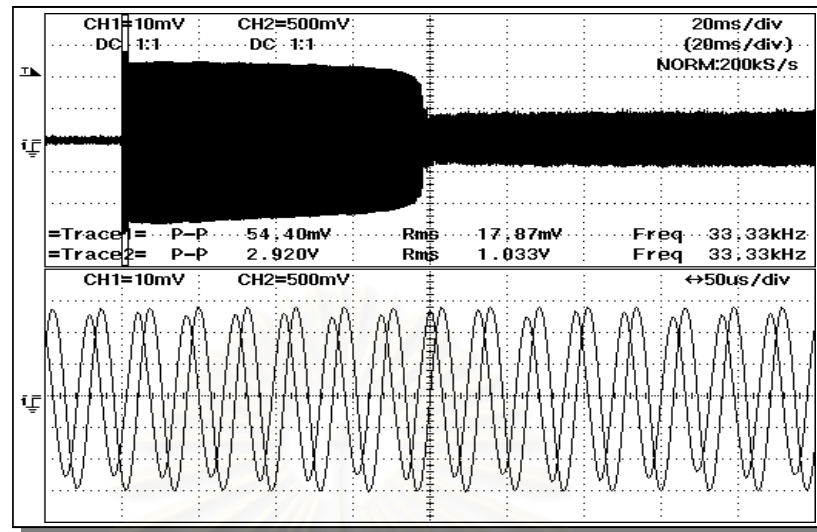
$$I_f = 500 \text{ mA/DIV} ; \text{Time} = 20 \text{ mSec/DIV}$$

รูปที่ 4.3 กระแสผ่านโหลด (I_f) เมื่อ $V_{dc} = 280V$ สำหรับ $L = 1.78 \text{ mH}$, $C_{ig} = 15.85 \text{ nF}$,
 $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อไม่มีการอุ่นโหลด เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์



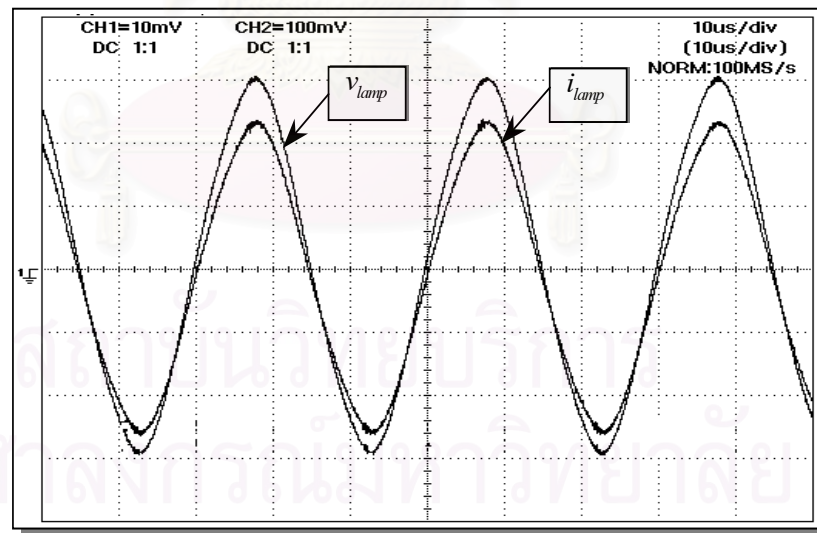
$$V_f = 5 \text{ V/DIV} ; \text{Time} = 20 \text{ mSec/DIV}$$

รูปที่ 4.4 แรงดันคร่อมโหลด (V_f) เมื่อ $V_{dc} = 280V$ สำหรับค่า $L = 1.78 \text{ mH}$,
 $C_{ig} = 15.85 \text{ nF}$, $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อไม่มีการอุ่นโหลด เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด



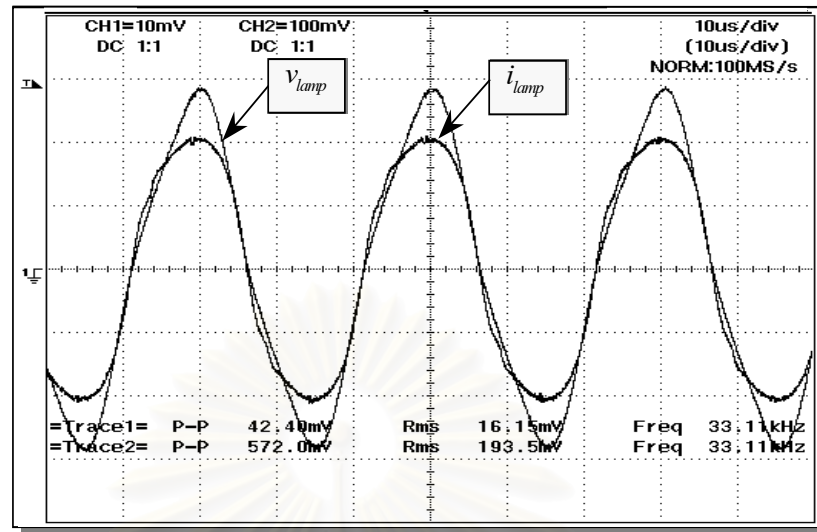
$$V_{ig} = 250 \text{ V/DIV} ; I_{ig} = 1 \text{ A/DIV} ; \text{Time} = 20 \text{ mSec/DIV}$$

รูปที่ 4.5 แรงดันจุดหลอด และกระแสจุดหลอด เมื่อ $V_{dc} = 280 \text{ V}$ สำหรับ $L = 1.78 \text{ mH}$,
 $C_{ig} = 15.85 \text{ nF}$, $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อไม่มีการอุ่นไส้หลอด เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด



$$V_{lamp} = 50 \text{ V/DIV} ; I_{lamp} = 0.2 \text{ A/DIV} ; \text{Time} = 10 \text{ uSec/DIV}$$

รูปที่ 4.6 แรงดันคร่อมตัวต้านทานและกระแสผ่านตัวต้านทานค่า 312.5 Ω สำหรับค่า
 $L = 1.78 \text{ mH}$, $C_{ig} = 15.85 \text{ nF}$, $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์



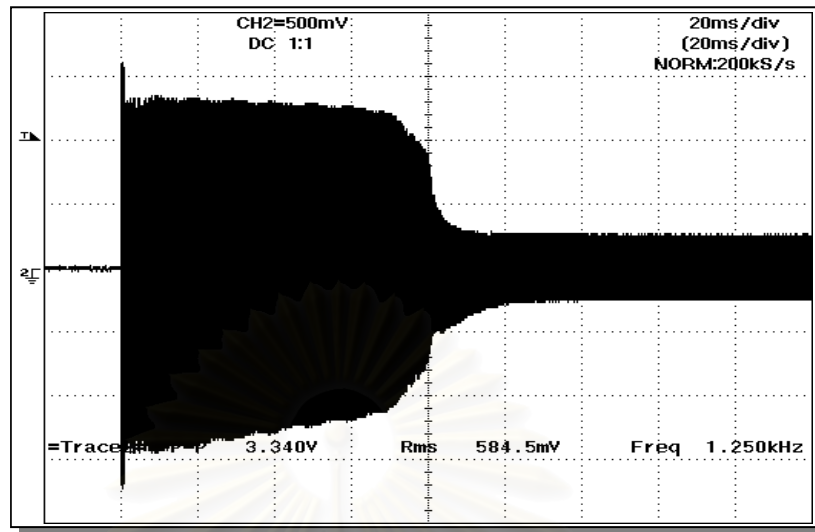
$$V_{lamp} = 50 \text{ V/DIV} ; I_{lamp} = 0.2 \text{ A/DIV} ; \text{Time} = 10 \mu\text{Sec/DIV}$$

รูปที่ 4.7 แรงดันคร่อมและกระแสผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์ สำหรับค่า $L = 1.78 \text{ mH}$,
 $C_{ig} = 15.85 \text{ nF}$, $f_s = 33.11 \text{ kHz}$ ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์

จากรูปที่ 4.1 – 4.7 จะให้เห็นว่าในการจุดหลอดให้ติดสว่างสำหรับการเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุที่แรงดันจุดหลอด 800 V_p

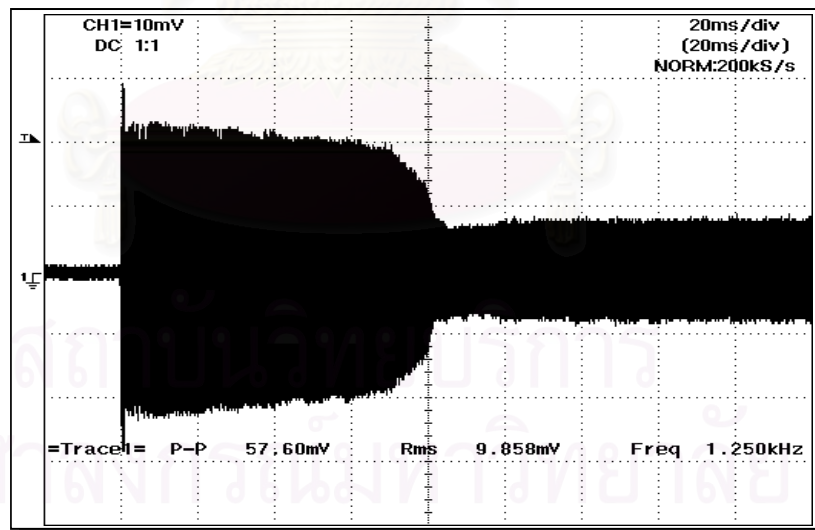
รูปที่ 4.8-4.11 แสดงค่ากระแสและแรงดันจุดหลอดเมื่อไม่มีการอุ่นไส้หลอด สำหรับค่าตัวเหนี่ยวนำ (L) = 1.84 mH, ตัวเก็บประจุ (C_{ig}) = 13.84 nF ซึ่งเป็นจุดที่มีแรงดันจุดหลอดสูงสุดที่อินเวอร์เตอร์สามารถสร้างขึ้นได้ในขณะจุดหลอด $V_{ig} = 1800 \text{ V}_p$

สถาบันวิทยบริการ
 จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



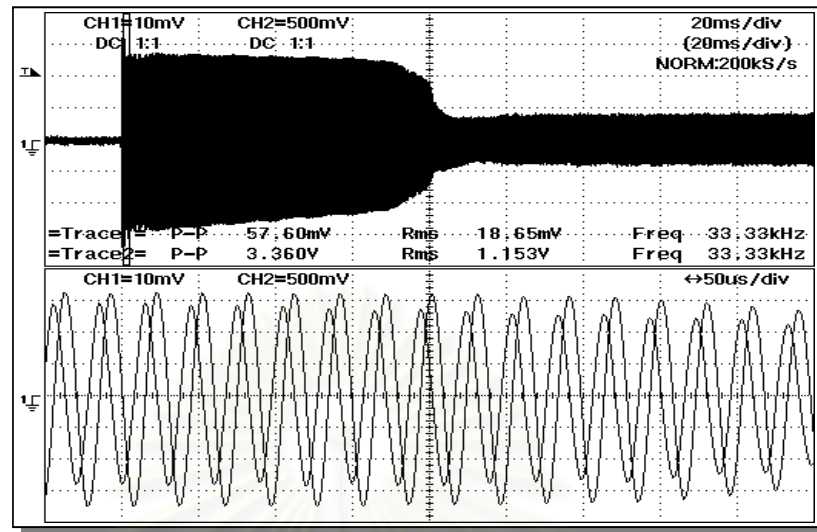
$$V_{ig} = 250 \text{ V/DIV}; \text{Time}=20\text{mSec/DIV}$$

รูปที่ 4.8 แรงดันจุดหลอด (V_{ig}) เมื่อ $V_{dc} = 280V$ สำหรับค่า $L = 1.84 \text{ mH}$, $C_{ig} = 13.84 \text{ nF}$
 $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อไม่มีการอุ่นไส้หลอด เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์



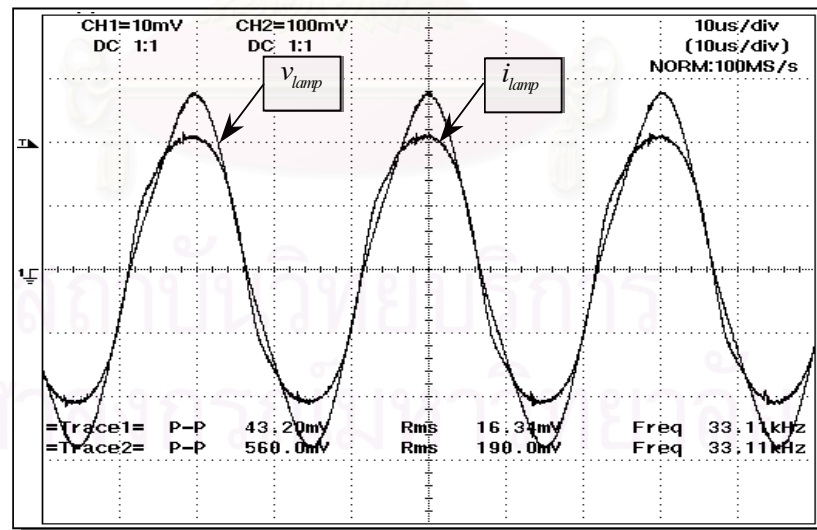
$$I_{ig} = 1 \text{ A/DIV}; \text{Time}=20\text{mSec/DIV}$$

รูปที่ 4.9 กระแสจุดหลอด (I_{ig}) เมื่อ $V_{dc} = 280V$ สำหรับค่า $L = 1.84 \text{ mH}$, $C_{ig} = 13.84 \text{ nF}$
 $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อไม่มีการอุ่นไส้หลอด เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์



$$V_{ig} = 250 \text{ V/DIV}; I_{ig} = 1 \text{ A/DIV}; \text{Time} = 2 \text{ mSec/DIV}$$

รูปที่ 4.10 แรงดันจุดโหลด และกระแสจุดโหลด เมื่อ $V_{dc} = 280 \text{ V}$ สำหรับ $L = 1.84 \text{ mH}$,
 $C_{ig} = 13.84 \text{ nF}$, $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อไม่มีการอุ่นไส้หลอด เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด
 32 วัตต์

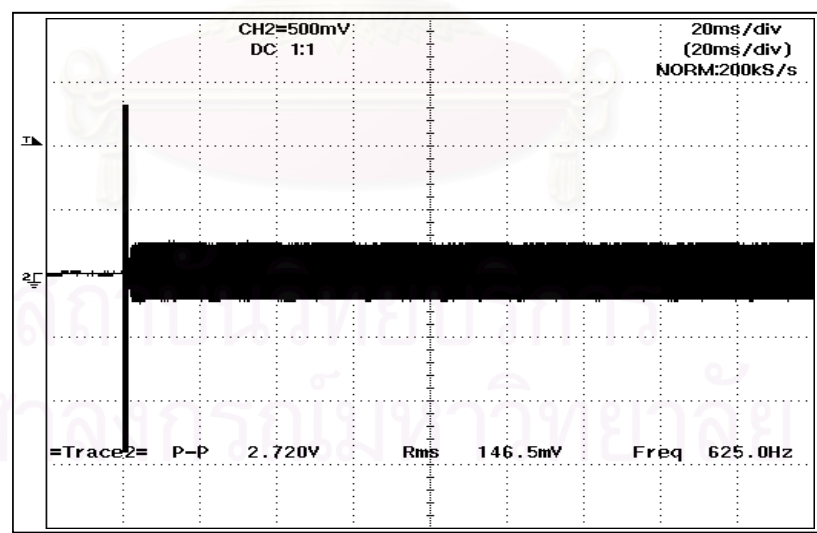


$$V_{lamp} = 50 \text{ V/DIV}; I_{lamp} = 0.2 \text{ A/DIV}; \text{Time} = 10 \text{ uSec/DIV}$$

รูปที่ 4.11 แรงดันคร่อมและกระแสผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์ สำหรับค่า $L = 1.84 \text{ mH}$,
 $C_{ig} = 13.84 \text{ nF}$, $f_s = 33.11 \text{ kHz}$ ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์

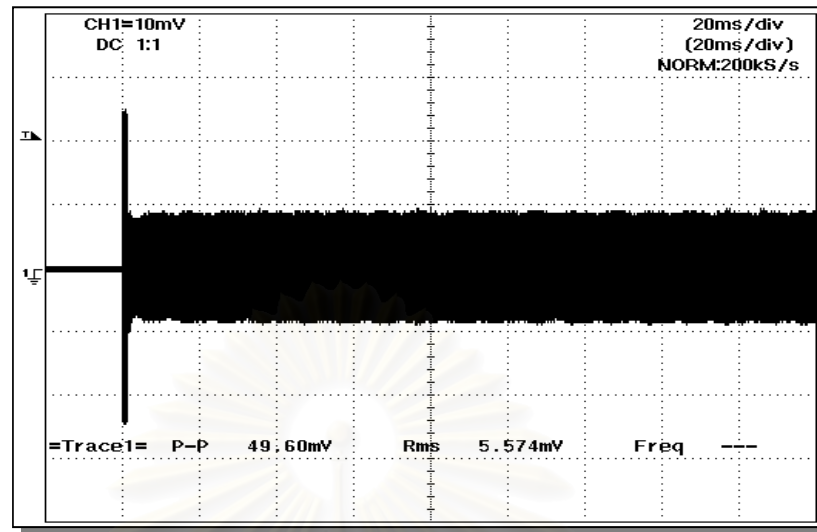
จากรูปที่ 4.1-4.11 แสดงให้เห็นว่าในการเลือกค่าของวงจรจุดหลอด ซึ่งประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ (L) และตัวเก็บประจุ (C_{ig}) จะทำให้มีขนาดกระแสและแรงดันจุดหลอดที่ต่างกัน โดยถ้าเลือกค่าตัวเก็บประจุที่มีค่าใหญ่จะทำให้สามารถช่วยลดขนาดกระแสและแรงดันจุดหลอดลงได้ซึ่งก็จะช่วยให้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และหลอดฟลูออเรสเซนต์มีอายุในการใช้งานนานขึ้น แต่อย่างไรก็ดี การเลือกค่าตัวเก็บประจุเพื่อลดขนาดของกระแสและแรงดันจุดหลอดก็ยังมีค่าสูงอยู่ ดังนั้นถ้าเลือกค่าตัวเก็บประจุค่าใหญ่แล้วต้องการให้กระแสและแรงดันจุดหลอดมีค่าลดลงอีกจะต้องอุ่นไส้หลอดโดยที่กระแสอุ่นไส้ต้องมีค่าที่เหมาะสม ดังผลการทดสอบในรูปที่ 4.12 – 4.18

การจุดหลอดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีการอุ่นไส้หลอด (pre-heat) ก่อนการจุดหลอด จะทำให้กระแสและแรงดันจุดหลอดมีขนาดลดลงซึ่งส่งผลกระทบต่อความเค้นที่เกิดกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และหลอดฟลูออเรสเซนต์ ดังแสดงในรูปที่ 4.12 - 4.18 ซึ่งแสดงค่ากระแสและแรงดันจุดหลอดเมื่อมีการอุ่นไส้หลอดด้วยกระแสอุ่นไส้ $I_{ph} = 600$ mA โดยให้หลอดมีกำลังที่พิกัด 32 วัตต์ ที่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (V_{dc}) = 280 โวลต์, ความถี่การสวิตช์ (f_s) มีค่าคงที่ที่ 33.33 kHz สำหรับค่าตัวเหนี่ยวนำ (L) = 1.78 mH, ตัวเก็บประจุ (C_{ig}) = 15.85 nF ผลการทดสอบ ได้แสดงดังรูปที่ 4.12 ถึงรูปที่ 4.14



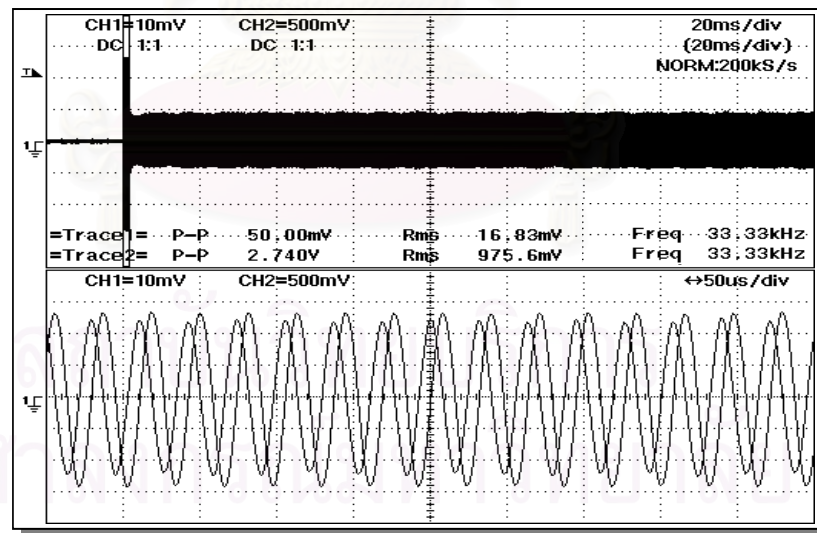
$$V_{ig} = 250 \text{ V/DIV}; \text{Time} = 20 \text{ mSec/DIV}$$

รูปที่ 4.12 แรงดันจุดหลอด (V_{ig}) เมื่อ $V_{dc} = 280V$ สำหรับค่า $L = 1.78 \text{ mH}$, $C_{ig} = 15.85 \text{ nF}$
 $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อมีการอุ่นไส้หลอดด้วย $I_{ph} = 600 \text{ mA}$ ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์



$$I_{ig} = 1A/DIV ; Time = 20 Sec/DIV$$

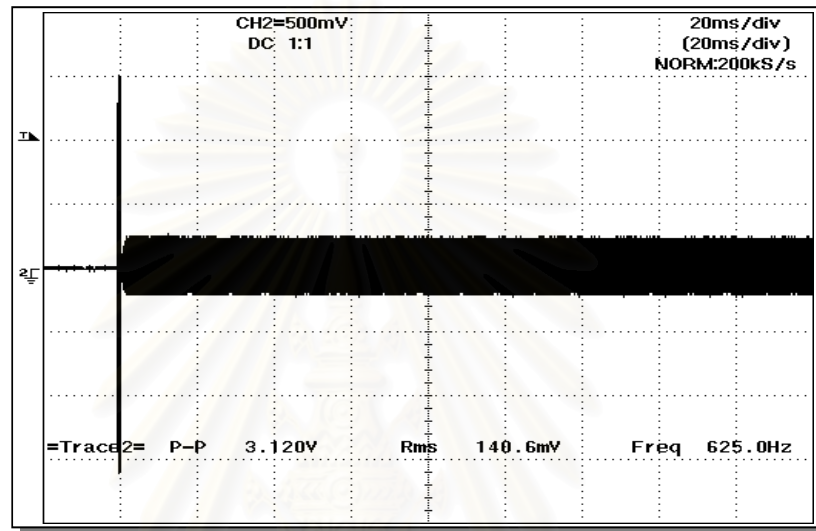
รูปที่ 4.13 กระแสจุดหลอด (I_{ig}) เมื่อ $V_{dc} = 280V$ สำหรับค่า $L = 1.78 mH$, $C_{ig} = 15.85 nF$
 $f_s = 33.33 kHz$ เมื่อมีการอุ่นไส้หลอดด้วย $I_{ph} = 600mA$ ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์



$$I_{ig} = 1 A/DIV ; V_{ig} = 250 V/DIV ; Time = 20 mSec/DIV$$

รูปที่ 4.14 แรงดันจุดหลอด และกระแสจุดหลอด เมื่อ $V_{dc} = 280V$ สำหรับ $L = 1.78 mH$,
 $C_{ig} = 15.85 nF$ $f_s = 33.33 kHz$ เมื่อมีการอุ่นไส้หลอดด้วย $I_{ph} = 600mA$ ได้กำลัง
 ออกที่พิกัด 32 วัตต์

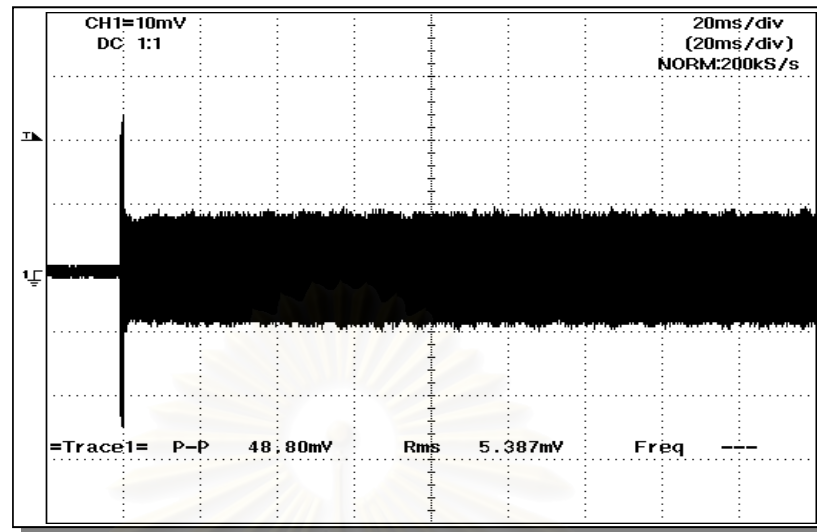
ในรูปที่ 4.15 - 4.18 ซึ่งแสดงค่าแรงดันและกระแสจุดโหลดเมื่อมีการอุ่นไส้หลอดด้วย กระแสอุ่นไส้ $I_{ph} = 600 \text{ mA}$ โดยให้หลอดมีกำลังที่พิกัด 32 วัตต์ ที่แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (V_{dc}) = 280 โวลต์, ความถี่การสวิตช์ (f_s) มีค่าคงที่ที่ 33.33 kHz สำหรับค่าตัวเหนี่ยวนำ (L) = 1.84 mH, ตัวเก็บประจุ (C_{ig}) = 13.84 nF ผลการทดสอบ ได้แสดงดังรูปที่ 4.15 ถึงรูปที่ 4.18



$$V_{ig} = 250 \text{ V/DIV}; \text{Time} = 20 \text{ mSec/DIV}$$

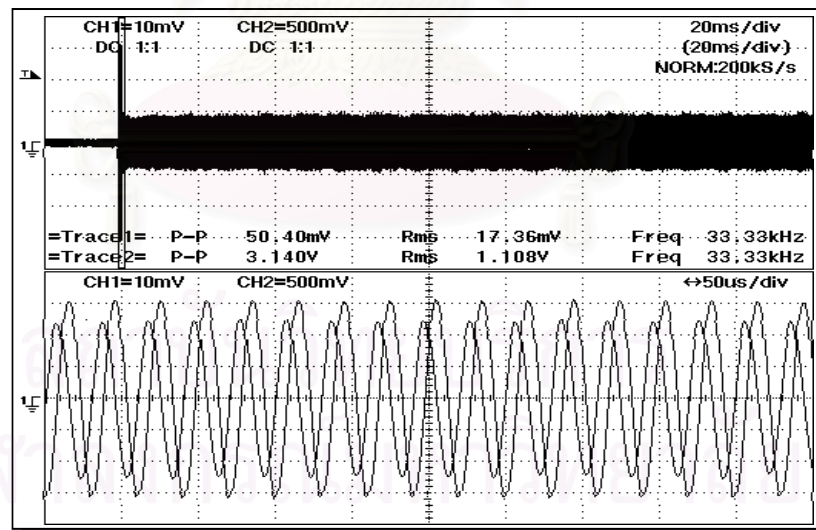
รูปที่ 4.15 แรงดันจุดโหลด (V_{ig}) เมื่อ $V_{dc} = 280 \text{ V}$ สำหรับค่า $L = 1.84 \text{ mH}$, $C_{ig} = 13.84 \text{ nF}$
 $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อมีการอุ่นไส้หลอดด้วย $I_{ph} = 600 \text{ mA}$ ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์

สถาบันวิทยบริการ
 จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



$$I_{ig} = 1 \text{ A/DIV} ; \text{Time} = 20 \text{ mSec/DIV}$$

รูปที่ 4.16 กระแสจุดหลอด (I_{ig}) เมื่อ $V_{dc} = 280V$ สำหรับค่า $L = 1.84 \text{ mH}$, $C_{ig} = 13.84 \text{ nF}$
 $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อมีการอุ่นไส้หลอดด้วย $I_{ph} = 600 \text{ mA}$ ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์



$$V_{ig} = 250 \text{ V/DIV} ; I_{ig} = 1 \text{ A/DIV} ; ; \text{Time} = 20 \text{ mSec/DIV}$$

รูปที่ 4.17 แรงดันจุดหลอด และกระแสจุดหลอด เมื่อ $V_{dc} = 280V$ สำหรับ $L = 1.84 \text{ mH}$,
 $C_{ig} = 13.84 \text{ nF}$ $f_s = 33.33 \text{ kHz}$ เมื่อมีการอุ่นไส้หลอดด้วย $I_{ph} = 600 \text{ mA}$ ได้กำลัง
 ออกที่พิกัด 32 วัตต์

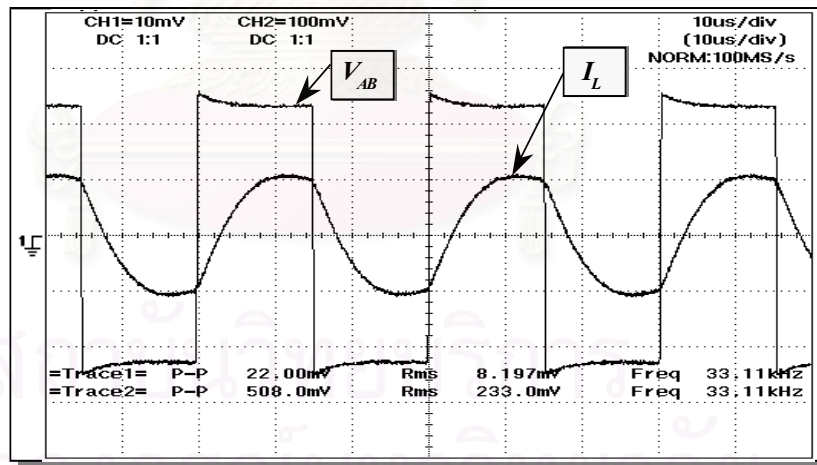
เมื่อบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จุดหลอดให้ติดสว่างแล้ว (ทั้งที่ไม่มีการอุ่นไส้หลอดและมีการอุ่นไส้หลอดก่อนการจุดหลอด) จะทำให้กำลังที่หลอดมีค่าที่พิกัด คือ 31.25 วัตต์และ 31.046 วัตต์ดังแสดงในรูปที่ 4.7 และ รูปที่ 4.11 ด้านบน ตามลำดับ



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

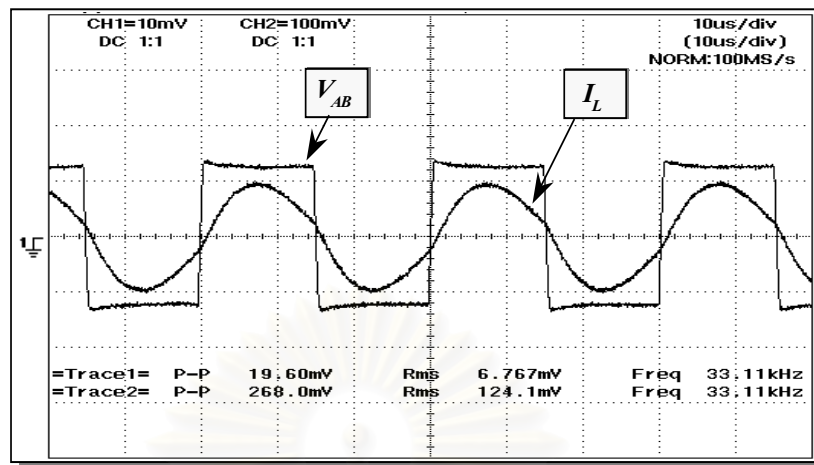
4.3 ผลการทดสอบความเค้นที่เกิดขึ้นเนื่องจากการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ไม่เป็นแบบภาคแรงดันศูนย์

เพื่อทดสอบผลการคำนวณทางทฤษฎีได้ออกแบบค่า L และ C_{ig} เพื่อให้หลอดมีกำลังพิกัด 32 W ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้าอินเวอร์เตอร์มีค่า 230 V และความถี่การสวิตช์ $f_s = 33\text{ kHz}$ โดยที่ $L=1.5\text{mH}$, $C_{ig}=12\text{nF}$ ให้ค่า $f_o = 37.513\text{ kHz}$ ซึ่งสูงกว่า f_s แสดงรูปคลื่นกระแสโหลด (i_L) และแรงดันด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ (v_{AB}) สำหรับเงื่อนไขต่างๆกันจะเห็นได้ว่าที่แรงดันพิกัด กระแสและแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์จะมีมุมเฟสประมาณ 42.28 องศา แต่เมื่อมีการลดแรงดันไฟตรงจากพิกัดลงเหลือ 125 V ทำให้ค่าความต้านทานสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ R_{lamp} เพิ่มขึ้นจาก $312\ \Omega$ เป็น $690\ \Omega$ กระแสโหลด i_L กับแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ v_{AB} มีเฟสใกล้เคียงกัน โดยผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 3.14-3.16 และการทดลองในรูปที่ 4.18-4.19 ใกล้เคียงสมการมาก ถ้ายังคงลดแรงดันต่อไปก็จะทำให้ค่า R_{lamp} มีค่าเพิ่มขึ้นเรื่อยๆ และส่งผลให้ i_L นำหน้า v_{AB} ซึ่งจะทำให้ความเค้น (*stress*) ในสวิตช์และกำลังสูญเสีย (*loss*) เพิ่มมากขึ้นอันจะเป็นผลเสียต่อความเชื่อถือได้ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ดังแสดงในรูปที่ 4.18 - รูปที่ 4.19



$$V_{lamp} = 50\text{ V/DIV}; I_{lamp} = 0.5\text{ A/DIV}; \text{Time} = 10\text{uSec/DIV}$$

รูปที่ 4.18 รูปคลื่นผลการทดลอง v_{AB} และ i_L ที่แรงดันด้านเข้า 230 V โดยใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์เป็นโหลด เมื่อ $L=1.5\text{mH}$, $C_{ig}=12\text{nF}$



$$V_{lamp} = 50 \text{ V/DIV} ; I_{lamp} = 0.5 \text{ A/DIV} ; \text{Time} = 10 \mu\text{Sec/DIV}$$

รูปที่ 4.19 รูปคลื่นผลการทดลอง i_L และ v_{AB} ที่แรงดันด้านเข้า 125 โวลต์ โดยใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์เป็นโหลด เมื่อ $L=1.5\text{mH}$, $C_{ig}=12\text{nF}$

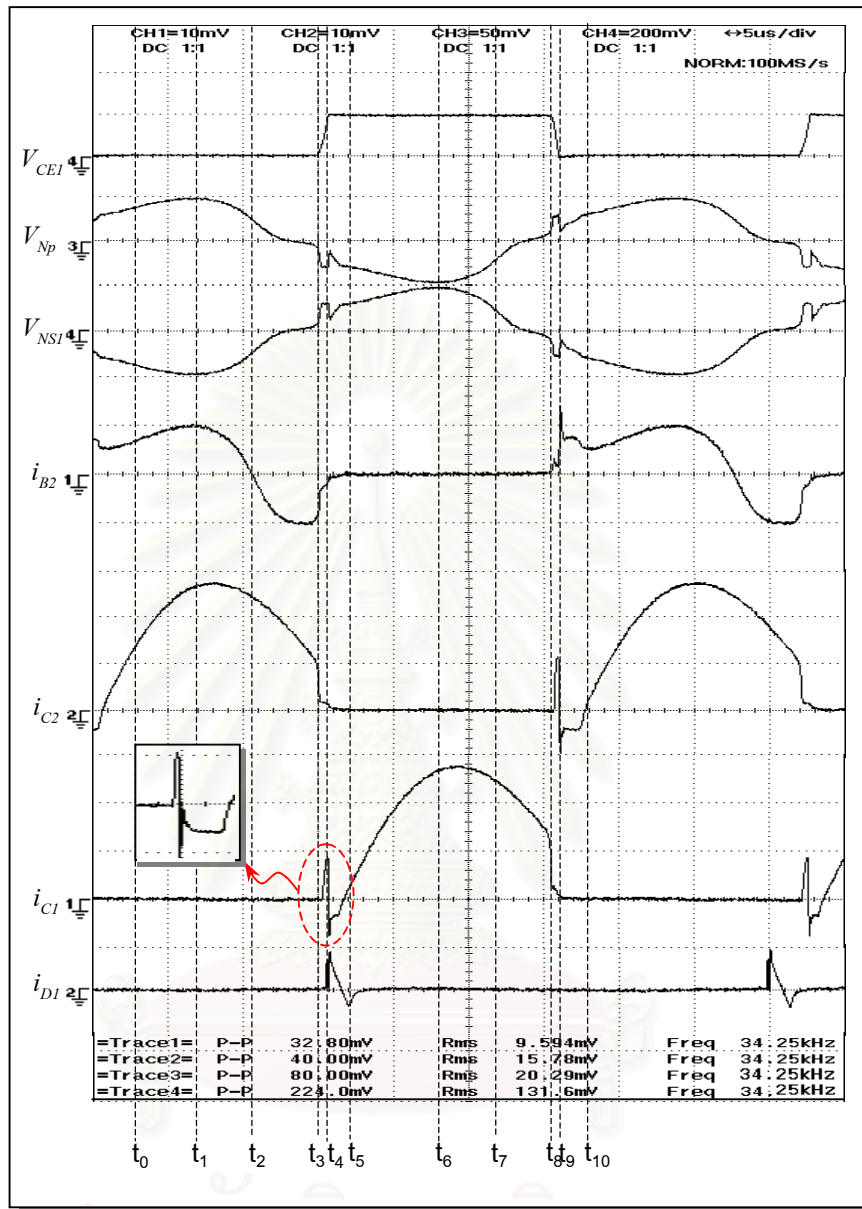
จากการวิเคราะห์จะเห็นได้ว่าขอบเขตของแรงดันไฟตรงด้านเข้า (V_{dc}) ที่สามารถลดลงต่ำสุด โดยสวิตช์ยังทำงานแบบเรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ซึ่งจะขึ้นอยู่กับการออกแบบค่า L , C_{ig} และการเลือกความถี่การสวิตช์ f_s โดยทั่วไปตัวประกอบคุณภาพโหลดที่พิกัด (Q_{rate}) จะน้อยกว่าหนึ่งกระแสโหลด i_L จึงถ้าหลังแรงดันออกอินเวอร์เตอร์ v_{AB} การลดแรงดันลงทำให้ Q_L สูงขึ้น เมื่อ f_r เพิ่มขึ้นหา f_o ในกรณี $f_s < f_o$ เมื่อ $f_r = f_s$ ทำให้ i_L มีเฟสตรงกันกับ v_{AB} และ i_L จะมีโอกาสนำหน้า v_{AB} เมื่อ f_r มากกว่า f_s แต่ ในกรณี $f_s > f_o$ ทำให้ f_s มากกว่า f_r เสมอไม่ว่าตัวประกอบคุณภาพโหลดจะมีค่าสูงเท่าไรก็ตาม เนื่องจาก f_r จะมีค่าสูงสุดเท่ากับ f_o เมื่อ Q_L มีค่าเป็นอนันต์ ดังนั้นกระแสโหลดจึงถ้าหลังแรงดันออกอินเวอร์เตอร์เสมอ จากการศึกษาพบว่าเมื่อ V_{dc} มีค่าต่ำ $f_s < f_o$ แต่เมื่อ V_{dc} มีค่ามากกว่า 280 V ความถี่การสวิตช์ f_s จะมีค่ามากกว่า f_o เมื่อแรงดันไฟตรงมีค่าลดลงจนหลอดดับก็จะไม่ทำให้กระแสโหลด i_L นำหน้าแรงดันออกอินเวอร์เตอร์ v_{AB} ได้เลยเพราะ f_r จะมีค่าสูงสุดเท่ากับ f_o ซึ่งจะเห็นได้ว่าขนาดและการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟตรงด้านเข้าอินเวอร์เตอร์จะมีผลต่อการทำงานของสวิตช์ ซึ่งจะส่งผลกระทบต่อความเชื่อถือได้ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

4.4 ผลการทดสอบความเค้นที่เกิดขึ้นเนื่องจากการขับนำสวิตช์ที่ผิดจังหวะของวงจรขับนำเบสที่ใช้หม้อแปลงอิมตัว

การทดสอบผลการวิเคราะห์สาเหตุ และแนวทางแก้ไขการขับนำสวิตช์ที่ผิดจังหวะทั้ง 2 ลักษณะ ซึ่งส่วนใหญ่มีสาเหตุมาจากมีแรงดันเหนี่ยวนำค่าสูงเกิดขึ้นในจังหวะที่ไม่เหมาะสม โดยมีสาเหตุจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสทำแม่เหล็กที่มีผลมาจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสในวงจรขับนำที่มีค่าสูง และการเชื่อมโยงผ่านวงจรแม่เหล็กของแกนหม้อแปลงขับนำ ดังนั้นในการลดปัญหาการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะที่เกิดจากปัจจัยทั้ง 2 ดังกล่าวข้างต้นจำเป็นต้องลดปัจจัยที่ทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำลงให้น้อยที่สุด ซึ่งมีวิธีการที่แตกต่างกันในแต่ละกรณี ดังนี้ คือ การลดปัญหาการขับนำสวิตช์ก่อนเวลาที่สวิตช์ควรจะนำกระแส (*Pre-turn-on*) และ การลดปัญหาการขับนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์ที่หยุดนำกระแส (*Re-turn-on*)

การทดสอบผลการวิเคราะห์สาเหตุ และแนวทางแก้ไขการขับนำสวิตช์ที่ผิดจังหวะโดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ รูปที่ 4.20 เป็นรูปคลื่นของกระแสและแรงดันของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ได้มีการเลือกค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในวงจรขับนำเบส และแกนหม้อแปลงอิมตัวในลักษณะที่เอื้อต่อการเกิดขับนำสวิตช์ก่อนเวลาที่สวิตช์ควรจะนำกระแส เมื่อแรงดันด้านไฟตรงด้านเข้า V_{dc} ลดลงเหลือ 100 V โดยมีพารามิเตอร์ของวงจรขับนำเบส ดังนี้ $R_B = 10\ \Omega$, $R_E = 1\ \Omega$, $N_p = 3$ รอบ, $N_s = 5$ รอบ พื้นที่หน้าตัดของหม้อแปลงอิมตัว (A_c) = $6.51 \times 10^{-6}\text{ m}^2$, ความยาวทางเดินแม่เหล็ก (l_m) = 0.0223 m และมีค่าพารามิเตอร์ของวงจรจุดหลอดคือ $L = 1.56\text{ mH}$, $C_{ig} = 15\text{ nF}$ จะเห็นได้ว่าการเกิดการขับนำสวิตช์ผิดพลาด ซึ่งเรียกว่า การขับนำสวิตช์ก่อนเวลาที่สวิตช์ควรจะนำกระแส (*Pre-turn-on*) ดังแสดงในรูปที่ 4.20

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

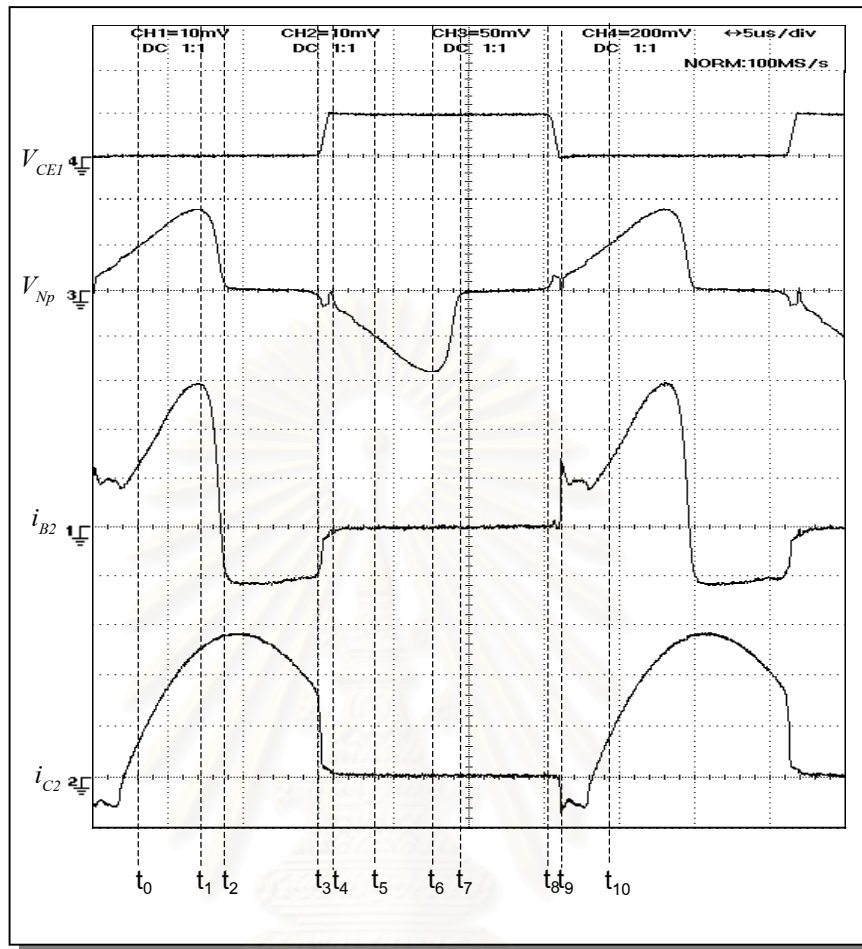


$v_{Np} = 2.5 \text{ V/DIV}$, $v_{Np} = 100 \text{ V/DIV}$, $I_B = 100 \text{ mA/DIV}$, $I_C, I_{D1} = 200 \text{ mA/DIV}$; Time = 10 $\mu\text{Sec/DIV}$

รูปที่ 4.20 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้าลดลง
เหลือ 100 V และมีค่า $L=1.56 \text{ mH}$, $C_{ig}=15 \text{ nF}$

4.4.1 การลดปัญหาการขับนำสวิตช์ก่อนเวลาที่สวิตช์ควรจะนำกระแส (Pre-turn-on)

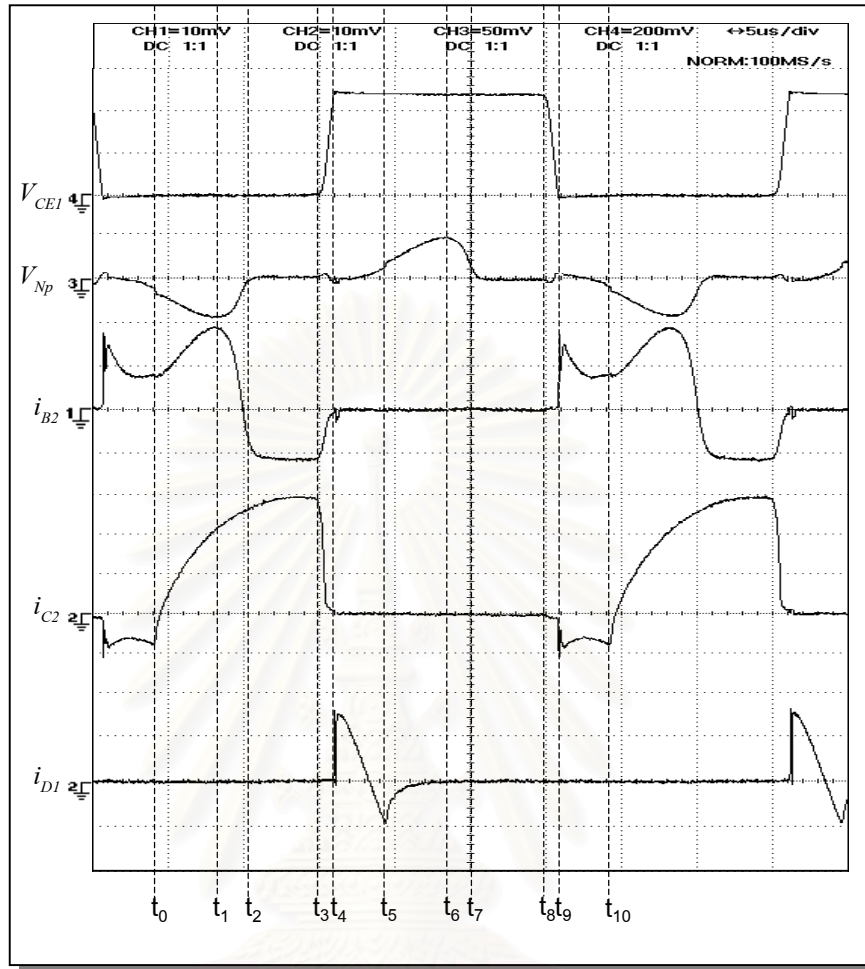
เพื่อเป็นการยืนยันผลการวิเคราะห์ถึงสาเหตุและแนวทางการแก้ไขการขับนำสวิตช์ก่อนเวลาที่สวิตช์ควรจะนำกระแสด้วยวิธีการดังกล่าวข้างต้น โดยการเพิ่มระดับการอิมิตัวของแกนหม้อแปลงเพื่อเพิ่มขนาดกระแสทำแม่เหล็กในภาวะอิมิตัว (i_m) โดยการเพิ่มจำนวนรอบของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ (N_p) เพื่อให้หม้อแปลงอิมิตัวมากขึ้น เมื่อแรงดันด้านไฟตรงด้านเข้า V_{dc} ลดลงเหลือ 100 V โดยมีพารามิเตอร์ของวงจรขับนำเบส ดังนี้ $R_b = 10\ \Omega$, $R_E = 1\ \Omega$, $N_p = 6$ รอบ, $N_s = 5$ รอบ พื้นที่หน้าตัดของหม้อแปลงอิมิตัว (A_c) = $6.51 \times 10^{-6}\text{ m}^2$, ความยาวทางเดินแม่เหล็ก (l_m) = 0.0223 m และมีค่าพารามิเตอร์ของวงจรจุดหลอด คือ $L = 1.56\text{ mH}$, $C_{ig} = 15\text{ nF}$ จะเห็นได้ว่าการเกิดการขับนำสวิตช์ผิดพลาด ดังรูปที่ 4.21



$v_{Np} = 2.5 \text{ V/DIV}$, $v_{Np} = 100 \text{ V/DIV}$, $I_B = 100 \text{ mA/DIV}$, $I_C, I_{D1} = 200 \text{ mA/DIV}$; $\text{Time} = 10 \text{ uSec/DIV}$

รูปที่ 4.21 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้าลดลงเหลือ 100 V และมีค่า $L=1.56 \text{ mH}$, $C_{ig}=15 \text{ nF}$

และโดยการเพิ่มระดับการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลงเพื่อเพิ่มขนาดกระแสทำแม่เหล็กในภาวะอิ่มตัว (i_m) โดยการเพิ่มแรงดันไฟฟ้กระแสตรงด้านเข้า (V_{dc}) เพื่อให้หม้อแปลงอิ่มตัวมากขึ้น จาก $V_{dc} = 100 \text{ V}$ เป็น 230 V โดยมีพารามิเตอร์ของวงจรขั้วนำเบส ดังนี้ $R_B = 10 \Omega$, $R_E = 1 \Omega$, $N_p = 6$ รอบ, $N_s = 5$ รอบ พื้นที่หน้าตัดของหม้อแปลงอิ่มตัว (A_c) $= 6.51 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$, ความยาวทางเดินแม่เหล็ก (l_m) $= 0.0223 \text{ m}$ และมีค่าพารามิเตอร์ของวงจรจุดหลอด คือ $L = 1.56 \text{ mH}$, $C_{ig} = 15 \text{ nF}$ จะเห็นได้ว่าการเกิดการขั้วนำสวิทช์ผิดพลาด ดังรูปที่ 4.22



$v_{Np} = 2.5 \text{ V/DIV}$, $v_{Np} = 100 \text{ V/DIV}$, $I_B = 100 \text{ mA/DIV}$, $I_C, I_{D1} = 200 \text{ mA/DIV}$; Time = 10 $\mu\text{Sec/DIV}$

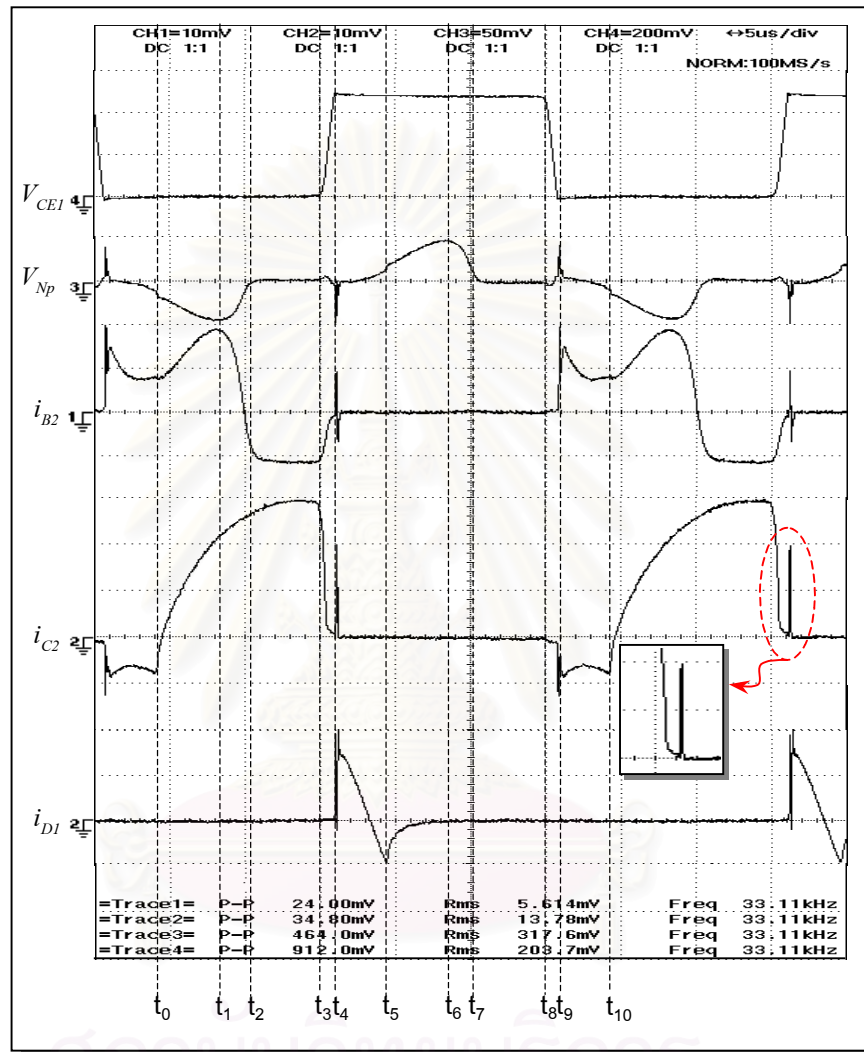
รูปที่ 4.22 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้าลดลง

เหลือ 230 V และมีค่า $L=1.56 \text{ mH}$, $C_{ig}=15 \text{ nF}$

4.4.2 การลดยุทธการขั้วนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์พังหยุดนำกระแส (Re-turn-on)

รูปที่ 4.23 เป็นรูปคลื่นของกระแส และแรงดันของบัลลาสต์อเล็กทรอนิกส์ที่ได้มีการเลือกค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในวงจรขั้วนำเบส และแกนหม้อแปลงอิมตัวในลักษณะที่เอื้อต่อการเกิดขั้วนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์พังหยุดนำกระแส เมื่อแรงดันด้านไฟตรงด้านเข้า $V_{dc} = 230 \text{ V}$ โดยมีพารามิเตอร์ของวงจรขั้วนำเบส ดังนี้ $R_B = 10 \text{ } \Omega$, $R_E = 1 \text{ } \Omega$, $N_p = 3$ รอบ, $N_s = 4$ รอบ พื้นที่หน้าตัดของหม้อแปลงอิมตัว (A_c) = $6.51 \times 10^{-6} \text{ m}^2$, ความยาวทางเดินแม่เหล็ก (l_m) = 0.0223 m และมีค่าพารามิเตอร์ของวงจรจุดโหลด คือ $L = 1.56 \text{ mH}$, $C_{ig}=15 \text{ nF}$ จะเห็นได้ว่าการเกิดการขั้วนำสวิตช์

ผิดพลาด ซึ่งเรียกว่า การขับนำสวิตซ์สวิตซ์อีกครั้งหลังจากสวิตซ์พังหยุดนำกระแส (*Re-turn-on*)
 ดังรูปที่ 4.23

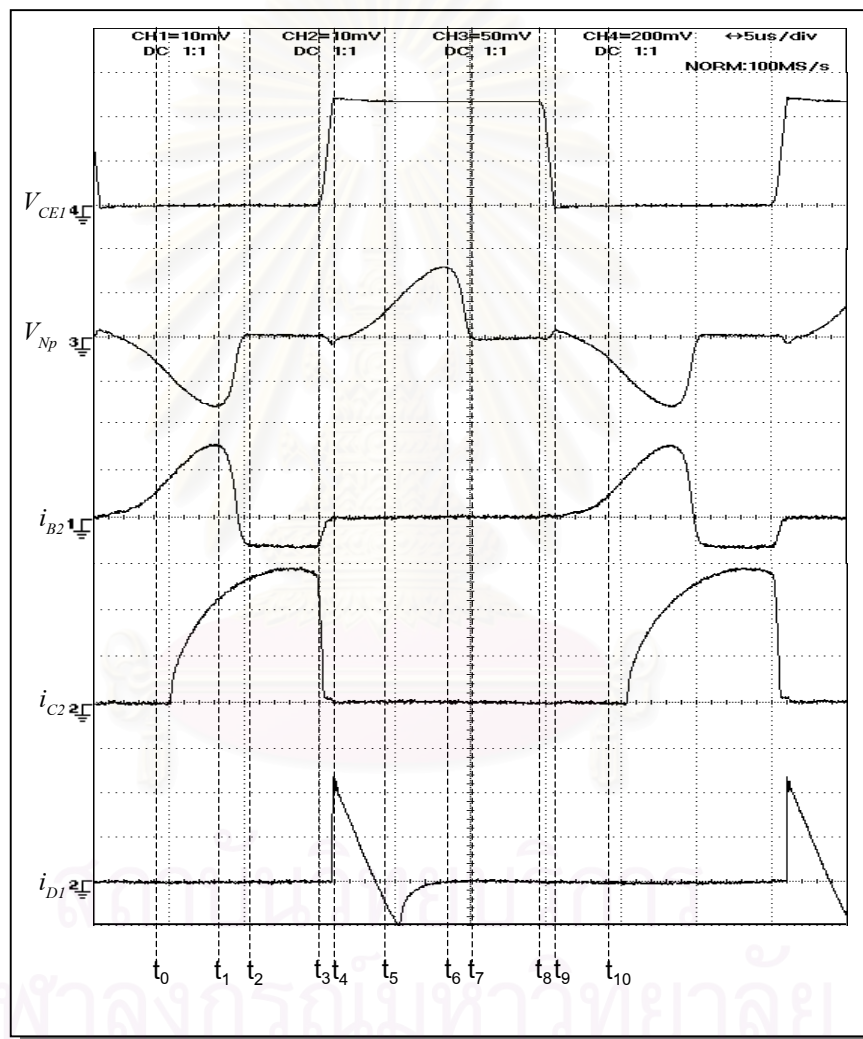


$v_{Np} = 2.5 \text{ V/DIV}$, $v_{Np} = 100 \text{ V/DIV}$, $I_B = 100 \text{ mA/DIV}$, $I_C, I_{D1} = 200 \text{ mA/DIV}$; Time = 10 $\mu\text{Sec/DIV}$

รูปที่ 4.23 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้าลดลงเหลือ 230 V และมีค่า $L=1.56 \text{ mH}$, $C_{ig}=15 \text{ nF}$

เพื่อเป็นการยืนยันผลการวิเคราะห์ถึงสาเหตุและแนวทางการแก้ไขการขับนำสวิตซ์อีกครั้ง หลังจากสวิตซ์พังหยุดนำกระแส ด้วยวิธีการดังกล่าวข้างต้นโดยการต่อไดโอด 2 ตัว อนุกรมกับ ขาคอลเล็กเตอร์ของตัวทรานซิสเตอร์ทั้ง 2 ตัว (D_5, D_6) เพื่อป้องกันไม่ให้กระแสไหลผ่านขดลวด

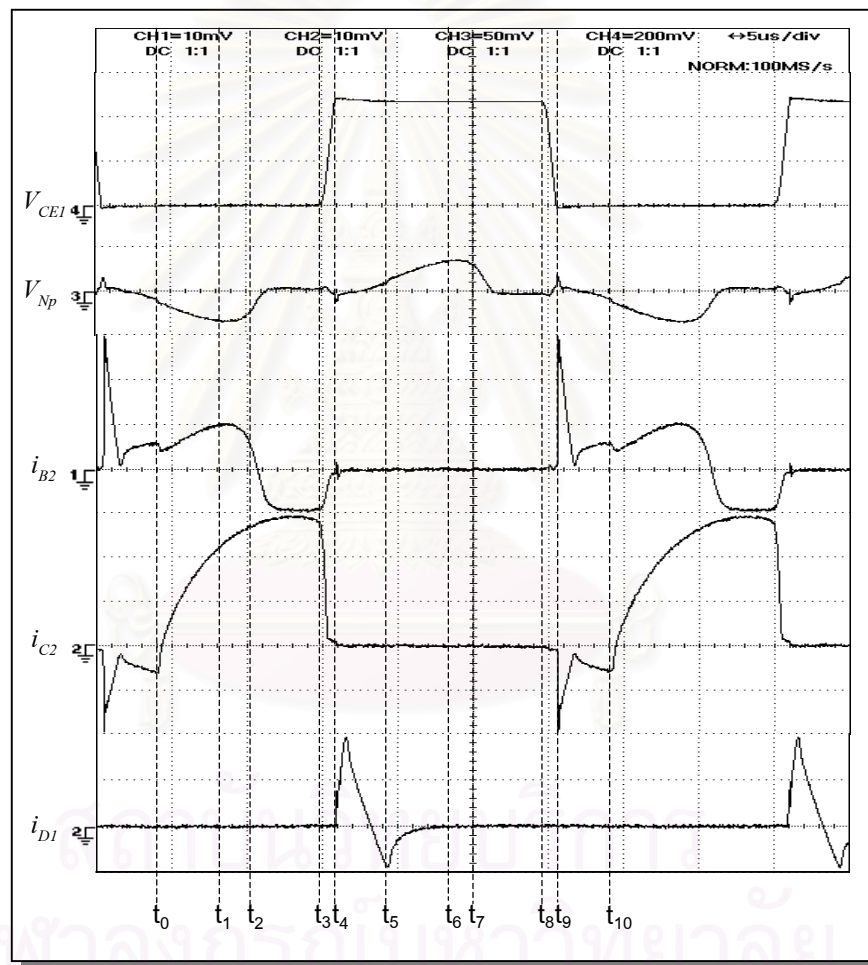
ขั้วนำสวิตช์ที่กำลังจะนำกระแสในจังหวะต่อไป เมื่อแรงดันด้านไฟตรงด้านเข้า $V_{dc} = 230 \text{ V}$ โดยมีพารามิเตอร์ของวงจรขั้วนำเบส ดังนี้ $R_B = 13 \text{ } \Omega$, $R_E = 1 \text{ } \Omega$, $N_p = 4$ รอบ, $N_s = 4$ รอบ พื้นที่หน้าตัดของหม้อแปลงอิมตัว (A_c) = $6.51 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$, ความยาวทางเดินแม่เหล็ก (l_m) = 0.0223 m และมีค่าพารามิเตอร์ของวงจรจุดโหลด คือ $L = 1.56 \text{ mH}$, $C_{ig} = 15 \text{ nF}$ จะเห็นได้ว่าการเกิดการขั้วนำสวิตช์ผิดพลาด ดังรูปที่ 4.24



$v_{Np} = 2.5 \text{ V/DIV}$, $v_{Np} = 100 \text{ V/DIV}$, $I_B = 100 \text{ mA/DIV}$, $I_C, I_{D1} = 200 \text{ mA/DIV}$; Time = $10 \text{ } \mu\text{Sec/DIV}$

รูปที่ 4.24 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้าเท่ากับ 230 V และมีค่า $L = 1.56 \text{ mH}$, $C_{ig} = 15 \text{ nF}$

และโดยการต่อไดโอด 2 ตัว (D_3, D_4) ขนานกับขาเบสและขามิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์ เพื่อช่วยลดกระแสที่ไหลผ่านขดลวดทุติยภูมิ เมื่อแรงดันด้านไฟตรงด้านเข้า $V_{dc} = 230\text{ V}$ โดยมีพารามิเตอร์ของวงจรขั้วนำเบส ดังนี้ $R_B = 13\ \Omega$, $R_E = 1\ \Omega$, $N_P = 4$ รอบ, $N_S = 4$ รอบ พื้นที่หน้าตัดของหม้อแปลงอิมตัว (A_c) = $6.51 \times 10^{-6}\text{ m}^2$, ความยาวทางเดินแม่เหล็ก (l_m) = 0.0223 m และมีค่าพารามิเตอร์ของวงจรจุดหลอด คือ $L = 1.56\text{ mH}$, $C_{ig} = 15\text{ nF}$ จะเห็นได้ว่าการเกิดการขั้วนำสวิตซ์ผิดพลาด ดังรูปที่ 4.25



$v_{Np} = 2.5\text{ V/DIV}$, $v_{Np} = 100\text{ V/DIV}$, $I_B = 100\text{ mA/DIV}$, $I_C, I_{D1} = 200\text{ mA/DIV}$; Time = $10\ \mu\text{Sec/DIV}$

รูปที่ 4.25 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้าเท่ากับ 230 V และมีค่า $L = 1.56\text{ mH}$, $C_{ig} = 15\text{ nF}$

ผลการวิเคราะห์วงจรขั้วนำสวิตช์ที่ใช้หม้อแปลงอิมตัวและผลการทดสอบทำให้เห็นสาเหตุการขั้วนำสวิตช์ผิดจังหวะของวงจรขั้วนำโดยใช้หม้อแปลงอิมตัวอย่างชัดเจน พบว่ามีการนำขั้วนำสวิตช์ผิดจังหวะ 2 ลักษณะ ซึ่งเกิดจากผลการเชื่อมโยงทางแม่เหล็กในขณะที่แกนหม้อแปลงอิมตัวและ di_B/dt ที่มีค่าสูง ซึ่งสามารถแก้ไขหรือบรรเทาปัญหาที่เกิดขึ้นได้ด้วยการออกแบบวงจรขั้วนำและวิธีการป้องกัน ที่เหมาะสมซึ่งสามารถช่วยลดความเค้น และกำลังสูญเสียในสวิตช์ลงได้ ดังที่ได้แสดงไว้ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ผู้วิจัยได้ทำการศึกษา วิเคราะห์สาเหตุของการเกิดความเครียด (Stress) และหาแนวทางแก้ไข โดยจำแนกความเครียดเป็น 2 กลุ่ม ดังนี้คือ

1. ความเครียดที่เกิดจากการทำงานตามปกติ เช่น ความเครียดที่เกิดขึ้นในขณะที่จุดหลอด
2. ความเครียดที่เกิดจากการทำงานผิดจังหวะของอุปกรณ์ เช่น การทำงานของสวิตช์ไม่เป็นแบบแรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switchover ; ZVS) และความเครียดที่เกิดจากการขับนำผิดจังหวะ

ผู้วิจัยได้นำเสนอการวิเคราะห์สาเหตุของการเกิดความเครียดและแนวทางการแก้ไข ซึ่งประกอบด้วย ความเครียดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการจุดหลอดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์, การทำงานของสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ที่ไม่เป็นแบบภาคแรงดันศูนย์, การขับนำสวิตช์ผิดจังหวะของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัว รวมทั้งความเครียดที่เกิดจากการออกแบบและการเลือกค่าอุปกรณ์ที่ไม่เหมาะสมจากการวิเคราะห์ดังกล่าวจะทำให้เข้าใจสาเหตุ และแนวทางการแก้ไขความเครียดที่เกิดกับอุปกรณ์ภายในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ในแต่ละประเด็น

ผลการวิเคราะห์ดังกล่าวทำให้เข้าใจสาเหตุ และแนวทางการแก้ไขความเครียดที่เกิดกับอุปกรณ์ภายในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ในแต่ละประเด็นได้อย่างชัดเจน ดังต่อไปนี้

5.1.1 ความเครียดที่เกิดขึ้นเนื่องจากการจุดหลอดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

ความเครียดที่เกิดขึ้นในขณะที่จุดหลอดมีสาเหตุเนื่องมาจากการออกแบบค่าอุปกรณ์วงจรโหนดที่ไม่เหมาะสม กล่าวคือ เมื่อเลือกค่าตัวเก็บประจุ C_{ig} ที่มีค่าน้อยจะทำให้แรงดันและกระแสขณะจุดหลอดมีค่าสูงมากแต่เวลาในการจุดหลอดให้ติดสว่างจะสั้นลง ซึ่งจะมีค่าสูงสุดเมื่อเลือกค่าตัวเก็บประจุ C_{ig} ที่ทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรโหนด f_0 มีค่าเท่ากับความถี่การสวิตช์ และถ้าเลือกค่าตัวเก็บประจุ C_{ig} น้อยลงไปอีกจะทำให้ขณะจุดหลอดกระแสจุดหลอด I_{ig} มีจุดผ่านศูนย์นำหน้าแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ v_{AB}

ดังนั้นในการลดความเค้นในขณะจุดหลอดสามารถทำได้โดยการลดค่าแรงดันและกระแสขณะจุดหลอดให้มีค่าน้อยลงโดยควรจะต้องเลือกค่าตัวเก็บประจุ C_{ig} ให้มีค่ามากแต่ต้องทำให้หลอดสามารถจุดติดได้ซึ่งจะต้องใช้เวลาในการจุดติดนานขึ้น (ประมาณ 80 mSec) และต้องมีการอุ่นไส้หลอด (Pre-heat) ด้วยกระแสอุ่นไส้ที่มีขนาดเหมาะสมที่ไม่ทำให้เกิดกระแสรุ่งแสง (glow current ; I_{glow}) แต่ต้องสูงพอที่จะทำให้ไส้หลอดมีอุณหภูมิสูงตามต้องการ ที่มากเกินกว่ามาตรฐานกำหนดไว้ ซึ่งในทางปฏิบัติการอุ่นไส้หลอดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์โดยทั่วไปจะมีใช้วิธีควบคุมความถี่การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ โดยช่วงการอุ่นไส้หลอดจะเพิ่มความถี่การทำงานของสวิตช์ให้สูงกว่าความถี่ธรรมชาติไม่หน่วง (undamped natural frequency ; f_o) ของวงจรโหลด ทำให้แรงดันคร่อมหลอดน้อยกว่าแรงดันที่จะทำให้เกิดกระแสรุ่งแสงแต่ต้องสูงพอที่จะทำให้ไส้หลอดมีอุณหภูมิสูงตามต้องการ การควบคุมการอุ่นไส้หลอดโดยควบคุมความถี่การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เหมาะกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ไอซีกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์

5.1.2 ความเค้นที่เกิดขึ้นเนื่องจากการทำงานของสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ไม่เป็นแบบแรงดันศูนย์ (ZVS)

ความเค้นที่เกิดขึ้นเนื่องจากการทำงานของสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ไม่เป็นแบบแรงดันศูนย์ (ZVS) โดยส่วนใหญ่มีสาเหตุเนื่องมาจากผลการเปลี่ยนแปลงแรงดันด้านเข้าลดลงซึ่งจะส่งผลให้ความต้านทานหลอดและค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรโหลดเพิ่มขึ้นซึ่งการเพิ่มขึ้นของค่าตัวประกอบคุณภาพทำให้สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์เปลี่ยนจากการทำงานแบบเรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ซึ่งมีกระแสล้าหลังแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ เป็นการสวิตช์แบบแข็งที่มีกำลังสูญเสียมากซึ่งสาเหตุส่วนใหญ่แก้ไขได้โดยการออกแบบให้ค่าอุปกรณของวงจรโหลด (L, C_{ig}) มีความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรโหลด f_o มีค่าน้อยกว่าความถี่การสวิตช์ และออกแบบให้แรงดันไฟตรงด้านเข้ามีค่าสูงขึ้นซึ่งก็จะทำให้มีโอกาสที่กระแสโหลดจะนำหน้าแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์

5.1.3 ความเค้นที่เกิดขึ้นเนื่องจากการทำงานผิดจังหวะของวงจรขับนำสวิตช์ที่ใช้หม้อแปลงอิ่มตัว (Saturable transformer)

การขับนำสวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำโดยการป้อนกลับกระแสผ่านหม้อแปลงที่อิ่มตัวได้พบว่า ในบางสภาวะการทำงานจะมีการ

ขั้บนำสวิตซ์ผิดจังหวะช่วงสั้นๆ เกิดขึ้น เป็นผลทำให้สวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์นำกระแสเป็นช่วงเวลาสั้นๆก่อนเวลาที่กำหนดและ/หรือกลับมานำกระแสเป็นช่วงเวลาสั้นๆหลังจากที่ฟังก์ชันนำกระแสการวิเคราะห์สมการของกระแสและแรงดันของวงจรขั้บนำพบว่า การขั้บนำสวิตซ์ผิดจังหวะเป็นผลจากการที่ยังมีการเชื่อมโยงกันของขดลวดหม้อแปลงที่ใช้ขั้บนำสวิตซ์ผ่านแกนหม้อแปลงอิมตัว และมีการเปลี่ยนแปลงอย่างรวดเร็วของกระแสในขดลวดขั้บนำซึ่งอาจเกิดจากลดลงของกระแสย้อนกลับเนื่องจากประจุสะสมในเบส และอาจจะเกิดจากแรงดันพื้นตัวไปหน้าของไดโอดหมุนเปล่าที่ต่อขนานกับสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์ ในส่วนนี้ได้เสนอแนะวิธีการบรรเทาหรือป้องกันการเกิดการขั้บนำสวิตซ์ผิดจังหวะโดยการออกแบบวงจรโหลดและวงจรขั้บนำสวิตซ์ของอินเวอร์เตอร์อย่างเหมาะสม ซึ่งมีวิธีการที่แตกต่างกันดังที่ได้กล่าวไว้แล้ว

5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนา

1. ในการวิเคราะห์ส่วนใหญ่ได้ละเลยผลของกระแสฮาร์มอนิกส์โดยคิดเฉพาะความถี่หลัก-มูลของแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำได้ง่ายกว่า และได้ผลการวิเคราะห์ที่ใกล้เคียงกับผลการทดสอบ
2. ในการแก้ไขหรือบรรเทาปัญหาการเกิดการขั้บนำสวิตซ์ผิดจังหวะซึ่งทำได้ด้วยการออกแบบวงจรขั้บนำ และวิธีการป้องกันที่เหมาะสมซึ่งสามารถช่วยลดความเค้นและกำลังสูญเสียในสวิตซ์ลงได้ ซึ่งในแต่ละวิธีไม่ได้คิดถึงผลกระทบต่อตัวแปรต่างๆ และยังไม่ได้สรุปเพื่อเปรียบเทียบผลการทดลองดังกล่าว

รายการอ้างอิง

ภาษาไทย

- โคทม อารียา. “เอกสารประกอบการสอนวิชา Power Electronic.” ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย, กรุงเทพฯ: 2537.
- จิโรจน์ พรวัฒนา ยุทธนา กุลวิฑิต “การวิเคราะห์การทำงานของวงจรขับนำสวิตช์แรงดันศูนย์ที่ใช้หม้อแปลงอิมตัว” EECON-22, pp.264-267, 2542.
- จิโรจน์ พรวัฒนา ยุทธนา กุลวิฑิต “การขับนำสวิตช์ผิศจังหวะของวงจรขับนำเบสที่ใช้หม้อแปลงอิมตัว” EECON-23, pp.717-720, 2543.
- จิโรจน์ พรวัฒนา ยุทธนา กุลวิฑิต “ผลของการเปลี่ยนแปลงแรงดันเข้าต่อความเชื่อถือได้ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์” EECON-23, pp.717-720, 2543.
- ไพศาล บุญเจียม, สมชาย เปรมรุ่งพันธ์ และ ยุทธนา กุลวิฑิต “ผลของอิมพีแดนซ์โหลดในอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนาน” EECON-22, pp.717-720, 2542.
- ไพศาล บุญเจียม “วิธีเลือกค่าอุปกรณ์ในวงจรโหลดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์” EECON-23, pp.717-720, 2543.
- ไพศาล บุญเจียม “บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีการอุ่นไส้ก่อนจุดหลอดควบคุมด้วยวงจรโหลด” EECON-23, pp.717-720, 2543
- ยุทธนา กุลวิฑิต, “รายงานบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์”, สำนักงานคณะกรรมการนโยบายพลังงานแห่งชาติ, กระทรวงวิทยาศาสตร์ เทคโนโลยี และสิ่งแวดล้อม, กรุงเทพฯ, 2535.

ภาษาอังกฤษ

- E. Deng and S. Cuk, “Negative Incremental Impedance and Stability of Fluorescent Lamps,” IEEE Applied Power Electronics Conference, 1997 Record.
- E. Gluskin, “On the theory of fluorescent lamp circuits” IEE Proceedings, Vol. 137, Pt. A, No. 4, JULY 1990.
- E. Gluskin, “The Non-linear Theory of Fluorescent lamp circuits” Int. J. of Electronics, Vol. 63, pp. 687-705, Nov. 1987.

- HARADA, K., SAKAMOTO, H., and SHOYAMA, M. "On the high-Speed switching of the free-run dc-to-dc converter with a saturating core" 13th IEEE Power Electronics specialists conference, PESC 82 Cambridge, Massachusetts, USA June 1982, pp. 27-32.
- J. Ribas, J.M. Alonso, E.L. Corominas, A.J. Calleja, M.Rico "Starting Performance of High-frequency Electronics ballast for 4-foot fluorescent lamp", IEEE IAS'95, pp. 2083-2089, 1995.
- J. R. Coaton and A. M. Marsden. "Lamps and Lighting Forurth Edition" A. member of the hodder Headline Group. Arnold and contributors 1997.
- Liang, T.J.; Liu, T.S.; Chang, F.J., "Design and Analysis of Dimming Electronic Ballast", International conf., pp.397-402, 1997.
- Marian K. Kazimierczuk., Dariusz Czarkowski "Resonant Power Converters" JOHNWILIL & SONS, INC 1995.
- Melvinn C Cosby and R. M. Nelms, "Designing a Parallel-loaded Resonant Inverter for an Electronic Ballast Using the Fundamintal Approximation." IEEE. Power Electronic, vol. PE-7, pp. 386-395, October 1993.
- M K. Kazimierczuk and W. Szaraniec, "Electronic ballast for fluorescent lamps" IEEE Trans. Power Electronic, vol. PE-7, pp. 386-395, October 1994.
- Mohan, Undeland, Robbins "Power Electronics converter, appications and design"
- Naoki Onishi, Tsutomu Shiomi, Tokushi Yamauchi, "A Fluorescent Lamps Model for High Frequency Wide Range Dimming Electronic Ballast Simulation", IEEE Transactions, pp.1001-1005, 1999.
- Shmuel Ben-Yaakov, Michael Gulko, "Design and Performance of an Electronic Ballast for High-pressure Sodium (HPS) Lamps" IEEE Trans. Ind.Elect. , Vol.44, No.4, pp. 486-491, Aug. 1997.
- Sujit K. Biswas, R.P. Dhanuka "Reliability of Electronic Ballasts In Industrial Fluorescent Lightion Applications" IEEE Transactions on Industry Applications 1915.
- T.-F, Wu, T.-H. Yu and H.-M. Huang "Complete Anasysis and Performance-Characteristic Compromise for Self-Excited Half-Bridge Parallel Resonant Electronic Ballasts" IEEE Transactions on industrial Electronic.
- Thomas J. Ribarich and John J. Ribarich(conslt.), "New procedure for high-frequency electronic ballast design", IEEE Industry App., October 1997.

- Urs Mader , “Steady-State Analysis of a Voltage-Fed Inverter with Second-Order Network and Fluorescent Lamp Load”, IEEE Transactions, pp.609-615,1996.
- William R. Alling, “Important Design Parameters for Solid-State Ballast”, IEEE Transactions on Industry Applications. Vol. 25, No2, March/April 1989.
- Y.-R Yang and C.-L Chen, “Analysis of self-excited electronic ballasts using BJTs / MOSFETs as switching devices ” IEE Proc.-Circuits Devices, Vol. 145, No, 2 April 1998.
- Yuan-Chyuan Liu, Yong-Jing wu, Tsai-Fu Wu. “High-Efficiency Low-Stress Electronic Dimming Ballast for Multiple Fluorescent Lamp”. IEEE Tran. On Power Electronic.
- Yueh-Ru Yang and Chern-Lin Chen, Member, “Steady-State Analysis and Simulation of a BJT Self-Oscillating ZVS-CV Ballast Driven by Saturable Transformer” IEEE Transactions on industrial Electronic, VOL. 46,NO. 2, APRIL 1999.
- Zhi Li; Mok, P.K.T.; Wing-Hung Ki; Sin, J.K.O., “A Simple method to design resonant circuit of Electronic ballast for Fluorescent Lamps”,ISCAS'97,pp.1744-1747,1997.

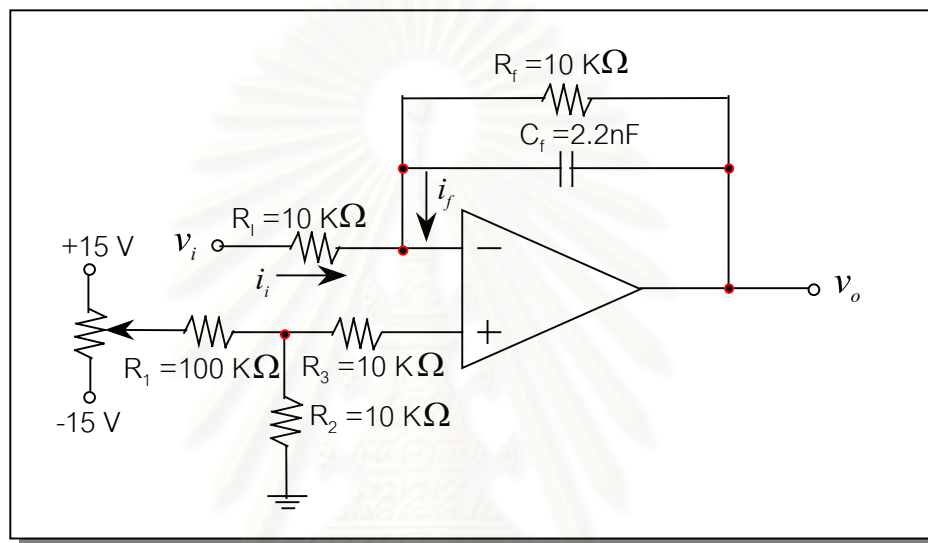


ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาคผนวก ก

วงจรวัด B-H Curve ของแกนหม้อแปลงอิมิตัว



รูปที่ 1 วงจรวัด B-H Curve ของแกนหม้อแปลงอิมิตัว

$$v_i = N_s \frac{d\phi_m}{dt}$$

$$\int_{\phi_1}^{\phi_2} d\phi_m = \int_0^T \left(\frac{v_i}{N_s} \right) dt$$

$$\Delta\phi_m N_s = \int_0^T v_i dt$$

$$i_i = \frac{v_i}{R_i} \quad i_f = C_f \frac{dv_o}{dt} \quad i_i = -i_f$$

$$\int dv_o = \frac{1}{C_f} \int i_f dt$$

$$v_o = -\frac{1}{R_i C_f} \int v_i dt$$

$$v_o = -\frac{1}{R_i C_f} \Delta\phi_m N_s$$

เมื่อความถี่ด้านอินพุต $f_i > f_c$ วงจรจึงทำงานเป็นวงจรอินทิเกรเตอร์

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_f C_f}$$

แต่ถ้าความถี่ด้านอินพุต $f_i < f_c$ วงจรจึงทำงานเป็นวงจรขยายกลับเฟสที่มีอัตราขยายแรงดันเท่า
กับ $-\frac{R_f}{R_i}$

สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ประวัติผู้เขียน

นายจิโรจน์ พรวัฒนา เกิดเมื่อวันที่ 17 กรกฎาคม พ.ศ. 2518 ที่อำเภอบ้านนา จังหวัดนครนายก สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (ไฟฟ้ากำลัง) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2540 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2540



สถาบันวิทยบริการ
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย