

การศึกษาผลของการออกแบบที่แตกต่างกันต่อความเค้นของอุปกรณ์  
ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์



นาย ไพบุลย์ สุขเถื่อน

สถาบันวิทยบริการ  
วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

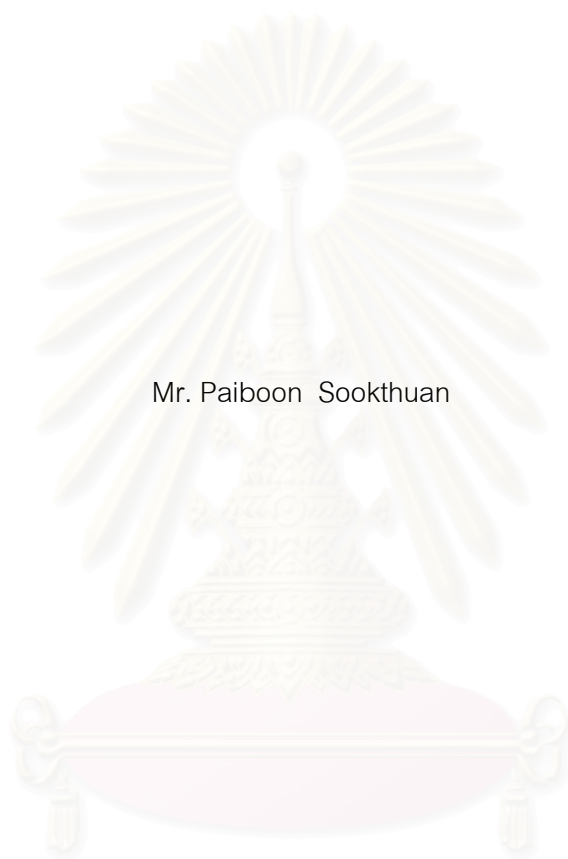
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2547

ISBN 974-53-1178-2

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

INVESTIGATION OF THE EFFECT OF DIFFERENTLY DESIGNED  
PARAMETERS ON COMPONENT STRESS IN ELECTRONIC BALLASTS



Mr. Paiboon Sookthuan

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 2004

ISBN 974-53-1178-2

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การศึกษาผลของการออกแบบที่แตกต่างกันต่อความเค้นของอุปกรณ์  
ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์  
โดย นาย ไพบุลย์ สุขเถื่อน  
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า  
อาจารย์ที่ปรึกษา รองศาสตราจารย์ ดร. ยุทธนา กุลวิทิต

---

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้หัวข้อวิทยานิพนธ์ฉบับนี้  
เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิทยาศาสตรบัณฑิต

..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์  
(ศาสตราจารย์ ดร. ดิเรก ลาวัญศิริ)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

..... ประธานกรรมการ  
(อาจารย์ ดร. สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิชย์)

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

..... กรรมการ  
(อาจารย์สุวิทย์ นาคพีระยุทธ)

ไพบุลย์ สุขเถื่อน : การศึกษาผลของการออกแบบที่แตกต่างกันต่อความเค้นของอุปกรณ์  
 ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ (INVESTIGATION OF THE EFFECT OF DIFFERENTLY  
 DESIGNED PARAMETERS ON COMPONENT STRESS IN ELECTRONIC  
 BALLASTS) อาจารย์ที่ปรึกษา : รศ.ดร.ยุพธนา กุลวิฑิต, 146 หน้า ISBN 974-53-1178-2

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการศึกษาผลของการออกแบบที่แตกต่างกันต่อความเค้นของ  
 อุปกรณ์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เนื่องจากอุปกรณ์บางตัวในระบบที่ประกอบด้วยบัลลาสต์และ  
 หลอดมีลักษณะสมบัติไม่เป็นเชิงเส้นทำให้การคำนวณมีความยุ่งยาก เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์  
 วงจรจึงวิเคราะห์วงจรโดยการประมาณด้วยความถี่หลักมูลและใช้แบบจำลองของหลอดเป็นแบบ  
 เชิงเส้น ได้มีการศึกษาความเค้นของอุปกรณ์ 3 แบบ ได้แก่ความเค้นระหว่างการจัดหลอด ความ  
 เค้นที่เกิดจากการเปลี่ยนแปลงแรงดันด้านเข้าและค่าความต้านทานหลอดและความเค้นจากการ  
 ชับนำสวิตซ์ผิดจังหวะ ได้มีการศึกษาการทำงานของบัลลาสต์ที่ออกแบบและทำงานในเงื่อนไขที่  
 ต่างกันเพื่อค้นหาสาเหตุของการเกิดความเค้นกับอุปกรณ์ รวมทั้งนำเสนอแนวทางลดความ  
 เค้นแต่ละแบบโดยการออกแบบที่เหมาะสม โดยได้มีการตรวจสอบแนวทางที่นำเสนอโดยการ  
 ทดลอง

## สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ภาควิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่อนิสิต.....  
 สาขาวิชา.....วิศวกรรมไฟฟ้า.....ลายมือชื่ออาจารย์ที่ปรึกษา.....  
 ปีการศึกษา.....2547.....



# # 4570455021: MAJOR POWER ELECTRONICS

KEYWORD: ELECTRONIC BALLASTS / STRESSES / SELF - OSCILLATE / FLUORESCENT LAMP / SATURABLE TRANSFORMER

PAIBOON SOOKTHUAN : INVESTIGATION OF THE EFFECT OF DIFFERENTLY DESIGNED PARAMERTERS ON COMPONENT STRESS IN ELECTRONIC BALLASTS.THESIS.ADVISOR : Assoc.Prof YOUTHANA KULVITIT. Ph. D.146 pp. ISBN 974-53-1178-2

This thesis presents the investigations of the effect of differently designed parameters on component stress in electronic ballasts. Because certain circuit's components in the lamp ballast system are nonlinear, exact circuit analysis and design could hardly be done. Fundamental frequency approximation technique and linear lamp model were used to simplify the analysis. Three main categories of device stress were studied: stress occurs during lamp ignition, stress stimulated by the input voltage variation and lamp equivalent resistance change, and stress caused by untimely gating signal. Operations characteristics of differently designed ballasts under different environmental conditions were scrutinized to identify the origin of component stresses. Stress reduction techniques, through proper circuit design, for each type of stress were proposed and verified experimentally.



Department.....ELECTRICAL ENGINEERING.....Student's signature.....  
Field of study..ELECTRICAL ENGINEERING...Advisor's signature.....  
Academic year..2004.....

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยความช่วยเหลือ และเอาใจใส่อย่างดียิ่งของอาจารย์ รศ.ดร. ยุทธนา กุลวิทิต อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้คำแนะนำตลอดจนความช่วยเหลือด้านต่างๆที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยและการดำเนินชีวิต และอาจารย์ ดร.สมบูรณ์ แสงวงศ์วานิช ที่ได้ให้คำปรึกษาที่เป็นประโยชน์ รวมทั้งอาจารย์ ดร.สุรพงศ์ สุวรรณกวิน ที่ให้ความช่วยเหลือด้านต่างๆ รวมทั้งอาจารย์ทั้งหลายที่ให้วิชาความรู้ตั้งแต่อดีตจนกระทั่งปัจจุบัน และขอขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ วิทยาเขตสุพรรณบุรี ที่ได้ให้ทุนการศึกษา ขอกราบขอบพระคุณไว้ ณ ที่นี้

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณบิดามารดา ญาติพี่น้องและเพื่อนของข้าพเจ้า ผู้ซึ่งให้โอกาสทางการศึกษาให้การสนับสนุนในทุกๆด้าน และให้กำลังใจด้วยดีเสมอมา

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย .....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ .....	ฉ
สารบัญ .....	ช
สารบัญตาราง.....	ญ
สารบัญภาพ.....	ฎ
บทที่	
1 บทนำ.....	1
1.1 ความเบื้องต้น .....	1
1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย .....	4
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย.....	4
1.4 ขั้นตอนในการดำเนินงาน .....	4
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	5
2 บัลลัสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ .....	6
2.1 บทนำ.....	6
2.2 โครงสร้างบัลลัสต์อิเล็กทรอนิกส์.....	6
2.3 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ .....	9
2.4 การพัฒนางจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์ .....	18
2.5 การพัฒนางจรสมมูลและสมการไฟฟ้าของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัว .....	28
2.6 สาเหตุของความเค้นที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์ของบัลลัสต์อิเล็กทรอนิกส์.....	46
2.7 การจำลองบัลลัสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง .....	61

3 ผลของการออกแบบที่แตกต่างกันต่อความเค้นของอุปกรณ์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์.....	68
3.1 เกณฑ์การออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์.....	68
3.2 พฤติกรรมการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์.....	72
3.2.1 ความเค้นที่เกิดจากการทำงานปกติ .....	72
3.2.1.1 การออกแบบวงจรโหลดที่แตกต่างกัน .....	72
- ผลของ L และ $C_{ig}$ ต่อความเค้นที่เกิดขึ้นในขณะจุดโหลด .....	73
- ผลของ L และ $C_{ig}$ ต่อความเค้นที่เกิดจากการทำงานของสวิทช์ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ไม่เป็นแบบภาคแรงดันศูนย์.....	81
- ผลของ L และ $C_{ig}$ ต่อความเค้นที่เกิดจากการชั้บนำสวิทช์ ผิดจังหวะ.....	85
3.2.1.2 ความเค้นที่เกิดจากการออกแบบค่าของตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่หน่วงการ เปลี่ยนแปลงแรงดันคร่อมทรานซิสเตอร์ ( Snubber Capacitor ) ที่ไม่เหมาะสม .....	91
- ความเค้นที่เกิดจากสวิทช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ไม่เป็นแบบ ภาคแรงดันศูนย์.....	92
- ความเค้นที่เกิดจากการชั้บนำสวิทช์ผิดจังหวะ.....	93
3.2.1.3 ความเค้นที่เกิดจากการออกแบบวงจรชั้บนำ.....	96
- ความเค้นที่เกิดจากการชั้บนำสวิทช์ผิดจังหวะ.....	97
- การเปลี่ยนแปลง $N_p : N_{s1}(N_{s2})$ ต่อการชั้บนำ สวิทช์ผิดจังหวะ.....	98
3.2.2 ความเค้นที่เกิดจากการทำงานไม่ปกติเมื่อแรงดันด้านเข้าเปลี่ยนแปลง .....	105
3.2.2.1 ความเค้นที่เกิดจากสวิทช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ไม่เป็นแบบ ภาคแรงดันศูนย์.....	105
3.2.2.2 ความเค้นที่เกิดจากการชั้บนำสวิทช์ผิดจังหวะ.....	111

4 ผลการทดลอง .....	112
4.1 บทนำ.....	112
4.2 ผลการทดสอบความเค้นที่เกิดขึ้นเนื่องจากการจุดหลอดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ .....	112
4.3 ผลการทดสอบความเค้นที่เกิดขึ้นเนื่องจากการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ไม่เป็นแบบ ภาคแรงดันศูนย์.....	120
4.4 ผลการทดสอบความเค้นที่เกิดขึ้นเนื่องจากการขับนำสวิตช์ที่ผิดจังหวะของวงจร ขับนำเบสที่ให้มีมือแปลงอิมตัว.....	123
4.4.1 การลดปัญหาการขับนำสวิตช์ก่อนเวลาที่สวิตช์ ควรจะนำกระแส ( Pre-turn-on ).....	124
4.4.2 การลดปัญหาการขับนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์ พังหยุดนำกระแส ( Re-turn-on ).....	126
5 สรุปและข้อเสนอแนะ .....	132
5.1 สรุปผลการวิจัย .....	132
5.1.1 ความเค้นที่เกิดจากการออกแบบวงจรโหลด .....	132
5.1.2 ความเค้นที่เกิดจากการออกแบบค่าของตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่หน่วงการ เปลี่ยนแปลงแรงดันคร่อมทรานซิสเตอร์ ( Snubber Capacitor ).....	133
5.1.3 ความเค้นที่เกิดจากการออกแบบวงจรขับนำ.....	133
5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนา.....	134
รายการอ้างอิง.....	135
ภาคผนวก.....	138
ภาคผนวก ก.....	139
ภาคผนวก ข.....	142
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์ .....	146

## สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงการเปลี่ยนแปลงความต้านทาน $R_B$ ต่อความถี่.....	41
2.2 แสดงการเปลี่ยนแปลงความต้านทาน $R_E$ ต่อความถี่.....	42
2.3 แสดงการเปลี่ยนแปลงจำนวนรอบจากค่าปรกติซึ่ง $N_p = 3, N_s = 2$ ต่อความถี่.....	43
2.4 แสดงการเปลี่ยนแปลงความต้านทาน $\mathfrak{R}$ ต่อความถี่.....	45
2.5 การเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการทดลองโดยใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์ ที่กำลังพิกัด 36 วัตต์.....	67
3.1 ค่าของตัวเหนี่ยวนำ $L$ และตัวเก็บประจุ $C_{ig}$ ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า $V_{dc}$ 3 ค่า.....	73
3.2 เปรียบเทียบแรงดันจุดหลอด $v_{ig}$ และกระแสจุดหลอด $i_{ig}$ ของ $L$ และ $C_{ig}$ แต่ละคู่.....	74
3.3 ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันในขณะจุดหลอดกับค่าตัวเหนี่ยวนำ $L$ และตัวเก็บ ประจุ $C_{ig}$ ของวงจรหลอด.....	79
3.4 แสดงค่ามุมเฟสของกระแสหลอดกับแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหลอด $\theta_{ig}$ ขณะทำงานปกติ $\theta_{RUN}$ และค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ $Pf$ สำหรับวงจรหลอดค่าต่าง ๆ.....	81
3.5 ค่ากระแสอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดัน ( $i_L$ $Cs$ $On$ ) ของอินเวอร์เตอร์และ กระแส อินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด ( $i_L$ $D$ $On$ ) สำหรับวงจรหลอดค่าต่าง ๆ.....	86
3.6 ค่ากระแสหลอดของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดัน ( $i_L$ $Cs$ $On$ ) ของอินเวอร์เตอร์ และกระแสหลอดของ อินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด ( $i_L$ $D$ $On$ ) สำหรับการ ออกแบบวงจรขับนำ $N_p : N_{SI}(N_{S2}) = 3 : 2$ .....	98
3.7 ค่ากระแสหลอดของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดัน ( $i_L$ $Cs$ $On$ ) ของอินเวอร์เตอร์ และกระแสหลอดของ อินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด ( $i_L$ $D$ $On$ ) สำหรับการ ออกแบบวงจรขับนำ $N_p : N_{SI}(N_{S2}) = 6 : 4$ ปรับค่าความต้านทาน $R_B$ .....	99
3.8 ค่ากระแสหลอดของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดัน ( $i_L$ $Cs$ $On$ ) ของอินเวอร์เตอร์ และกระแสหลอดของ อินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด ( $i_L$ $D$ $On$ ) สำหรับการ ออกแบบวงจรขับนำ $N_p : N_{SI}(N_{S2}) = 6 : 4$ ปรับพื้นที่หน้าตัดของแกน $Area$ .....	100

- 3.9 ค่ากระแสไหลดของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดัน ( $i_L$  Cs On) ของอินเวอร์เตอร์  
และกระแสไหลด อินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด ( $i_L$  D On) สำหรับผลการ  
ออกแบบวงจรขับนำ  $N_p : N_{S1}(N_{S2}) = 6 : 4$  ปรับค่าความซาบซึมสัมพัทธ์  $\mu_i$  ..... 101
- 4.1 ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันในขณะจุดไหลดกับค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และ  
ตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ของวงจรไหลดตัวเก็บ ..... 119



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



## สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
2.1 โครงสร้างโดยทั่วไปของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ .....	7
2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัวในการขับนำ.....	9
2.3 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆของอินเวอร์เตอร์.....	10
2.4 B-H Curve ของแกนหม้อแปลงขณะทำงานจริงในวงจร.....	11
2.5 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา $t_0 < t < t_1$ .....	11
2.6 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$ .....	12
2.7 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$ .....	12
2.8 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา $t_3 < t < t_4$ .....	14
2.9 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา $t_4 < t < t_5$ .....	14
2.10 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา $t_5 < t < t_6$ .....	15
2.11 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา $t_6 < t < t_7$ .....	15
2.12 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา $t_7 < t < t_8$ .....	16
2.13 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา $t_8 < t < t_9$ .....	16
2.14 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา $t_9 < t < t_{10}$ .....	17
2.15 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ .....	18
2.16 คุณลักษณะกระแส-แรงดันพลวัตของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ความถี่ค่าต่างๆ .....	19
2.17 วงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ในช่วงก่อนจุดหลอดและขณะจุดหลอด.....	20
2.18 วงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ขณะทำงานปกติ .....	20
2.19 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส-แรงดันของหลอดเมื่อใช้กับไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง แสดงการเปลี่ยนแปลงความต้านทานของหลอดฟลูออเรสเซนต์กับกำลังที่หลอด .....	21
2.20 ลักษณะของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่สร้างรูปคลื่นสี่เหลี่ยม .....	21
2.21 แรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ .....	22
2.22 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์และวงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่เป็นโหลด.....	22
2.23 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์และวงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่พัฒนา .....	24



2.24	โครงสร้างของหม้อแปลงอิมิตัว.....	27
2.25	วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์และหม้อแปลงอิมิตัวที่โอนย้ายมาทางฝั่งปฐมภูมิ.....	28
2.26	วงจรสมมูลในช่วงเวลา $t_0 < t < t_2$ .....	29
2.27	วงจรสมมูลในช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$ .....	31
2.28	วงจรสมมูลในช่วงเวลา $t_3 < t < t_4$ .....	33
2.29	วงจรสมมูลในช่วงเวลา $t_4 < t < t_5$ .....	34
2.30	ช่วงเวลาการทำงานใน 1 คาบ.....	36
2.31	ความสัมพันธ์ของ <i>Storage time</i> ( $t_s$ ) กับตัวแปรต่างๆของทรานซิสเตอร์.....	38
2.32	วงจรสมมูลของวงจรขั้วนำ .....	40
2.33	วงจรสมมูลของวงจรขั้วนำที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัว.....	42
2.34	ระดับการอิมิตัวของแกนหม้อแปลงเมื่อเปลี่ยนแปลงจำนวนรอบ.....	44
2.35	วงจรสมมูลช่วงก่อนจุดหลุดและขณะจุดหลุดให้ติดส่วาง.....	47
2.36	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส ( $\phi$ ) กับความถี่นอร์แมลไลซ์ ( $f_s/f_o$ ) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_s$ ) ค่าต่างๆ.....	49
2.37	แสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส ( $\phi$ ) กับความถี่นอร์แมลไลซ์ ( $f_s/f_o$ ) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ( $Q_p$ ) ค่าต่างๆ.....	49
2.38	ผลตอบเชิงความถี่ของแรงดันจุดหลุดต่อแรงดันด้านออกวงจรอินเวอร์ ( $V_{ig}/V_s$ ) กับความถี่นอร์แมลไลซ์ ( $f_s/f_o$ ) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_s$ ) ค่าต่างๆ.....	50
2.39	ความสัมพันธ์ระหว่างผลตอบเชิงความถี่ของแรงดันจุดหลุด และแรงดันด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์เป็นฟังก์ชันความถี่ ( $f_s/f_o$ ) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_p$ ) ค่าต่างๆ.....	50
2.40	ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสไหลต่อแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ ( $I_L/V_s$ ) กับความถี่นอร์แมลไลซ์ ( $f_s/f_o$ ) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_s$ ) ค่าต่างๆ.....	51
2.41	ความสัมพันธ์ระหว่าง ( $I_{lamp}Z_o/V_{dc}$ ) กับความถี่นอร์แมลไลซ์ ( $f_s/f_o$ ) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_p$ ) ค่าต่างๆ.....	51

2.42 รูปคลื่นแรงดัน $v_{ig}$ และกระแส $i_{ig}$ ของหลอดฟลูออเรสเซนต์ เมื่อ $V_{DC} = 280 V$ $f_s = 33 \text{ kHz}$ $L = 1.8278 \text{ mH}$ $C_{ig} = 13 \text{ nF}$ .....	53
2.43 โครงสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่ .....	54
2.44 ความสัมพันธ์ของมุมเฟส ( $\theta_{ig}$ ) และความถี่ $f_s / f_r$ สำหรับค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่า.....	55
2.45 รูปคลื่นกระแสไหลผ่านสวิตช์ที่เกิดจากการขับนำผิดจังหวะ .....	57
2.46 วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์ Q2 และวงจรขับนำ.....	59
2.47 วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์ Q1 และวงจรขับนำ.....	59
2.48 วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง.....	62
2.49 วงจรแบบจำลองของหลอดฟลูออเรสเซนต์ .....	64
2.50 การเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการทดลองที่ความถี่ค่าต่างๆ.....	65
2.51 ความสัมพันธ์ของค่ารอกกำลังสองเฉลี่ยระหว่างกระแสกับแรงดันที่กำลังออกต่าง ๆ.....	66
3.1 ความสัมพันธ์ของ $L$ และ $C_{ig}$ ที่ทำให้หลอดมีกำลังด้านออกเท่ากับพิกัด.....	70
3.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง $L$ และ $C_{ig}$ ที่ทำให้ได้ขีดจำกัดตามที่กำหนด .....	72
3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันจุดหลอด $v_{ig}$ กระแสจุดหลอด $i_{ig}$ และกระแส อนุ้หลอด $i_{fil}$ กับตัวเก็บประจุ $C_{ig}$ สำหรับ แรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่า .....	75
3.4 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหลอด เมื่อ $V_{DC} = 350 V$ สำหรับ ค่า $L = 2.3195 \text{ mH}$ , $C_{ig} = 10 \text{ nF}$ $f_s = 38.3 \text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ .....	76
3.5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหลอด เมื่อ $V_{DC} = 350 V$ สำหรับ ค่า $L = 2.3098 \text{ mH}$ , $C_{ig} = 11 \text{ nF}$ $f_s = 37 \text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ .....	76
3.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหลอด เมื่อ $V_{DC} = 350 V$ สำหรับ ค่า $L = 2.2364 \text{ mH}$ , $C_{ig} = 14 \text{ nF}$ $f_s = 34.4 \text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ .....	76
3.7 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหลอด เมื่อ $V_{DC} = 280 V$ สำหรับ ค่า $L = 1.8278 \text{ mH}$ , $C_{ig} = 13 \text{ nF}$ $f_s = 38 \text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ .....	77
3.8 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหลอด เมื่อ $V_{DC} = 280 V$ สำหรับ ค่า $L = 1.8171 \text{ mH}$ , $C_{ig} = 14 \text{ nF}$ $f_s = 37 \text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ .....	77

- 3.9 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหยุด เมื่อ  $V_{DC} = 280 V$  สำหรับ  
ค่า  $L = 1.7551 mH, C_{ig} = 17 nF, f_s = 35.38 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ ..... 77
- 3.10 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหยุด เมื่อ  $V_{DC} = 230 V$  สำหรับ  
ค่า  $L = 1.4732 mH, C_{ig} = 16 nF, f_s = 37.24 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ ..... 78
- 3.11 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหยุด เมื่อ  $V_{DC} = 230 V$  สำหรับ  
ค่า  $L = 1.4632 mH, C_{ig} = 17 nF, f_s = 36.55 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ ..... 78
- 3.12 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหยุด เมื่อ  $V_{DC} = 230 V$  สำหรับ  
ค่า  $L = 1.4143 mH, C_{ig} = 20 nF, f_s = 35.27 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ ..... 78
- 3.14 ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันในช่วงจุดหยุดกับความถี่  $f_s / f_r$  สำหรับ  
แรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่า..... 80
- 3.15 ความสัมพันธ์ของมุมเฟส ( $\theta_{ig}$ ) กับตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  สำหรับ  
ค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่า..... 82
- 3.16 ความสัมพันธ์ของมุมเฟส( $\theta_{RUN}$ )กับตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  สำหรับ  
ค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่า..... 82
- 3.17 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหยุด เมื่อ  $V_{dc} = 350 V$   
 $C_{ig} = 10 nF, L = 2.3195 mH, f_s = 33 KHz$  ..... 83
- 3.18 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ภาวะการทำงานปรกติ  
เมื่อ  $V_{dc} = 350 V, C_{ig} = 14 nF, L = 2.2364 mH, f_s = 33 KHz$  ..... 84
- 3.19 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ภาวะการทำงานปรกติ  
เมื่อ  $V_{dc} = 230 V, C_{ig} = 16 nF, L = 1.4732 mH, f_s = 33 KHz$  ..... 84
- 3.20 กระแสไหลดของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดัน ( $i_{C_s on}$ ) ..... 85
- 3.21 กระแสไหลดของอินเวอร์เตอร์ช่วงไดโอดนำกระแสเริ่มต้น ( $i_{D on}$ ) ..... 86
- 3.22 รูปคลื่นกระแสไหลดของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดันของอินเวอร์เตอร์ (A)  
และ กระแสอินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด (B) เมื่อ  $V_{dc} = 350 V, C_{ig} = 11 nF$   
 $L = 2.3098 mH, f_s = 33 KHz, C_s = 2.1 nF, N_p:N_s = 2:2, R_B = 5, R_f = 7.5$  ..... 87

- 3.23 รูปคลื่นการขับนำสวิตซ์ผิดจังหวะ *Pre-turn on* และ *Re-turn on*  
เมื่อ  $V_{dc} = 350\text{ V}$   $C_{ig} = 11\text{ nF}$   $L = 2.3098\text{ mH}$   $f_s = 33\text{ KHz}$   $C_s = 2.1\text{ nF}$ ..... 88
- 3.24 รูปคลื่นกระแสของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดันของอินเวอร์เตอร์ (A) และ  
กระแสอินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด (B) เมื่อ  $V_{dc} = 280\text{ V}$   $C_{ig} = 14\text{ nF}$   
 $L = 1.8171\text{ mH}$   $f_s = 33\text{ KHz}$   $C_s = 2.75\text{ nF}$   $N_p:N_s = 2:2$   $R_B = 5$   $R_f = 7.5$  ..... 88
- 3.25 รูปคลื่นการขับนำสวิตซ์ผิดจังหวะ *Pre-turn on* และ *Re-turn on*  
เมื่อ  $V_{dc} = 280\text{ V}$   $C_{ig} = 14\text{ nF}$   $L = 1.8171\text{ mH}$   $f_s = 33\text{ KHz}$   $C_s = 2.75\text{ nF}$ ..... 89
- 3.26 รูปคลื่นกระแสของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดันของอินเวอร์เตอร์ (A) และ  
กระแสอินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด (B) เมื่อ  $V_{dc} = 230\text{ V}$   $C_{ig} = 17\text{ nF}$   
 $L = 1.4632\text{ mH}$   $f_s = 33\text{ KHz}$   $C_s = 3.2\text{ nF}$   $N_p:N_s = 3:3$   $R_B = 10$   $R_f = 7.5$ ..... 89
- 3.27 รูปคลื่นการขับนำสวิตซ์ผิดจังหวะ *Pre-turn on* และ *Re-turn on*  
เมื่อ  $V_{dc} = 230\text{ V}$   $C_{ig} = 17\text{ nF}$   $L = 1.46321\text{ mH}$   $f_s = 33\text{ KHz}$   $C_s = 3.2\text{ nF}$ ..... 90
- 3.28 ความสัมพันธ์ของตัวเก็บประจุสลับเบอร์  $C_s$  กับวงจรโหลด  $L$  และ  $C_{ig}$ ..... 92
- 3.29 แสดงช่วงเวลาการนำกระแสของตัวเก็บประจุ  $C_s$  เมื่อ  $V_{dc} = 350\text{ V}$   $C_{ig} = 10\text{ nF}$   
 $L = 2.3195\text{ mH}$   $f_s = 33\text{ KHz}$   $C_s = 6.9\text{ nF}$ ..... 93
- 3.30 รูปคลื่นกระแสอินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด เมื่อ  $V_{dc} = 350\text{ V}$   $C_{ig} = 10\text{ nF}$   
 $L = 2.3195\text{ mH}$   $f_s = 33\text{ KHz}$   $C_s = 2\text{ nF}$   $N_p:N_s = 2:2$   $R_B = 7$   $R_f = 7.5$ ..... 93
- 3.31 รูปคลื่นการขับนำสวิตซ์ผิดจังหวะ *Re-turn on* เมื่อ  $V_{dc} = 350\text{ V}$   $C_{ig} = 10\text{ nF}$   
 $L = 2.3195\text{ mH}$   $f_s = 33\text{ KHz}$   $C_s = 2\text{ nF}$ ..... 94
- 3.32 รูปคลื่นกระแสอินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด เมื่อ  $V_{dc} = 350\text{ V}$   $C_{ig} = 10\text{ nF}$   
 $L = 2.3195\text{ mH}$   $f_s = 33\text{ KHz}$   $C_s = 4\text{ nF}$   $N_p:N_s = 2:2$   $R_B = 7$   $R_f = 7.5$  ..... 94
- 3.33 รูปคลื่นการขับนำสวิตซ์ผิดจังหวะ *Re-turn on* เมื่อ  $V_{dc} = 350\text{ V}$   $C_{ig} = 10\text{ nF}$   
 $L = 2.3195\text{ mH}$   $f_s = 33\text{ KHz}$   $C_s = 4\text{ nF}$ ..... 95
- 3.34 วงจรกำเนิดสัญญาณขับนำสวิตซ์ชนิดที่อาศัยการป้อนกลับของกระแสไหล  
ผ่านหม้อแปลงอิ่มตัว (*Saturable transformer*)..... 96

- 3.35 B-H Curve ของแกนหม้อแปลงขณะทำงานจริง เมื่อ  $V_{dc} = 280 \text{ V}$   $C_{ig} = 13 \text{ nF}$   
 $L = 1.8278 \text{ mH}$   $f_s = 33 \text{ KHz}$   $C_s = 5.3 \text{ nF}$  ..... 100
- 3.36 รูปคลื่นการขับนำสวิตซ์ผิดจังหวะ เมื่อ  $V_{dc} = 280 \text{ V}$   $C_{ig} = 13 \text{ nF}$   
 $L = 1.8278 \text{ mH}$ ,  $f_s = 33 \text{ KHz}$ ,  $C_s = 5.3 \text{ nF}$ ,  $N_p:N_s = 3 : 2$ ,  $u_i = 4300$ ..... 100
- 3.37 รูปคลื่นการขับนำสวิตซ์ผิดจังหวะ เมื่อ  $V_{dc} = 280 \text{ V}$   $C_{ig} = 13 \text{ nF}$   
 $L = 1.8278 \text{ mH}$ ,  $f_s = 33 \text{ KHz}$ ,  $C_s = 5.3 \text{ nF}$ ,  $N_p:N_s = 6 : 4$ ,  $u_i = 537.5$ ..... 101
- 3.38 รูปคลื่นการขับนำสวิตซ์ผิดจังหวะ เมื่อ  $V_{dc} = 280 \text{ V}$   $C_{ig} = 13 \text{ nF}$   
 $L = 1.8278 \text{ mH}$ ,  $f_s = 33 \text{ KHz}$ ,  $C_s = 5.3 \text{ nF}$  ..... 103
- 3.39 รูปคลื่นการขับนำสวิตซ์ผิดจังหวะ เมื่อ  $V_{dc} = 280 \text{ V}$   $C_{ig} = 13 \text{ nF}$   
 $L = 1.8278 \text{ mH}$ ,  $f_s = 33 \text{ KHz}$ ,  $C_s = 5.3 \text{ nF}$ ,  $N_p:N_s = 3 : 2$ ,  $R_B = 6$  ..... 104
- 3.40 รูปคลื่นการขับนำสวิตซ์ผิดจังหวะ เมื่อ  $V_{dc} = 280 \text{ V}$   $C_{ig} = 13 \text{ nF}$   
 $L = 1.8278 \text{ mH}$ ,  $f_s = 33 \text{ KHz}$ ,  $C_s = 5.3 \text{ nF}$ ,  $N_p:N_s = 3 : 2$ ,  $R_B = 65$  ..... 104
- 3.41 ความสัมพันธ์ระหว่าง *Ballast Line* กับ *Lamp Line* สำหรับแรงดันไฟตรง  
 ด้านเข้า 3 ค่า ..... 106
- 3.42 รูปคลื่นผลการจำลอง  $v_{AB}$  และ  $i_L$  ที่แรงดันด้านเข้า 230 V ความถี่การสวิตซ์  
 $f_s = 40 \text{ kHz}$ ,  $L = 1 \text{ mH}$ ,  $C_{ig} = \text{ nF}$  ..... 107
- 3.43 รูปคลื่นผลการจำลอง  $v_{AB}$  และ  $i_L$  ที่แรงดันด้านเข้า 120 V ความถี่การสวิตซ์  
 $f_s = 40 \text{ kHz}$ ,  $L = 1 \text{ mH}$ ,  $C_{ig} = \text{ nF}$  ..... 107
- 3.44 วงจรสมมูลของวงจรอินเวอร์เตอร์ในขณะทำงานปกติ..... 108
- 3.45 ความสัมพันธ์ของความต้านทาน  $R_{lamp} / R_{rate}$  และ  $\omega_n$  สำหรับค่าของวงจร  
 โหลด ตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และ ตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  แต่ละคู่ ..... 109
- 3.46 รูปคลื่นผลการจำลอง  $i_L$  และ  $v_{AB}$  ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า 50 โวลต์  
 เมื่อ  $V_{DC} = 230 \text{ V}$ ,  $L = 1 \text{ mH}$ ,  $C_{ig} = 5.6 \text{ nF}$  ..... 109
- 3.47 รูปคลื่นผลการจำลอง  $i_L$  และ  $v_{AB}$  ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า 50 โวลต์  
 เมื่อ  $V_{DC} = 230 \text{ V}$ ,  $L = 1.4143 \text{ mH}$ ,  $C_{ig} = 20 \text{ nF}$  ..... 110



3.48 รูปคลื่นกระแสต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันด้านเข้าลดลงเหลือ 200 V และ $L = 2.3195 \text{ mH}, C_{ig} = 10 \text{ nF}$ .....	111
4.1 รูปคลื่นแรงดันจุดหลอด $v_{ig}$ เมื่อ $V_{DC} = 350 \text{ V}$ สำหรับค่า $L = 2.3195 \text{ mH}, C_{ig} = 10 \text{ nF}$ $f_s = 33 \text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ .....	112
4.2 รูปคลื่นกระแสจุดหลอด $i_{ig}$ เมื่อ $V_{DC} = 350 \text{ V}$ สำหรับค่า $L = 2.3195 \text{ mH}, C_{ig} = 10 \text{ nF}$ $f_s = 33 \text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ .....	113
4.3 รูปคลื่นแรงดันจุดหลอด $v_{ig}$ เมื่อ $V_{DC} = 350 \text{ V}$ สำหรับค่า $L = 2.3098 \text{ mH}, C_{ig} = 11 \text{ nF}$ $f_s = 33 \text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ .....	113
4.4 รูปคลื่นกระแสจุดหลอด $i_{ig}$ เมื่อ $V_{DC} = 350 \text{ V}$ สำหรับค่า $L = 2.3098 \text{ mH}, C_{ig} = 11 \text{ nF}$ $f_s = 33 \text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ .....	113
4.5 รูปคลื่นแรงดันจุดหลอด $v_{ig}$ เมื่อ $V_{DC} = 350 \text{ V}$ สำหรับค่า $L = 2.2364 \text{ mH}, C_{ig} = 14 \text{ nF}$ $f_s = 33 \text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ .....	114
4.6 รูปคลื่นกระแสจุดหลอด $i_{ig}$ เมื่อ $V_{DC} = 350 \text{ V}$ สำหรับค่า $L = 2.2364 \text{ mH}, C_{ig} = 14 \text{ nF}$ $f_s = 33 \text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ .....	114
4.7 รูปคลื่นแรงดันจุดหลอด $v_{ig}$ เมื่อ $V_{DC} = 280 \text{ V}$ สำหรับค่า $L = 1.8278 \text{ mH}, C_{ig} = 13 \text{ nF}$ $f_s = 33 \text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ .....	114
4.8 รูปคลื่นกระแสจุดหลอด $i_{ig}$ เมื่อ $V_{DC} = 280 \text{ V}$ สำหรับค่า $L = 1.8278 \text{ mH}, C_{ig} = 13 \text{ nF}$ $f_s = 33 \text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ .....	115
4.9 รูปคลื่นแรงดันจุดหลอด $v_{ig}$ เมื่อ $V_{DC} = 280 \text{ V}$ สำหรับค่า $L = 1.8171 \text{ mH}, C_{ig} = 14 \text{ nF}$ $f_s = 33 \text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ .....	115
4.10 รูปคลื่นกระแสจุดหลอด $i_{ig}$ เมื่อ $V_{DC} = 280 \text{ V}$ สำหรับค่า $L = 1.8171 \text{ mH}, C_{ig} = 14 \text{ nF}$ $f_s = 33 \text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ .....	115
4.11 รูปคลื่นแรงดันจุดหลอด $v_{ig}$ เมื่อ $V_{DC} = 280 \text{ V}$ สำหรับค่า $L = 1.7551 \text{ mH}, C_{ig} = 17 \text{ nF}$ $f_s = 33 \text{ kHz}$ เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ .....	116

4.12 รูปคลื่นกระแสจุดหลอด  $i_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 280 V$  สำหรับค่า  $L = 1.7551 mH, C_{ig} = 17 nF$   
 $f_s = 33 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ ..... 116

4.13 รูปคลื่นแรงดันจุดหลอด  $v_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 230 V$  สำหรับค่า  $L = 1.4732 mH, C_{ig} = 16 nF$   
 $f_s = 33 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ ..... 116

4.14 รูปคลื่นกระแสจุดหลอด  $i_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 230 V$  สำหรับค่า  $L = 1.4732 mH, C_{ig} = 16 nF$   
 $f_s = 33 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ ..... 117

4.15 รูปคลื่นแรงดันจุดหลอด  $v_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 230 V$  สำหรับค่า  $L = 1.4632 mH, C_{ig} = 17 nF$   
 $f_s = 33 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ ..... 117

4.16 รูปคลื่นกระแสจุดหลอด  $i_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 230 V$  สำหรับค่า  $L = 1.4632 mH, C_{ig} = 17 nF$   
 $f_s = 33 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ ..... 117

4.17 รูปคลื่นแรงดันจุดหลอด  $v_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 230 V$  สำหรับค่า  $L = 1.4143 mH, C_{ig} = 20 nF$   
 $f_s = 33 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ ..... 118

4.18 รูปคลื่นกระแสจุดหลอด  $i_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 230 V$  สำหรับค่า  $L = 1.4143 mH, C_{ig} = 20 nF$   
 $f_s = 33 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ ..... 118

4.19 รูปคลื่นผลการทดลอง  $v_{AB}$  และ  $i_L$  ที่แรงดันด้านเข้า 230 V ความถี่การสวิตช์  
 $f_s = 40 kHz, L = 1mH, C_{ig} = nF$  ..... 120

4.20 รูปคลื่นผลการทดลอง  $v_{AB}$  และ  $i_L$  ที่แรงดันด้านเข้า 230 V ความถี่การสวิตช์  
 $f_s = 33 kHz, L = 1.4143mH, C_{ig} = 20nF$  ..... 121

4.21 รูปคลื่นผลการทดลอง  $v_{AB}$  และ  $i_L$  ที่แรงดันด้านเข้า 50 V ความถี่การสวิตช์  
 $f_s = 60.24 kHz, L = 1mH, C_{ig} = nF$  ..... 121

4.22 รูปคลื่นผลการทดลอง  $v_{AB}$  และ  $i_L$  ที่แรงดันด้านเข้า 50 V ความถี่การสวิตช์  
 $f_s = 31.65 kHz, L = 1.4143mH, C_{ig} = 20nF$  ..... 122

4.23 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า 230 V และมีค่า  
 $L=1.4632 mH, C_{ig}=17 nF$  ..... 123

4.24 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า 230 V และมีค่า $L=1.4632 \text{ mH}$ , $C_{ig}=17 \text{ nF}$ .....	124
4.25 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า 230 V และมีค่า $L=1.4632 \text{ mH}$ , $C_{ig}=17 \text{ nF}$ .....	125
4.26 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า เท่ากับ 230 V และมีค่า $L=1.4632 \text{ mH}$ , $C_{ig}=17 \text{ nF}$ .....	126
4.27 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า เท่ากับ 230 V และมีค่า $L=1.4632 \text{ mH}$ , $C_{ig}=17 \text{ nF}$ .....	127
4.28 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้าเท่ากับ 230 V และมีค่า $L=1.4632 \text{ mH}$ , $C_{ig}=17 \text{ nF}$ .....	128
4.29 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้าเท่ากับ 230 V และมีค่า $L=1.4632 \text{ mH}$ , $C_{ig}=17 \text{ nF}$ .....	129
4.30 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้าเท่ากับ 230 V และมีค่า $L=1.4632 \text{ mH}$ , $C_{ig}=17 \text{ nF}$ .....	130
4.31 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้าเท่ากับ 230 V และมีค่า $L=1.4632 \text{ mH}$ , $C_{ig}=17 \text{ nF}$ .....	131



## บทที่ 1

### บทนำ

#### 1.1 ความเบื้องต้น

ความเจริญก้าวหน้าทางเศรษฐกิจและเทคโนโลยีมีผลทำให้การใช้พลังงานเพิ่มมากขึ้นจนเป็นที่เกรงกันว่าจะเกิดการขาดแคลนพลังงานในอนาคต ดังนั้นจึงได้มีการนำเอาความรู้ทางวิทยาศาสตร์และเทคโนโลยีมาใช้เพื่อแสวงหาแหล่งพลังงานใหม่ และในขณะเดียวกันก็ต้องประหยัดและเพิ่มประสิทธิภาพในการใช้พลังงาน รูปแบบพลังงานที่ใช้มากคือพลังงานไฟฟ้า ซึ่งพลังงานไฟฟ้าส่วนใหญ่นำไปใช้กับเครื่องจักรกลไฟฟ้าในโรงงานอุตสาหกรรมและเครื่องอำนวยความสะดวกภายในบ้าน ยิ่งมนุษย์ต้องการความสะดวกสบายมากขึ้นก็ยิ่งต้องใช้พลังงานเพิ่มมากขึ้น การพยายามเพิ่มประสิทธิภาพของเครื่องจักรกลไฟฟ้าและสิ่งอำนวยความสะดวกต่างๆ เพื่อลดการใช้พลังงานมีการทำมาอย่างต่อเนื่องและสม่ำเสมอ อุปกรณ์ให้แสงสว่างที่มีใช้กันทั่วไปก็เป็นสิ่งหนึ่งที่ได้รับการปรับปรุง และพัฒนามาตลอด การใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์ ( Fluorescent lamp ) แทนหลอดแบบเผาไส้ ( Incandescent lamp ) ทำให้สามารถประหยัดพลังงานไฟฟ้าได้ 4-5 เท่า ในขณะที่ได้รับแสงสว่าง ( lumen ) เท่ากัน แต่การใช้หลอด ฟลูออเรสเซนต์จะมีความยุ่งยากกว่า โดยต้องใช้ร่วมกับบัลลาสต์ ( Ballast ) และสตาร์ทเตอร์ ( Starter ) โดยบัลลาสต์และสตาร์ทเตอร์ จะทำงานร่วมกันเพื่อให้เกิดแรงดันสูงสำหรับจุดหลอดให้ติดสว่าง จากนั้นสตาร์ทเตอร์จะหยุดทำงานและบัลลาสต์จะทำหน้าที่ควบคุมกระแสผ่านหลอดให้มีค่าตามที่กำหนด อย่างไรก็ตามบัลลาสต์ซึ่งเป็นองค์ประกอบสำคัญที่ใช้คู่กับหลอดฟลูออเรสเซนต์นั้นยังคงมีกำลังสูญเสียไม่น้อย เนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำของบัลลาสต์มีขนาดใหญ่ การลดกำลังสูญเสียของบัลลาสต์สามารถทำได้โดยใช้แกนเหล็กที่มีกำลังสูญเสียต่ำลงและมีการออกแบบที่เหมาะสมแต่จะทำให้ขนาด น้ำหนัก และราคาเพิ่มขึ้น การใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจะช่วยลดค่าและขนาดความเหนี่ยวนำที่ใช้ลงได้ ทำให้สามารถลดกำลังสูญเสียได้ทางหนึ่ง อุปกรณ์ที่ใช้เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สายกำลังเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงประมาณ 20 ถึง 50 กิโลเฮิรตซ์ ที่ทำงานร่วมกับตัวเหนี่ยวนำที่มีขนาดเล็กลงเพื่อใช้ร่วมกับหลอดฟลูออเรสเซนต์ เรียกว่า “บัลลาสต์ อิเล็กทรอนิกส์ ( Electronic ballast )”

การใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงในระดับ 20-50 กิโลเฮิร์ตซ์ 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 เฮิร์ตซ์ แต่หากใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจะใช้กำลังไฟฟ้าที่หลอดเพียง 32 วัตต์ เท่านั้นก็เพียงพอที่ทำให้หลอดสว่างเท่าเดิม ดังนั้นการใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์คุณภาพที่ใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจะช่วยกำลังสูญเสียลงได้ประมาณ 10 ถึง 11 วัตต์ ต่อหลอดฟลูออเรสเซนต์ขนาด 36 วัตต์ 1 หลอด

ปัจจุบันมีการใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เพิ่มมากขึ้น เนื่องจากบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สามารถช่วยประหยัดพลังงาน ใช้ได้กับไฟฟ้ากระแสสลับจากสายกำลังหรือไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันเหมาะสม และมีแสงที่นุ่มนวลกว่าการใช้บัลลาสต์แบบแกนเหล็กเนื่องจากไม่มี *Stroboscopic effect* อันเป็นผลดีจากการใช้ความถี่สูง อย่างไรก็ตามปัญหาหลักประการหนึ่งในการประยุกต์ใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ในทางปฏิบัติก็คือ อายุการใช้งานที่สั้นกว่าบัลลาสต์แกนเหล็กซึ่งมีสาเหตุมาจากความเค้น (Stress) ที่เกิดกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เพื่อให้สามารถประยุกต์ใช้บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ในทางปฏิบัติได้แพร่หลายยิ่งขึ้น จึงมีความจำเป็นต้องศึกษาประเด็นปัญหาด้านอายุการใช้งานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ซึ่งมีสาเหตุมาจากความเค้น (Stress) ที่เกิดกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์รวมถึงการหาวิธีการในการลดความเค้นของอุปกรณ์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ให้มีอายุการใช้งานยาวนานมากยิ่งขึ้น

การออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ไม่เหมาะสมกับสภาพการใช้งานจริง จะทำให้ อุปกรณ์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ได้รับความเค้นเพิ่มขึ้นซึ่งจะมีผลเสียต่อความเชื่อถือได้ของ บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ดังนั้นในการเพิ่มความเชื่อถือได้ให้กับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะต้องมีการ ออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์อย่างเหมาะสมโดยคำนึงถึงสภาพแวดล้อมต่างๆและเมื่อได้ ออกแบบบัลลาสต์อย่างเหมาะสมแล้ว จะต้องมีการเลือกชนิด ขนาด และพิกัดของอุปกรณ์ที่ใช้ใน วงจรให้เหมาะสม เพื่อให้สามารถรับความเค้นได้เมื่อนำไปใช้งานจริง และในการผลิตยังต้องมีการ ควบคุมขบวนการผลิตให้เป็นไปตามที่ออกแบบไว้ จะเห็นได้ว่าการเพิ่มความเชื่อถือได้ ( Reliability ) ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ต้องมีการศึกษาถึงสาเหตุของการเกิดความเค้น และ วิธีแก้ไขเพื่อลดความเค้นที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

ในอดีตได้มีการวิจัยเพื่อลดความเค้น ( Stress ) ของสวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์โดยการ ออกแบบวงจรโหลดให้สวิตช์ทำงานภายในวงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานแบบเรโซแนนซ์ภาคแรงดัน ศูนย์ และช่วยลดความเค้นของสวิตช์ลงได้มาก และต่อมาได้มีการปรับปรุงวงจรโหลดเพื่อให้ สวิตช์เริ่มนำกระแสที่แรงดันศูนย์ ( Zero Voltage Switch ; ZVS ) และหยุดนำกระแสที่กระแส ศูนย์ ( Zero Current Switch ; ZCS ) โดยการออกแบบวงจรโหลดให้กระแสด้านออก และ แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์มีจุดผ่านศูนย์ตรงกัน

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาสาเหตุของการเกิดความเค้น (Stress) รวมทั้งศึกษาผลของ การออกแบบที่แตกต่างกันต่อความเค้นของอุปกรณ์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และหา แนวทางแก้ไข โดยจำแนกความเค้นเป็น 2 กลุ่ม ดังนี้คือ

1. ความเค้นที่เกิดจากการทำงานปรกติ
2. ความเค้นที่เกิดจากการทำงานไม่ปรกติ

หลังจากนั้นได้กำหนดเกณฑ์ในการออกแบบ และสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เพื่อให้ อุปกรณ์ภายในมีความเค้นต่ำ ภายใต้เงื่อนไขการออกแบบวงจรที่แตกต่างกันซึ่งประกอบด้วย

- ขนาดและการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านขาเข้าอินเวอร์เตอร์
- คุณสมบัติของโหลดฟลูออเรสเซนต์
- พารามิเตอร์ของวงจรขั้วนำ

## 1.2 วัตถุประสงค์การวิจัย

1. ศึกษาสาเหตุของการเกิดความเค้นกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ภายในตัวบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
2. ศึกษาผลของการออกแบบและการทำงานของวงจรที่แตกต่างกันต่อการเกิดความเค้นของอุปกรณ์ภายในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
3. ศึกษาแนวทางในการลดความเค้น ( Stress ) ที่มีต่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์
4. กำหนดเกณฑ์การออกแบบ และทำการสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เพื่อให้อุปกรณ์ภายในมีความเค้นต่ำ

## 1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย

1. ศึกษาถึงสาเหตุของการเกิดความเค้นของอุปกรณ์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
2. ศึกษาผลของการออกแบบวงจรที่แตกต่างกันต่อความเค้นของอุปกรณ์ภายในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
3. หาแนวทางในการออกแบบเพื่อลดความเค้นที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
4. กำหนดเกณฑ์ในการออกแบบ และสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เพื่อให้อุปกรณ์ภายในวงจรมีความเค้น ( Stress ) ต่ำ

## 1.4 ขั้นตอนในการดำเนินงาน

1. ศึกษาการทำงานของวงจร และอุปกรณ์ต่างๆในตัวบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
2. จำลองการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ในเงื่อนไขต่างๆเพื่อหาสาเหตุการเกิดความเค้นต่ออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์
3. หาแนวทางในการแก้ไขปัญหาต่างๆเพื่อลดความเค้นและกำลังสูญเสียของอุปกรณ์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
4. กำหนดเกณฑ์และออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีความเค้นของอุปกรณ์ต่ำ เพื่อตรวจสอบเกณฑ์การออกแบบ
5. ตรวจสอบแนวทางการลดความเค้นโดยการจำลองการทำงานและทดลองของวงจรที่สร้างขึ้น
6. ประเมินผล และสรุปผลการทดลอง
7. เขียนวิทยานิพนธ์

### 1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เข้าใจถึงสาเหตุการเกิดความเค้นของอุปกรณ์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ สำหรับเงื่อนไขการออกแบบและการทำงานที่แตกต่างกัน
2. ทราบแนวทางในการลดความเค้น(Stress) ที่มีต่ออุปกรณ์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
3. ได้เกณฑ์ประกอบการพิจารณาในการออกแบบของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
4. สามารถนำทฤษฎีต่างๆที่พัฒนาขึ้นมาไปประยุกต์ใช้ในงานอุตสาหกรรมได้



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## บทที่ 2

### บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์

#### 2.1 บทนำ

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เป็นอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ใช้ร่วมกับหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับจากสายกำลังเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงป้อนให้กับหลอด สามารถกำเนิดแรงดันสูงสำหรับจุดหลอดให้ติดสว่างและควบคุมกระแสผ่านหลอดที่ติดสว่างแล้วให้มีเสถียรภาพ การเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับจากสายกำลังเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจะแปลงผันผ่านไฟตรงโดยใช้วงจรเรียงกระแสและวงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งวงจรเรียงกระแสทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับจากสายกำลังเป็นไฟฟ้ากระแสตรงป้อนให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง วงจรอินเวอร์เตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้กันทั่วไปเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนาน สวิตช์ไวด์งานของอินเวอร์เตอร์เป็นสวิตช์เรโซแนนซ์ที่ทำงานในภาคแรงดันศูนย์ หน้าที่และการทำงานโดยย่อของ วงจรแต่ละส่วนเป็นดังนี้

#### 2.2 โครงสร้างบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

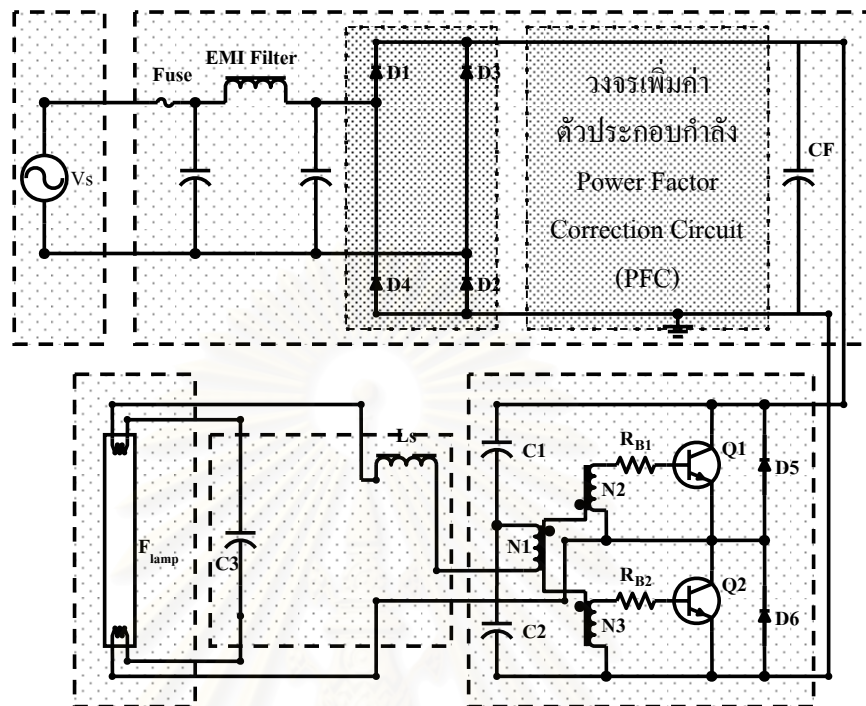
##### 2.2.1 วงจรเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง

วงจรเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สายกำลังเป็นไฟฟ้ากระแสตรงประกอบด้วย

- ฟิวส์มีไว้สำหรับจำกัดความรุนแรงของการลัดวงจรภายในตัวบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
- วงจรป้องกันการรบกวนทางคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้า ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุต่อไว้เพื่อป้องกันการรบกวนด้านคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าทั้งจากแหล่งภายนอกที่จะเข้ามารบกวนบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์และจากบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่จะส่งออกไปรบกวนวงจรอื่น

-วงจรเรียงกระแสทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ส่วนใหญ่แล้วจะใช้วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ที่ประกอบด้วยไดโอด 4 ตัว โดยมีตัวเก็บประจุเป็นวงจรกรองดังในรูป 2.1 วงจรดังกล่าวจะเป็นวงจรที่กระแสด้านเข้ามีฮาร์มอนิกสูงและค่าตัวประกอบกำลังต่ำ เนื่องจากกระแสด้านเข้าจะไม่ต่อเนื่องและเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์มาก





รูปที่ 2.1 โครงสร้างโดยทั่วไปของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

-วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลัง ( *power factor correction PFC* ) ทำหน้าที่ลดกระแสฮาร์มอนิกด้านเข้าและเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังของวงจรเรียงกระแส วงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังมีหลายแบบทั้งที่ใช้อุปกรณ์เชิงอนาล็อก [1-2] และแบบที่ใช้วงจรแปลงผันในการควบคุมกระแสด้านเข้าให้มีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ [3-4] บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์คุณภาพสูงจะมีวงจร PFC เป็นส่วนหนึ่ง ส่วนบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีข้อจำกัดด้านราคา หรือบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีข้อจำกัดด้านขนาดอาจไม่มี PFC เช่นบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดคอมแพ็คฟลูออโรเรสเซนต์เป็นต้น

## 2.2.2 วงจรเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง

วงจรเปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงประกอบด้วย

-วงจรอินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่เปลี่ยนไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง มักจะใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ที่ใช้สวิตช์ไวงานเพียง 2 ตัว เพื่อการประหยัดอุปกรณ์และวงจรขับนำสวิตช์ ส่วนตัวเก็บประจุทำหน้าที่แบ่งแรงดันเพื่อตัดองค์ประกอบไฟตรงของแรงดันออกที่ป้อนให้กับวงจรหลอดอาจใช้ตัวเก็บประจุ 2 ตัวที่ประกอบด้วย C1 และ C2 ดังในรูป 2.1 หรืออาจใช้ตัวเก็บประจุเพียงตัวเดียว ซึ่งอาจจะอยู่ในตำแหน่ง C1 หรือ C2 หรืออาจย้ายไปอยู่

ตำแหน่งอื่นที่สมมูลกันตามกฎการย้ายตัวเก็บประจุ (*capacitor shift rule*) สวิตช์ไวงานของอินเวอร์เตอร์จะสลับกันนำกระแสโดยมีวัฏจักรงานต่ำกว่าร้อยละ 50 เล็กน้อยซึ่งเป็นผลจากการมี dead time เนื่องจากสวิตช์ไวงานของอินเวอร์เตอร์เป็นสวิตช์แบบเรโซแนนซ์ภาคแรงดันสูงที่ต้องมีช่วงเวลาที่สวิตช์ไวงานทั้งสองหยุดนำกระแสพร้อมกันโดยมีระยะเวลาต่ำสุดค่าหนึ่งที่เพียงพอสำหรับการเปลี่ยนแปลงศักดาไฟฟ้าของจุดกึ่งกลางของกิ่งบริดจ์ระหว่างศักดาต่ำและศักดาสูงของแรงดันคร่อมกิ่งบริดจ์และโอนย้ายกระแสจากสวิตช์ไวงานที่นำกระแสไปสู่สวิตช์ไวงานซึ่งจะนำกระแสที่แรงดันศูนย์เพื่อลดกำลังสูญเสียและความเค้นของสวิตช์และช่วยเพิ่มประสิทธิภาพตลอดจนความเชื่อถือได้ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

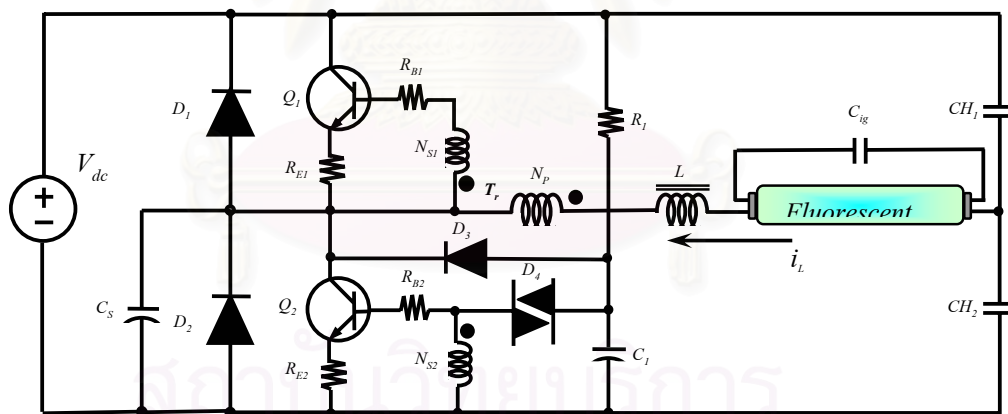
- วงจรขับนำสวิตช์ ทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของสวิตช์ไวงาน ปัจจุบันวงจรขับนำสวิตช์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีทั้งที่อาศัยการป้อนกลับกระแสไหลย้อนผ่านหม้อแปลงขับนำที่อิมิตัวและแบบที่กำเนิดสัญญาณขับนำโดยใช้วงจรประมวล การขับนำแบบที่ใช้การป้อนกลับผ่านหม้อแปลงอิมิตัวมีข้อดีในแง่ของราคาถูกกว่า ส่วนแบบที่กำเนิดสัญญาณขับนำโดยใช้วงจรประมวลมีข้อดีในแง่ของการควบคุมความถี่ที่สามารถออกแบบให้ปรับความถี่ได้อย่างเหมาะสมเพื่อเผาไหม้หลอดก่อนจุดหลอดให้ติดสว่าง จากนั้นจึงปรับความถี่เพื่อให้เกิดแรงดันที่สูงเพียงพอสำหรับการจุดหลอด รวมทั้งสามารถออกแบบให้สามารถปรับความถี่เพื่อควบคุมความเข้มแสงได้ด้วย

- วงจรไหลลัดของอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อไหลลัดขนานประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำที่ต่ออนุกรมกับหลอดและตัวเก็บประจุที่ต่อขนานกับหลอดเพื่อเป็นทางผ่านของกระแสสำหรับเผาไหม้หลอดในภาวะการทำงานปกติ และเกิดเรโซแนนซ์กับตัวเหนี่ยวนำขณะที่หลอดเป็นวงจรเปิดทำให้มีค่าตัวประกอบคุณภาพสูง มีผลทำให้เกิดแรงดันสูงที่เพียงพอสำหรับการจุดหลอด การจุดหลอดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ทั้งแบบที่จุดติดทันทีและแบบที่มีการเผาไหม้ก่อนจุดหลอดควบคุมด้วยความถี่ อาศัยการเกิดเรโซแนนซ์ของตัวเหนี่ยวนำของวงจรไหลลัดและตัวเก็บประจุที่ต่อคร่อมหลอด ดังนั้นการจุดหลอดจึงไม่จำเป็นต้องมีอุปกรณ์เพิ่มเติม ส่วนวงจรจุดหลอดที่มีการอุ่นไส้ก่อนจุดหลอดควบคุมด้วยวงจรไหลลัด[5] จะใช้ตัวเก็บประจุที่มีค่าสูงกว่าตัวเก็บประจุที่ต่อคร่อมหลอดตามปกติต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุที่ต่อคร่อมหลอดตามปกติ และมีตัวต้านทานที่เปลี่ยนค่ากับอุณหภูมิ (*Positive Temperature Coefficient Thermistor PTC*) ต่อขนานกับตัวเก็บประจุที่ต่อคร่อมหลอดตามปกติ การเปลี่ยนแปลงค่าของ PTC จะมีผลทำให้ตัวเก็บประจุรวมที่ต่อคร่อมหลอดมีค่าสูงขณะเผาไหม้ และมีค่าลดลงเพื่อทำให้เกิดแรงดันสูงสำหรับการจุดหลอดและการทำงานตามปกติ



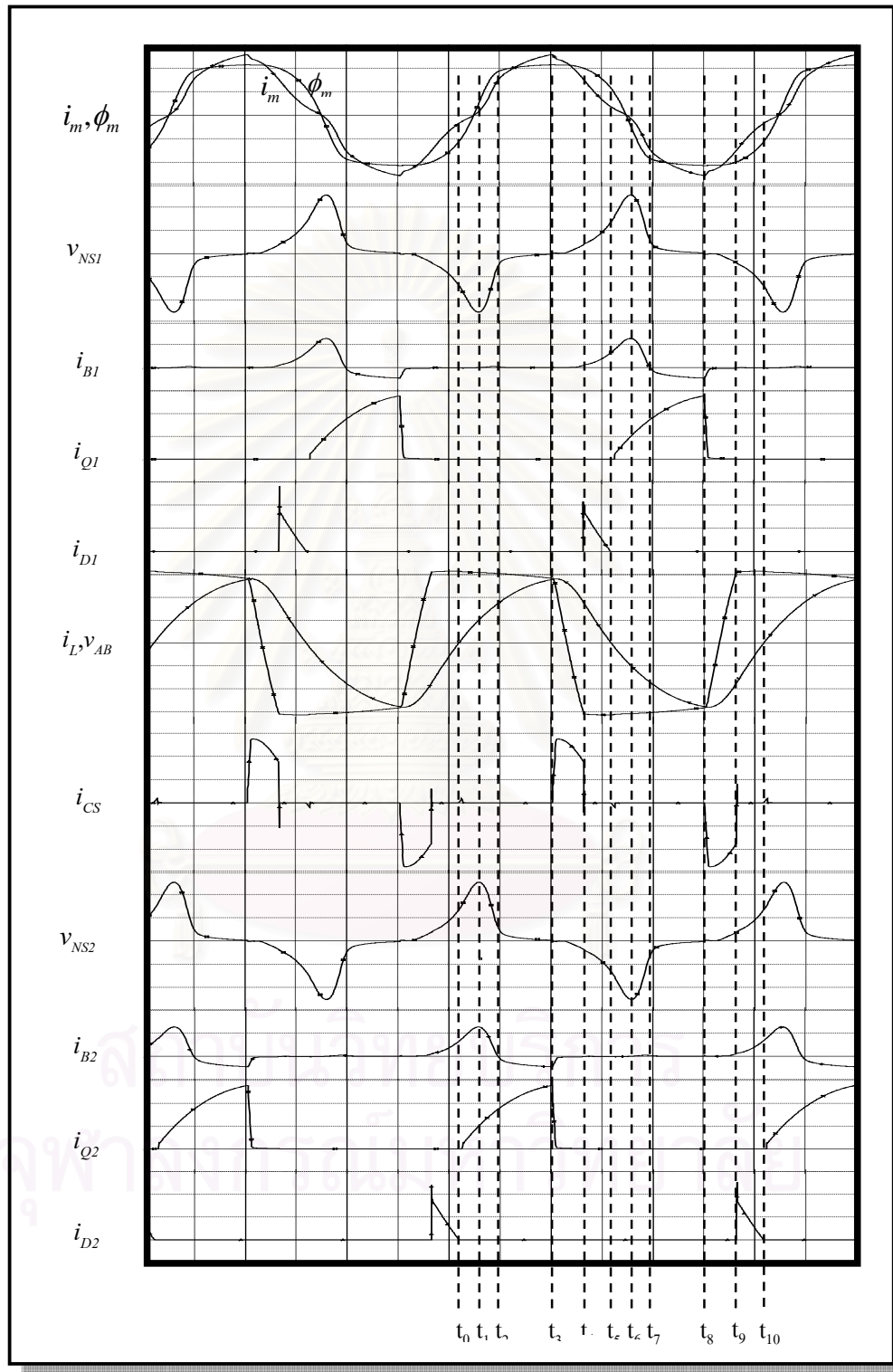
### 2.3 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์

การศึกษาคำเค้นของอุปกรณ์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จำเป็นต้องเข้าใจพฤติกรรมการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เพื่อเป็นพื้นฐานของการศึกษาสาเหตุและแนวทางแก้ไขการเกิดคำเค้นของอุปกรณ์ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์ของบัลลาสต์ในหัวข้อนี้จะอธิบายการทำงานในภาวะอยู่ตัวของอินเวอร์เตอร์ ขับนำด้วยหม้อแปลงอิมิตัวบ่อนกลับด้วยกระแสใช้สวิตช์โรซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์[6] ในรูปที่ 2.2 เนื่องจากการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีความสัมพันธ์โดยตรงกับการทำงานของวงจรขับนำ ดังนั้นการอธิบายการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์จึงต้องอธิบายการทำงานของวงจรขับนำควบคู่ไปด้วย จังหวะการทำงานของวงจรขับนำจะขึ้นกับสถานะของสนามแม่เหล็กในแกนหม้อแปลงขับนำ ดังนั้นการอธิบายการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ในช่วงเวลาต่างๆจะแสดงผลการวัด B-H Curve ของแกนหม้อแปลงขณะทำงานจริงในวงจรและแสดงรูปคลื่นของกระแสทำแม่เหล็ก  $i_m$ , เส้นแรงแม่เหล็ก  $\phi_m$  ที่เวลาต่างๆซึ่งมีความสัมพันธ์กับรูปคลื่นกระแสและแรงดันของหม้อแปลงขับนำสวิตช์และรูปลักษณะของวงจร

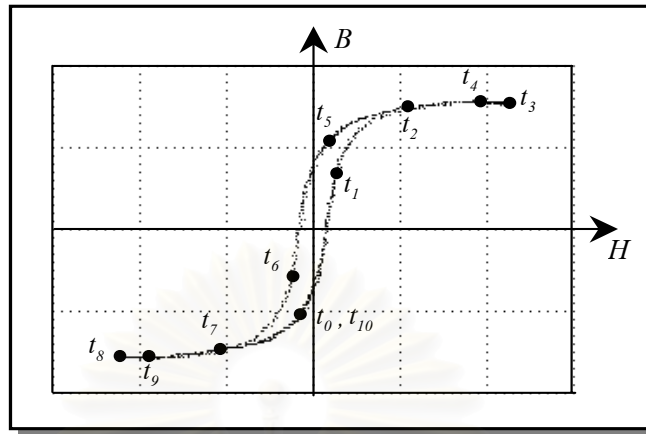


รูปที่ 2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัวบ่อนในการขับนำ

การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์และวงจรขับนำสวิตช์แบ่งออกเป็น 10 ช่วงเวลา ซึ่งแสดงไว้ในรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่างๆของวงจรขณะทำงานจริงดังแสดงในรูปที่ 2.3 และแสดงจุดทำงานจริงบน B-H Curve โดยเฉพาะในช่วงที่แกนอิมิตัวบ่อนและออกจากการอิมิตัวบ่อนดังแสดงในรูปที่ 2.4 พร้อมทั้งแสดงรูปลักษณะของวงจรแต่ละช่วงเวลาดังแสดงในรูปที่ 2.5 - 2.14 การทำงานในแต่ละช่วงเวลาเป็นดังนี้



รูปที่ 2.3 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆของอินเวอร์เตอร์

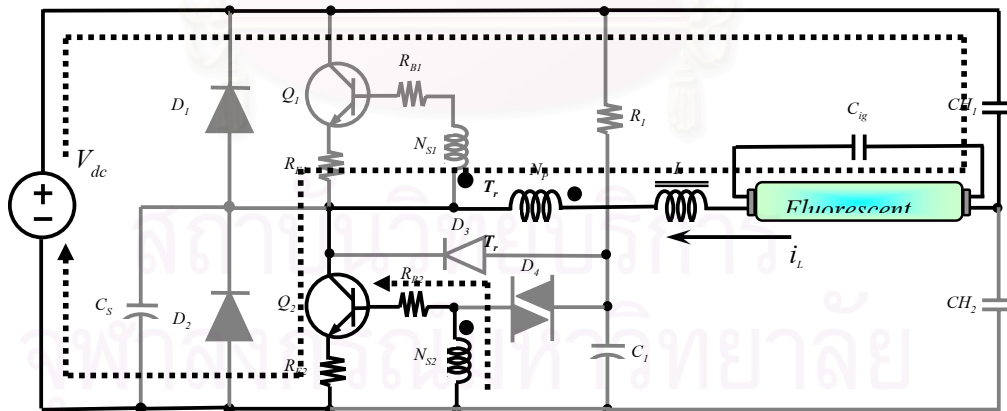


$B = 0.15 \text{ Tesla / DIV} ; H = 50 \text{ (A-T/m) / DIV}$

รูปที่ 2.4 B-H Curve ของแกนหม้อแปลงขณะทำงานจริงในวงจร

ช่วงเวลา  $t_0 < t < t_1$  : ( $T_r$  ออกจากการอิ่มตัว,  $Q_2$  นำกระแส รูปที่ 2.5)

ก่อนเวลา  $t_0$  ไดโอด  $D_2$  นำกระแสและมีสัญญาณขับนำจากขด  $N_{S2}$  เริ่มขับนำสวิตช์  $Q_2$  แต่ยังไม่มีการไหลผ่าน  $Q_2$  ที่เวลา  $t_0$  กระแสไหล  $i_L$  เปลี่ยนทิศจากลบเป็นบวก กระแสย้ายจาก  $D_2$  มาไหลผ่านสวิตช์  $Q_2$  ดังแสดงในรูปที่ 2.5 โดย  $Q_2$  ต่อดวงจรขณะที่แรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) และไดโอด  $D_2$  ต่อดวงจรขณะกระแสเป็นศูนย์ (ZCS) ที่เวลา  $t_0$  กระแสทำแม่เหล็ก  $i_m$  ยังคงมีค่าเป็นลบและจะเพิ่มขึ้นเป็นบวกตามการเพิ่มขึ้นของกระแสไหล  $i_L$

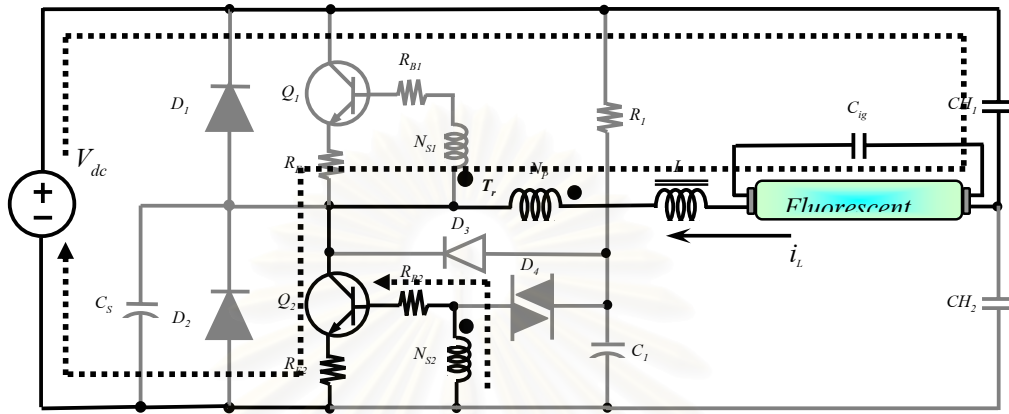


รูปที่ 2.5 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา  $t_0 < t < t_1$

ช่วงเวลา  $t_1 < t < t_2$  : ( $T_r$  เริ่มเข้าสู่การอิ่มตัว,  $Q_2$  นำกระแส รูปที่ 2.6)

ที่เวลา  $t_1$  หม้อแปลงเริ่มเข้าสู่การอิ่มตัวสังเกตได้จากการที่แรงดันด้านออก  $V_{NS2}$  ของหม้อแปลงขับนำสวิตช์  $Q_2$  มีค่าสูงสุดและเริ่มลดลงในช่วงเวลา  $t_1 - t_2$  ขนาดอัตราการเปลี่ยนแปลงของ

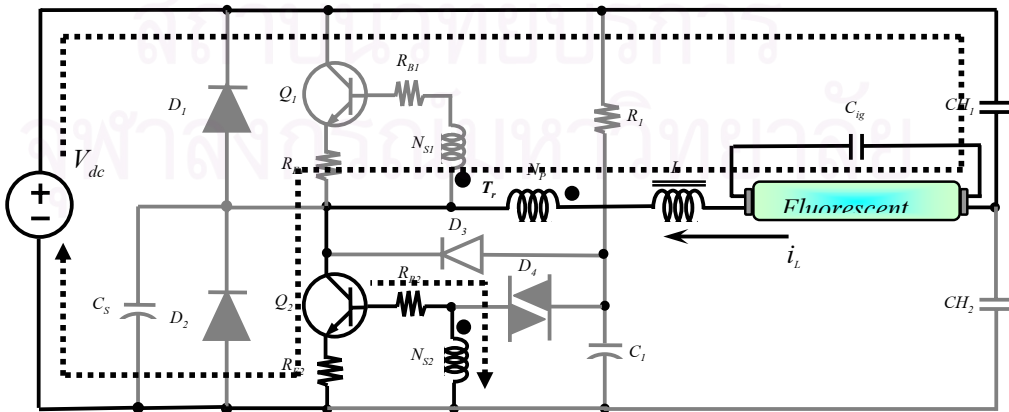
เส้นแรงแม่เหล็ก  $\phi_m$  กับกระแสทำแม่เหล็ก  $i_m$  :  $(\Delta\phi_m/\Delta i_m)$  จะลดลงเนื่องจากค่าความซาบซึ่มสัมพัทธ์ของแกนหม้อแปลงขั้วนำมีค่าลดลง กระแสยังคงไหลผ่านสวิตช์  $Q_2$  ดังแสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา  $t_1 < t < t_2$

ช่วงเวลา  $t_2 < t < t_3$  : ( $T_r$  เข้าสู่การอิ่มตัวเต็มที่,  $Q_2$  คายประจุสะสม รูปที่ 2.7)

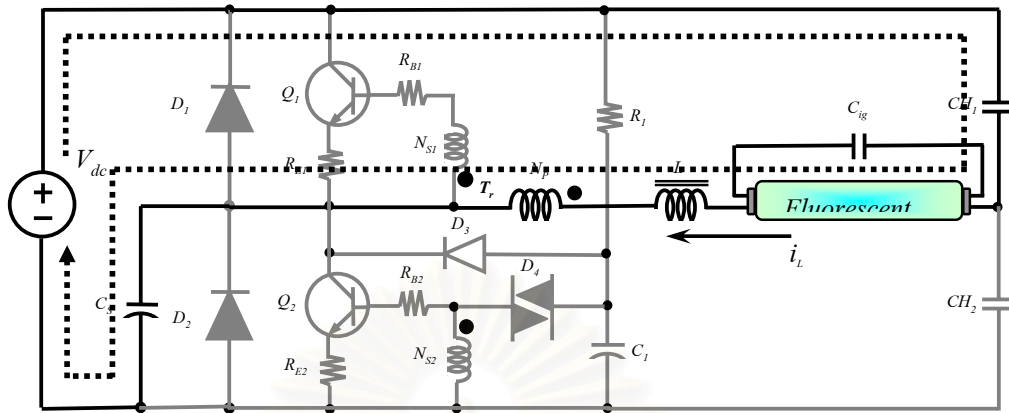
ที่เวลา  $t_2$  แกนเข้าสู่การอิ่มตัวเต็มที่สังเกตได้จากการที่  $\phi_m$  มีค่าเกือบคงที่ไม่เพิ่มตาม  $i_m$  ความซาบซึ่มสัมพัทธ์  $\mu_r$  ของแกนจะลดลงเข้าใกล้ 1 ทำให้ความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก  $L_m$  ของหม้อแปลงลดลงอย่างมาก ขดลวดหม้อแปลงเสมือนเป็นวงจรลัดและแรงดันออกของหม้อแปลงลดลงสู่ศูนย์ทำให้ไม่มีการขับนำทรานซิสเตอร์  $Q_2$  แต่จะมีกระแสไหลออกจากเบสเนื่องจากประจุสะสม (Storage charge) เห็นได้จาก  $i_{B2}$  มีค่าเป็นลบในช่วงเวลา  $t_2 - t_3$  แต่จะมีกระแสไหลผ่าน  $Q_2$  ต่อไป ในช่วงเวลาประจุสะสม (Storage time) ของ  $Q_2$  ดังแสดงในรูปที่ 2.7 สังเกตได้จากรูปคลื่นของกระแส  $i_{Q2}$  ที่ยังไม่ลดลงเป็นศูนย์



รูปที่ 2.7 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา  $t_2 < t < t_3$

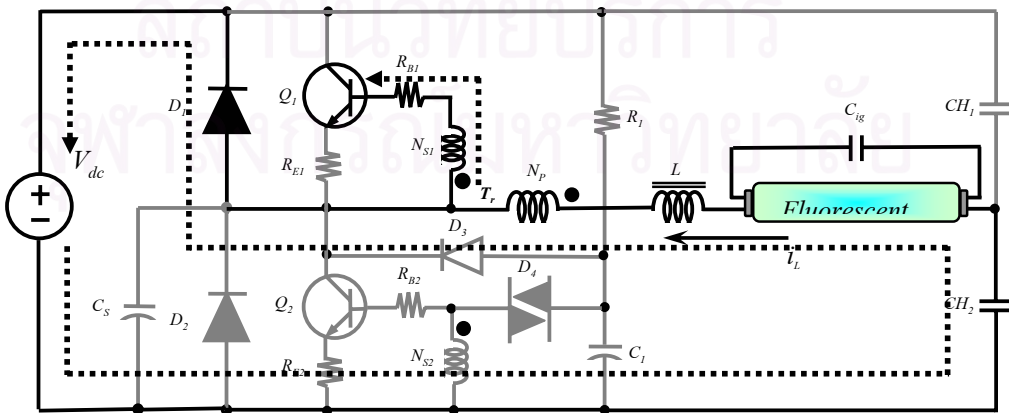
ช่วงเวลา  $t_3 < t < t_4$  : ( $T_r$  อิมิตัว,  $Q_2$  หยุดนำกระแส,  $C_s$  นำกระแส รูปที่ 2.8)

ที่เวลา  $t_3$  ประจุสะสมที่หัวต่อเบส-อิมิตอร์เริ่มหมดไป กระแสออกจากเบสเริ่มลดลงทำให้  $i_{Q2}$  เริ่มลดลงกระแสไหล  $i_L$  ซึ่งล้าหลังแรงดัน  $v_{AB}$  ยังคงไม่เปลี่ยนทิศทางแต่จะย้ายไปไหลผ่านตัวเก็บประจุ  $C_s$  ดังแสดงในรูปที่ 2.8 ในการขับนำสวิตช์โดยทั่วไปหลังจากหยุดขับนำสวิตช์ที่กำลังนำกระแสแล้วไม่ควรขับนำสวิตช์ที่จะนำกระแสต่อไปทันที แต่จะต้องมีช่วงเวลาพักให้สวิตช์ที่กำลังนำกระแสหยุดนำกระแสก่อนเพื่อป้องกันการนำกระแสพร้อมกันของสวิตช์ในกิ่งเดียวกัน และในกรณีของ ZVS จะต้องรอให้มีการโอนย้ายกระแสไปยังไดโอดที่ต่อขนานกับสวิตช์ที่จะนำกระแสต่อไปก่อน เพื่อที่สวิตช์ไวงานที่จะนำกระแสต่อไปจะได้เริ่มนำกระแสที่แรงดันเป็นศูนย์ ในกรณีที่สวิตช์ไวงานเป็น FET ที่มี turn-off delay time สั้น สามารถกำหนดช่วงเวลาพักคองที่ได้โดยไม่ว่าให้เกิดปัญหาต่อการทำงานของวงจร แต่สำหรับ BJT ซึ่งโดยทั่วไปจะมีช่วงเวลาประจุสะสมโดยที่ช่วงเวลาประจุสะสมของ BJT จะมีการเปลี่ยนแปลงกับกระแสเบสอย่างมาก ทำให้ยากต่อการชดเชยโดยใช้ช่วงเวลาพักคองที่ ดังเช่นกรณีของ FET เนื่องจากหากใช้เวลาพักน้อยกว่าช่วงเวลาประจุสะสมของ BJT จะทำให้เกิดการนำกระแสพร้อมกันของสวิตช์ทั้งสองตัวในกิ่งเดียวกัน แต่หากใช้เวลาพักมากกว่าผลรวมของเวลาประจุสะสมของ BJT และเวลานำกระแสของของตัวเก็บประจุจะทำให้สวิตช์ไวงานทำงานผิดพลาดเนื่องจากสวิตช์ไวงานจะไม่สามารถนำกระแสได้เมื่อกระแสไหลเปลี่ยนทิศทาง สวิตช์ไวงานจะไม่เริ่มนำกระแสที่แรงดันศูนย์ จากการพิจารณาการทำงานของวงจรขับนำสวิตช์ที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัวในช่วง  $t_2 - t_3$  จะเห็นได้ว่า กระแสที่ไหลออกจากเบสของ BJT หรือเกตของ FET ที่เกิดจากประจุสะสมในช่วงที่แกนหม้อแปลงอิมิตัวมีส่วนอย่างมากที่จะช่วยให้แกนหม้อแปลงยังคงสภาพอิมิตัวและไม่มีกระแสไปขับนำสวิตช์ที่จะนำกระแสในจังหวะต่อไปก่อนที่สวิตช์ที่กำลังนำกระแสจะหยุดนำกระแส ทำให้การออกจากการอิมิตัวของแกนหม้อแปลงปรับตัวตามช่วงเวลาประจุสะสมของ BJT ซึ่งเปรียบเสมือนการปรับช่วงเวลาพักของวงจรขับนำตามช่วงเวลาประจุสะสมของ BJT โดยอัตโนมัติ อย่างไรก็ตามการลดลงของกระแสที่ไหลออกจากเบสของ BJT หรือเกตของ FET ที่เกิดจากประจุสะสม อาจเหนี่ยวนำให้เกิดแรงดันขับนำสวิตช์ที่จะนำกระแสในจังหวะต่อไปได้ ดังนั้นจึงควรออกแบบวงจรให้กระแสทำแม่เหล็กในช่วงเวลา  $t_3 - t_4$  มีค่ามาก เพื่อที่แกนแม่เหล็กจะยังคงอิมิตัวเต็มที่ต่อไป และเลือกวัสดุของแกนที่มีเส้นแรงแม่เหล็กตกค้างที่สูงเพื่อให้อัตราการลดลงของเส้นแรงแม่เหล็กกับกระแสทำแม่เหล็กมีค่าต่ำเพื่อให้แรงดันที่เกิดขึ้นจากการลดลงของเส้นแรงแม่เหล็กจะมีค่าไม่เพียงพอที่จะขับนำสวิตช์ตัวต่อไปให้นำกระแสได้ในช่วงที่กระแสที่ไหลออกจากเบสลดลงเป็นศูนย์



รูปที่ 2.8 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา  $t_3 < t < t_4$   
 ช่วงเวลา  $t_4 < t < t_5$  : ( $T_r$  เริ่มออกจากการอิ่มตัว,  $D_1$  นำกระแส รูปที่ 2.9)

ที่เวลา  $t_4$  กระแส  $i_{CS}$  เริ่มลดลง กระแสไหล  $i_L$  ที่ยังไม่เปลี่ยนทิศทางจะเริ่มย้ายไปไหลผ่าน ไดโอด  $D_1$  กระแสไหล  $i_L$  จะไหลเข้าขั้วที่มีศักดาสูงของแหล่งจ่ายไปตรง ในช่วง  $t_4 - t_5$  เป็นช่วงคืนพลังงานจากไหลสู่แหล่งจ่ายไฟตรงดังแสดงในรูปที่ 2.9 ในช่วงเวลานี้จะเริ่มมีการขับนำ  $Q_1$  แต่  $Q_1$  จะยังไม่นำกระแสจนกว่ากระแสไหลจะเปลี่ยนทิศทาง การเลือกใช้แกนซึ่งมีเส้นแรงแม่เหล็กตกค้างที่สูง เพื่อให้อัตราการลดลงของเส้นแรงแม่เหล็กกับกระแสทำแม่เหล็กในช่วงเวลา  $t_3 - t_4$  มีค่าต่ำ แรงดันเหนี่ยวนำที่เกิดจากการลดลงของเส้นแรงแม่เหล็กจะได้มีค่าไม่เพียงพอสำหรับขับนำสวิตช์ มีผลทำให้การเพิ่มขึ้นของแรงดันและกระแสในช่วงเวลา  $t_4 - t_5$  ค่อนข้างช้า ซึ่งจะไม่เหมาะสมสำหรับการขับนำสวิตช์ที่วูบไปที่ต้องการกระแสขับนำที่มีค่าสูงและมีการเพิ่มอย่างรวดเร็วในช่วงต้น แต่อย่างไรก็ดีสำหรับการขับนำสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์แรงดันศูนย์ การเพิ่มขึ้นอย่างช้าๆของกระแสขับนำเบสจะไม่เป็นผลเสียต่อสวิตช์เนื่องจากกระแสผ่านสวิตช์ไม่มีการเพิ่มอย่างรวดเร็วเหมือนสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์แบบแข็ง (hard switch)

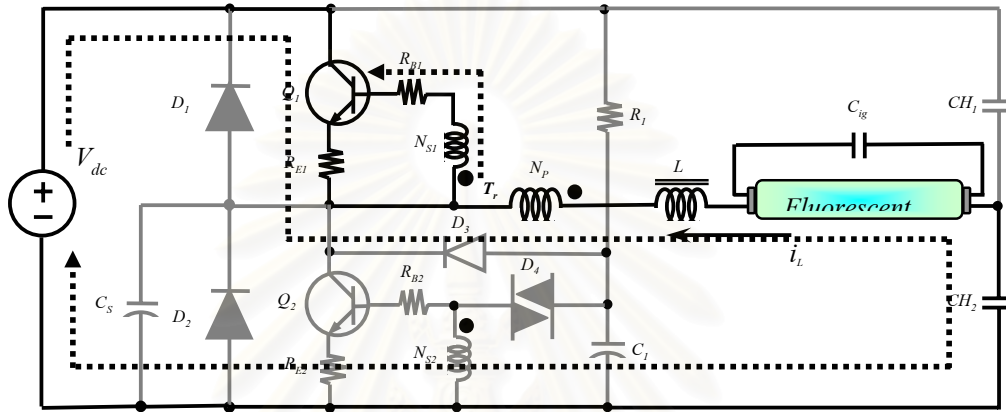


รูปที่ 2.9 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา  $t_4 < t < t_5$



ช่วงเวลา  $t_5 < t < t_6$  : ( $T_r$  ออกจากการอิ่มตัว,  $Q_1$  นำกระแส รูปที่ 2.10)

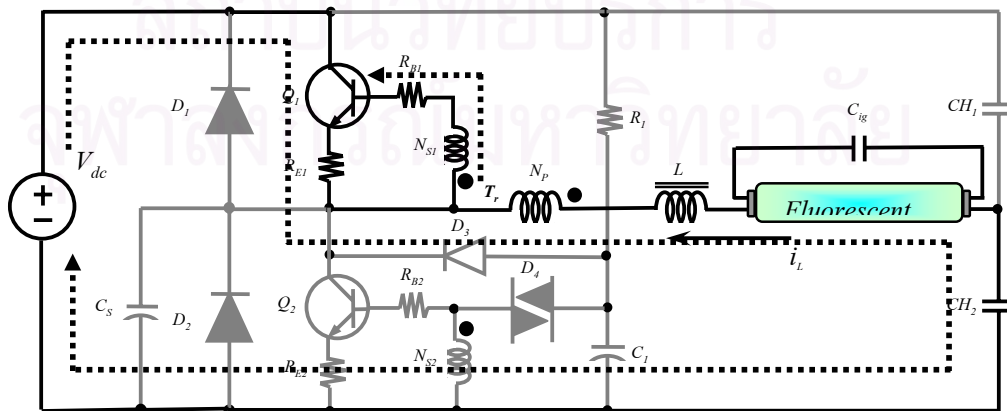
ที่เวลา  $t_5$  กระแสไหล  $i_L$  จะเปลี่ยนทิศทางจากบวกเป็นลบทำให้มีการสับเปลี่ยนการนำกระแสจากไดโอด  $D_1$  มายังสวิตช์  $Q_1$  ดังแสดงในรูปที่ 2.10 จะเห็นได้ว่า  $Q_1$  เริ่มนำกระแสขณะที่แรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) และไดโอด  $D_1$  หยุดนำกระแสขณะกระแสเป็นศูนย์ทำให้มีการสูญเสียใน  $Q_1$  และ  $D_1$  น้อย



รูปที่ 2.10 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา  $t_5 < t < t_6$

ช่วงเวลา  $t_6 < t < t_7$  : ( $T_r$  เริ่มเข้าสู่การอิ่มตัว,  $Q_1$  นำกระแส รูปที่ 2.11 )

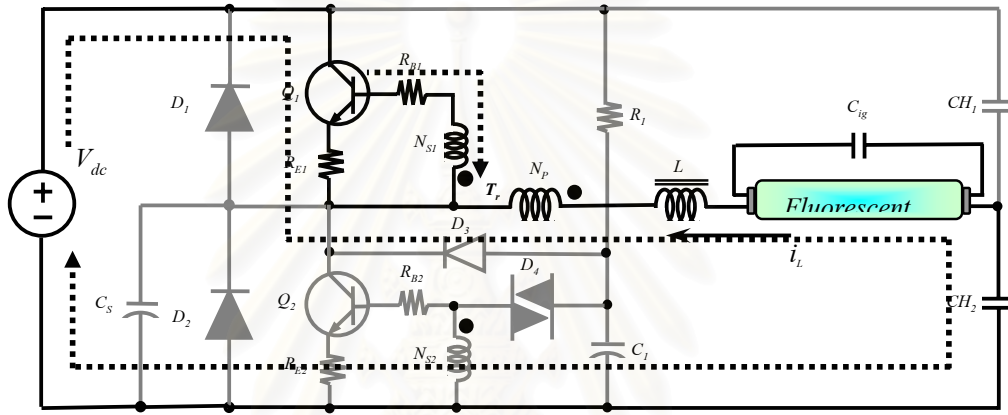
ที่เวลา  $t_6$  หม้อแปลงเริ่มเข้าสู่การอิ่มตัวอีกครั้งซึ่งเกิดได้จากแรงดันออก  $v_{NS1}$  ของหม้อแปลงขับนำสวิตช์  $Q_1$  มีค่าสูงสุดและเริ่มมีค่าลดลงในช่วงเวลา  $t_6 - t_7$  ขนาดอัตราการผลิตเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็ก  $\phi_m$  กับกระแสทำแม่เหล็ก  $i_m$  ( $\Delta\phi_m/\Delta i_m$ ) จะลดลงเนื่องจากค่าความซาบซึ่มสัมพัทธ์  $\mu_r$  ของแกนหม้อแปลงมีค่าลดลงเรื่อยๆ กระแสยังคงไหลผ่านสวิตช์  $Q_1$  ดังแสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา  $t_6 < t < t_7$

ช่วงเวลา  $t_7 < t < t_8$  : ( $T_r$  เข้าสู่การอิมิตัวเต็มที,  $Q_1$  คายประจุสะสม รูปที่ 2.12)

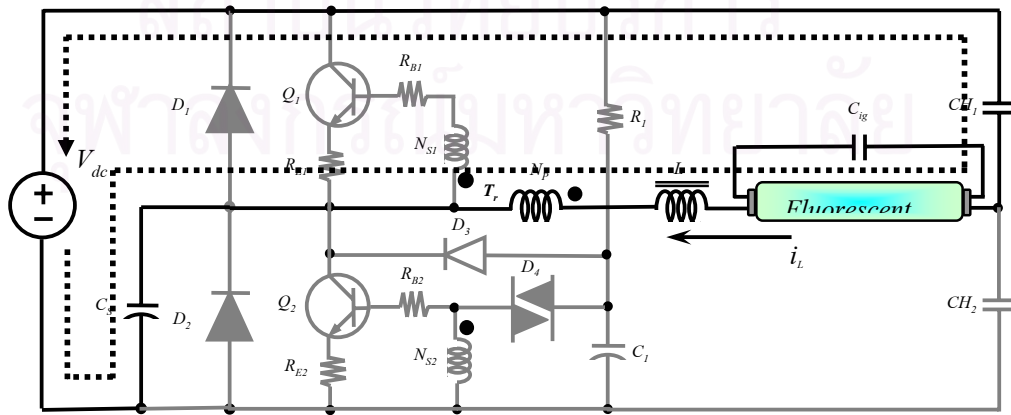
ที่เวลา  $t_7$  แกนเข้าสู่การอิมิตัวสังเกตได้จากการที่  $\phi_m$  มีค่าเกือบคงที่ไม่เพิ่มตาม  $i_m$  ความซาบซึ่มสัมพัทธ์  $\mu_r$  ของแกนจะลดลงเข้าใกล้ 1 ความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก  $L_m$  ของหม้อแปลงลดลงอย่างมากทำให้ขดลวดหม้อแปลงเสมือนเป็นวงจรลัดและแรงดันออกของหม้อแปลงลดลงสู่ศูนย์ทำให้ไม่มีการขับนำสวิตช์  $Q_1$  แต่จะมีกระแสไหลออกจากขาเบสเนื่องจากประจุสะสมซึ่งเห็นได้จาก  $i_{B1}$  มีค่าเป็นลบในช่วงเวลา  $t_7 - t_8$  แต่จะมีกระแสไหลผ่าน  $Q_1$  ต่อไป ในช่วงเวลาประจุสะสมของ  $Q_1$  ดังแสดงในรูปที่ 2.12 สังเกตได้จากรูปคลื่นของกระแส  $i_{Q1}$  ยังไม่ลดลงเป็นศูนย์



รูปที่ 2.12 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา  $t_7 < t < t_8$

ช่วงเวลา  $t_8 < t < t_9$  : ( $T_r$  อิมิตัว,  $Q_1$  หยุดนำกระแส,  $C_s$  นำกระแส รูปที่ 2.13)

ที่เวลา  $t_8$  ประจุสะสมในหัวต่อเบส-อิมิตอร์หมดไปทำให้ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  หยุดนำกระแส กระแสไหล  $i_L$  ซึ่งล้าหลังแรงดัน  $v_{AB}$  จะยังคงไม่เปลี่ยนทิศทางแต่จะไหลผ่านตัวเก็บประจุ  $C_s$  ดังแสดงในรูปที่ 2.13

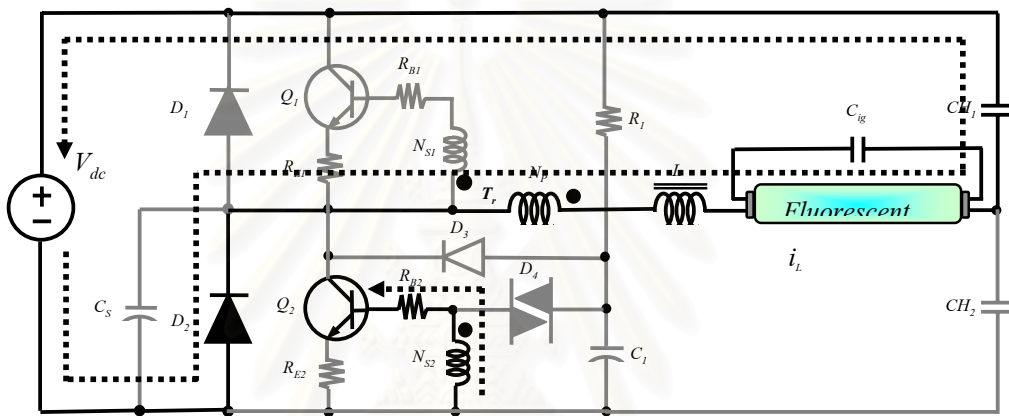


รูปที่ 2.13 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา  $t_8 < t < t_9$



ช่วงเวลา  $t_9 < t < t_{10}$  : ( $T_r$  เริ่มออกจากการอิ่มตัว,  $D_2$  นำกระแส รูปที่ 2.14 )

ที่เวลา  $t_9$  กระแส  $i_{CS}$  เริ่มลดลง กระแสไหล  $i_L$  ที่ยังไม่เปลี่ยนทิศทางจะเริ่มย้ายไปไหลผ่านไดโอด  $D_2$  กระแสไหล  $i_L$  จะไหลเข้าขั้วที่มีศักดาสูงของแหล่งจ่ายไปตรงในช่วง  $t_9 - t_{10}$  ซึ่งเป็น การคืนพลังงานจากโหลดสู่แหล่งจ่ายไฟตรงดังแสดงในรูปที่ 2.14 ในช่วงเวลานี้จะเริ่มมีการขับนำ ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  แต่  $Q_2$  จะยังไม่นำกระแสจนกว่ากระแสไหลจะเปลี่ยนทิศทาง การทำงานของ วงจรขับนำสวิตช์ในคาบถัดไปจะมีลักษณะเหมือนเดิมทุกประการโดยเวลา  $t_{10}$  ของคาบที่ 1 จะเป็น เวลา  $t_0$  ของคาบถัดไปวัฏจักรการทำงานจะเกิดซ้ำกันเช่นนี้เรื่อยๆ

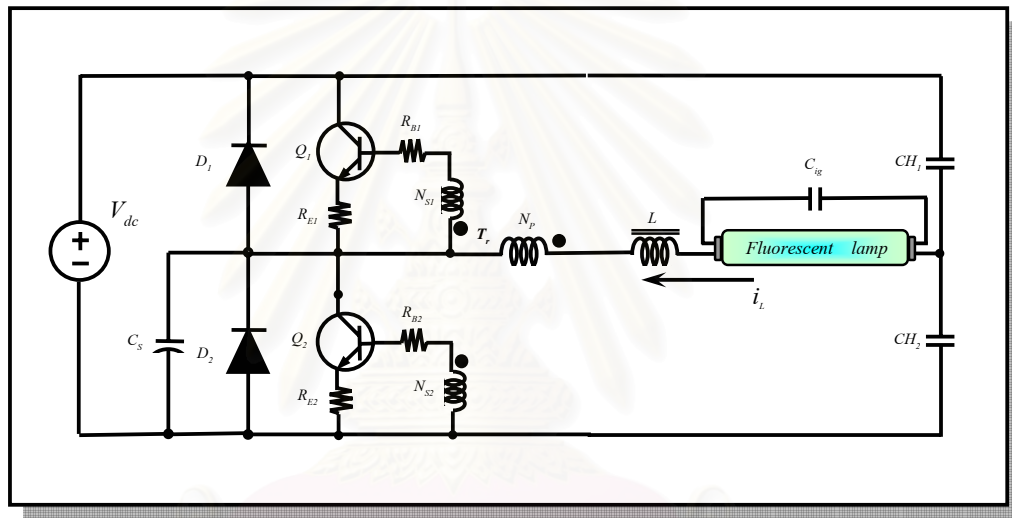


รูปที่ 2.14 รูปลักษณะของวงจรที่แสดงการไหลของกระแสในวงจรช่วงเวลา  $t_9 < t < t_{10}$

จะเห็นได้ว่าการอธิบายการทำงานในภาวะอยู่ตัวของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงอิ่มตัว ป้อนกลับด้วยกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ที่ใช้สวิตช์แรงดันศูนย์ ซึ่งแบ่งการทำงานในแต่ละคาบ เป็น 10 ช่วงเวลา ช่วยให้เข้าใจการทำงานของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงอิ่มตัวและแสดงให้เห็นว่า กระแสที่ไหลออกจากเบสของ BJT หรือเกตของ FET ที่เกิดจากประจุสะสมในช่วงที่แกนหม้อแปลง อิ่มตัว  $t_2 - t_3$  และ  $t_7 - t_8$  มีส่วนอย่างมากที่จะช่วยให้แกนหม้อแปลงยังคงสภาพอิ่มตัว และไม่มี กระแสไปขับนำสวิตช์ที่จะนำกระแสในจังหวะต่อไปก่อนที่สวิตช์ที่กำลังนำกระแสจะหยุดนำกระแส ทำให้การออกจากการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลงปรับตัวตามช่วงเวลาประจุสะสมของ BJT ซึ่ง เปรียบเสมือนการปรับช่วงเวลาพักของวงจรขับนำตามช่วงเวลาประจุสะสมของ BJT โดยอัตโนมัติ นอกจากนี้วงจรขับนำสวิตช์ที่ใช้หม้อแปลงอิ่มตัวจะไม่มีโอกาสที่จะทำให้เกิดสัญญาณที่มีเฟส เดียวกันขับนำให้สวิตช์ไวงานทั้งสองในกิ่งเดียวกันนำกระแสพร้อมกัน จึงเป็นการลดการทำงานที่ ผิดพลาดของสวิตช์อีกทางหนึ่ง

## 2.4 การพัฒนาวงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์

วงจรอินเวอร์เตอร์อนุกรมที่ต่อโหลดขนาน ที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์เดี่ยวภาคแรงดันศูนย์ดังแสดงในรูปที่ 2.15 ให้แรงดันออกที่มีรูปคลื่นใกล้เคียงรูปคลื่นสี่เหลี่ยม การวิเคราะห์และออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้อินเวอร์เตอร์แรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ป้อนพลังงานให้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่มีลักษณะสมบัติกระแส - แรงดันไม่เชิงเส้นและเปลี่ยนแปลงตามจุดทำงานทำได้ยาก ด้วยเหตุนี้จึงมีความจำเป็นต้องพัฒนาวงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์โดยการประมาณแรงดันออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วยรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่หลักมูลและใช้ตัวต้านทานเชิงเส้นแทนหลอด

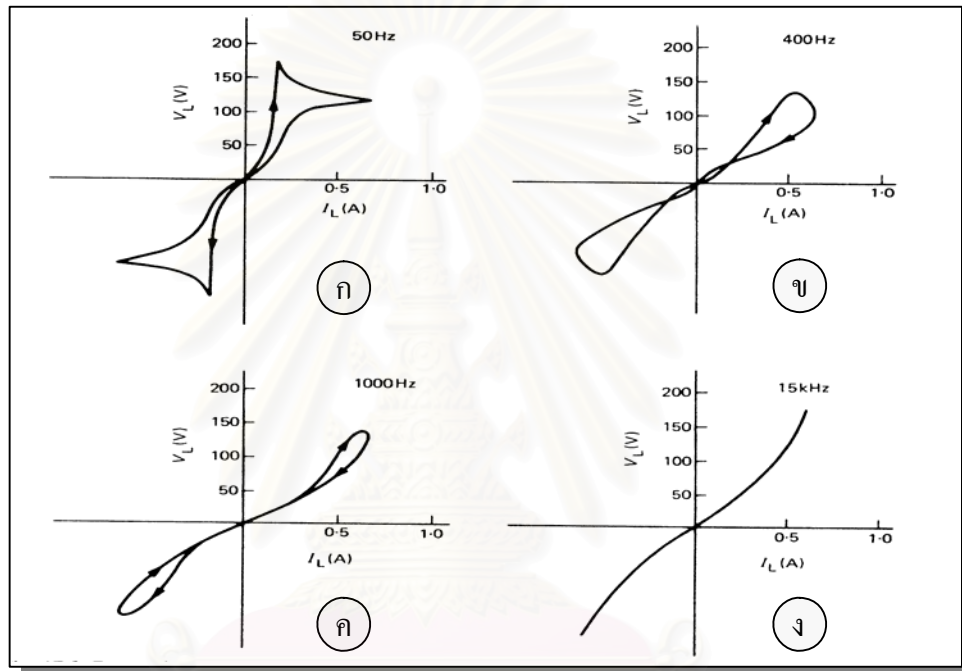


รูปที่ 2.15 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

### 2.4.1 ลักษณะสมบัติทางไฟฟ้าของหลอดฟลูออเรสเซนต์

คุณสมบัติทางไฟฟ้าของหลอดแก๊สดีสชาร์จจะขึ้นอยู่กับลักษณะอิมพีแดนซ์ของแหล่งจ่าย, ความถี่ของแหล่งจ่าย และชนิดของบัลลาสต์ โดยที่อิมพีแดนซ์ประสิทธิภาพ ( effective impedance ) ของหลอดฟลูออเรสเซนต์สามารถประมาณเป็นตัวต้านทานสมมูลไม่เชิงเส้นที่ต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ เนื่องจากการเพิ่มขึ้นของกระแสจะไม่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดเมื่อใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ต่ำ ที่มีรูปคลื่นเป็นไซน์ป้อนให้กับหลอด ความต้านทานของหลอดจะมีการเปลี่ยนแปลงอย่างต่อเนื่องใน 1 รอบ ( cycle ) ส่งผลให้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสและแรงดันของหลอดไม่เป็นแบบเชิงเส้นแสดงดังรูปที่ 2.16 ( ก-ค ) แต่เมื่อใช้ไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงป้อนให้กับหลอด การเปลี่ยนแปลงของกระแสผ่านหลอดและแรงดันคร่อม

หลอดใน 1 คาบ จะสั้นมากเมื่อเทียบกับเวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นของประจุไฟฟ้าในแก๊ส (Plasma) ที่เปลี่ยนแปลงกับความหนาแน่นของกระแส ทำให้ความหนาแน่นของพลาสมา ( plasma ) เกือบคงที่อิมพีแดนซ์ประสิทธิผลต่างๆขณะเกือบคงที่ จะทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสที่ไหลผ่านหลอด และแรงดันคร่อมหลอดมีความสัมพันธ์กันแบบเชิงเส้น ( linear ) โดยประมาณ ดังแสดงในรูปที่ 2.16 (ง)

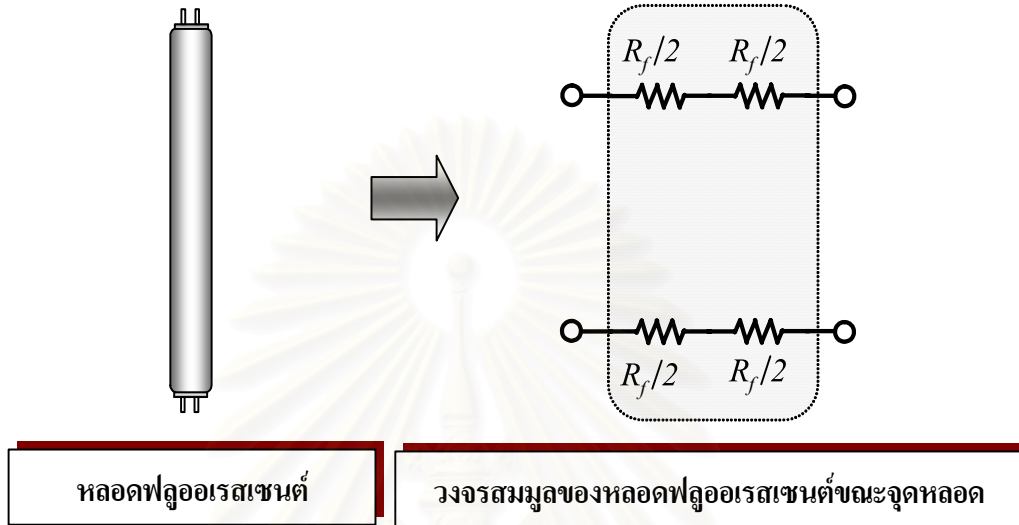


รูปที่ 2.16 คุณลักษณะกระแส-แรงดันพลวัตของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ความถี่ค่าต่างๆ

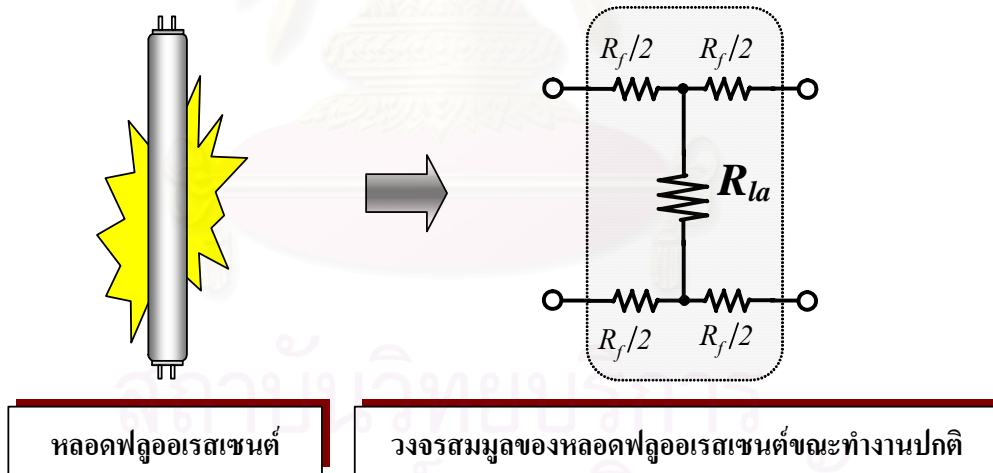
#### 2.4.2 วงจรสมมูลหลอดฟลูออเรสเซนต์

เมื่อใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงเราสามารถประมาณคุณสมบัติของหลอดฟลูออเรสเซนต์เป็นตัวต้านทานได้ เนื่องจากกระแสที่ไหลผ่านหลอดและแรงดันคร่อมหลอดมีความสัมพันธ์กันแบบเชิงเส้นโดยประมาณทำให้สามารถเขียนวงจรสมมูลทางไฟฟ้าของหลอดฟลูออเรสเซนต์ได้ดังรูปที่ 2.17-2.18 เนื่องจากไม่มีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์ในขณะจุดหลอดดังนั้นจึงแทนความต้านทานสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ ( $R_{lamp}$ ) ด้วยวงจรเปิด แต่จะมีความต้านทานไส้หลอด ( $R_{f1}, R_{f2}$ ) ที่แต่ละข้างของขั้วหลอด ดังนั้นจึงสามารถเขียนวงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ขณะจุดหลอดได้ดังแสดงในรูป 2.17 และ

เมื่อหลอดติดสว่าง ค่าความต้านทานสมมูลของหลอด ( $R_{lamp}$ ) จะมีค่าลดลงเท่ากับค่าที่พิกัด จึงสามารถเขียนวงจรสมมูลเมื่อหลอดติดสว่างได้ดังแสดงในรูป 2.18



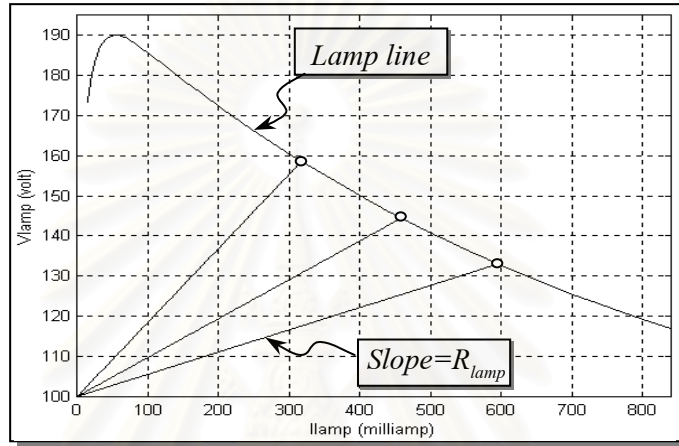
รูปที่ 2.17 วงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ในช่วงก่อนจุดหลอดและขณะจุดหลอด



รูปที่ 2.18 วงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ขณะทำงานปกติ

ถึงแม้หลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ใช้งานกับความถี่สูงจะมีลักษณะสมบัติโดยประมาณเป็นความต้านทานแบบเชิงเส้น แต่ค่าความต้านทานสมมูลของหลอด ( $R_{lamp}$ ) จะมีค่าไม่คงที่ โดยจะขึ้นอยู่กับกำลังด้านออกของหลอดฟลูออเรสเซนต์ เมื่อกำลังด้านออกมีการเปลี่ยนแปลงความชัน ( Slope ) ของกราฟลักษณะ สมบัติกระแส-แรงดันของหลอดฟลูออเรสเซนต์จะมีการเปลี่ยนแปลง

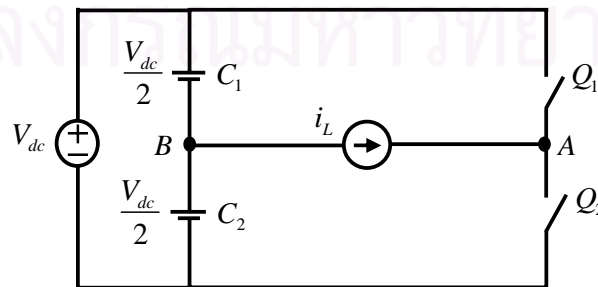
ด้วย โดยเมื่อกำลังออกของหลอดเพิ่มขึ้นค่าความต้านทานสมมูลของหลอดจะลดลง ดังแสดง  
รูปที่ 2.19 โดยจุดทำงานของหลอดบนระนาบกระแส-แรงดันของหลอดจะอยู่บนเส้น Lamp line  
ซึ่งมีอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันกับกระแสมีค่าเป็นลบจึงทำให้ค่าความต้านทานพลวัตของ  
หลอดมีค่าเป็นลบ



รูปที่ 2.19 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแส-แรงดันของหลอดเมื่อใช้กับไฟฟ้ากระแสลับความถี่สูง  
แสดงการเปลี่ยนแปลงความต้านทานของหลอดฟลูออเรสเซนต์กับกำลังที่หลอด

#### 2.4.3 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์

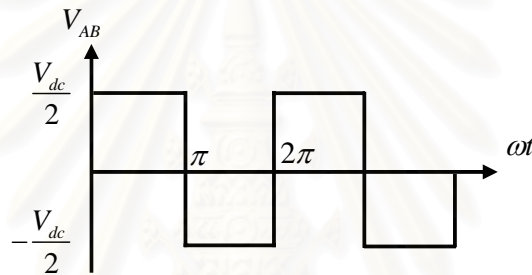
โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ในรูปที่ 2.15 สามารถแทนได้ดังวงจรสมมูลใน  
รูปที่ 2.20 โดยแรงดันด้านออก ของอินเวอร์เตอร์ ( $V_{AB}$ ) จะมีลักษณะเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยมที่มี  
ค่าเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ( $V_{AB}$ ) ขึ้นอยู่กับแรงดันไฟตรงด้านเข้าและ  
ความถี่ของแรงดันออกขึ้นอยู่กับความถี่ในการตัดต่อวงจรของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$



รูปที่ 2.20 ลักษณะของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่สร้างรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

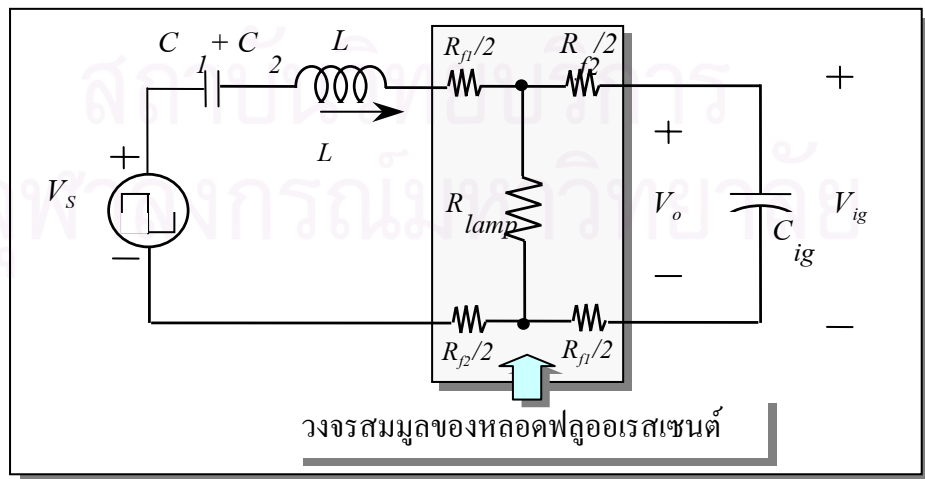
จากโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.20 ในช่วงเวลาที่  $Q_1$  นำกระแส จะทำให้แรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม  $V_{AB} = V_{dc} / 2$  ส่วนช่วงเวลาที่  $Q_2$  นำกระแส จะทำให้แรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม  $V_{AB} = -V_{dc} / 2$  เมื่อสวิตช์ 2 ตัวสลับกันทำงานก็จะทำให้ได้แรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์  $V_{AB}$  ดังรูปที่ 2.21 โดยแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์  $V_{AB}$  มีค่า ณ เวลาต่างๆ กันดังในสมการที่ 1

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



รูปที่ 2.21 แรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์

เมื่อแทนโหลดฟลูออเรสเซนต์ด้วยวงจรสมมูลที่ประกอบด้วยความต้านทานแบบเชิงเส้น และวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีแรงดันด้านออกเป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม โดยมีวงจรโหลดเป็นวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม ทำให้ได้วงจรสมมูลของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ดังแสดงในรูปที่ 2.22

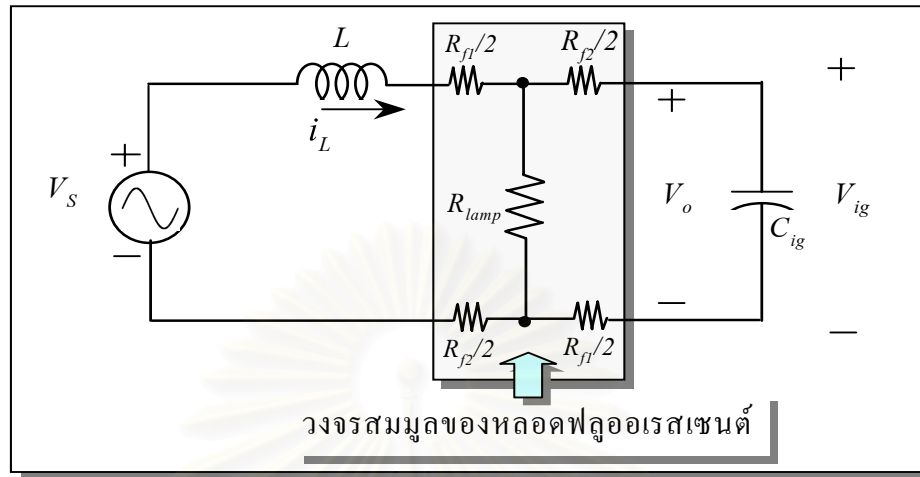


รูปที่ 2.22 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์และวงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่เป็นโหลด



เนื่องจากโครงสร้างของวงจรโพลดที่ต่อเข้ากับอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นวงจรกรองแบบผ่านต่ำ ( *Low-pass filter* ) ทำให้กระแสฮาร์มอนิกที่ผ่านหลอดมีค่าต่ำ กำลังไฟฟ้าส่วนใหญ่ที่ผ่านหลอดจึงเป็นกำลังไฟฟ้าจากความถี่หลักมูลและที่ก่าลังพิกัก กำลังไฟฟ้าที่หลอดจะเป็นกำลังไฟฟ้าความถี่หลักมูลประมาณร้อยละ 98 [7] ดังนั้นการคำนวณคุณสมบัติของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้เฉพาะความถี่หลักมูลจะให้ผลที่มีความคลาดเคลื่อนไม่มากนักแต่มีความสะดวกกว่ามาก ดังนั้นการวิเคราะห์และออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะใช้วงจรสมมูลและสมการสำหรับกระแสและแรงดันรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่หลักมูล ซึ่งจะทำให้การวิเคราะห์และออกแบบทำได้สะดวกคล่องตัว ทำให้เข้าใจพฤติกรรมโดยรวมของวงจรได้ดีขึ้น การวิเคราะห์และออกแบบวงจรจะใช้ตัวต้านทานแบบเชิงเส้นแทนหลอด ค่าความต้านทานที่ใช้แทนหลอดจะเป็นค่าที่ได้จากการทดลองซึ่งมีขนาดขึ้นกับกำลังออกของหลอด โดยหลอดฟลูออเรสเซนต์จะมีความต้านทานสมมูลของหลอดเท่ากับ  $R_{lamp}$  ต่อเข้าที่กึ่งกลางของความต้านทานใส่หลอด  $R_f$  แต่ละข้างดังในรูปที่ 2.23 โดยมีตัวเหนี่ยวนำ  $L_s$  ของวงจรโพลดของอินเวอร์เตอร์ ต่ออนุกรมกับแหล่ง  $V_s$  และต่อเข้ากับขั้วหลอดทั้งสองขั้ว ส่วนตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  จะต่อขนานกับขั้วหลอดอีก 2 ขั้วที่เหลือ การวิเคราะห์วงจรดังกล่าวสำหรับความถี่หลักมูลของแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ สามารถใช้ทฤษฎีการวิเคราะห์วงจรแบบเชิงเส้นสำหรับกระแสและแรงดันที่มีรูปคลื่นไซน์ทั่วไปเพื่อคำนวณหาค่าของกระแสและแรงดันต่าง ๆ ในรูปของขนาดแรงดันความถี่หลักมูล  $V_{s1}$  แต่เพื่อความสะดวกจะเขียนแทนด้วย  $V_s$  และการคำนวณจะคำนวณปริมาณต่าง ๆ ในรูปของค่ารากกำลังสองเฉลี่ย (RMS) โดยอาศัยสมมุติฐานดังต่อไปนี้

- ละเลยผลของการสูญเสียในสวิตช์ไวนาน
- ละเลย reverse recovery ของไดโอด
- ถือว่า C1 และ C2 มีค่าสูงทำให้การกระเพื่อมของแรงดันด้านออกมีค่าน้อยทำให้สามารถประมาณได้ด้วยวงจรสมมูลที่เป็นวงจรลัดสำหรับไฟฟ้ากระแสสลับ
- ค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรโพลด (  $Q_p$  ) มีค่าสูงเพียงพอทำให้สามารถละเลยผลของกระแสฮาร์มอนิก



รูปที่ 2.23 วงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์และวงจรสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่พัฒนา

#### 2.4.4 สมการของวงจรในภาวะอยู่ตัว

การทำงานในภาวะอยู่ตัว หลังจากหลอดฟลูออเรสเซนต์จุดติดแล้วจะมีกระแสไหลผ่านหลอดทำให้ค่าความต้านทานสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ ( $R_{lamp}$ ) ลดลงเท่ากับค่าที่พิกัด การคำนวณตัวแปรต่าง ๆ สำหรับการทำงานในช่วงทำงานปกติที่ความถี่เชิงมุม  $\omega_s$  และหลอดติดสว่างสามารถคำนวณ ได้ดังนี้

ค่ายอดของแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่หลักมูล(fundamental frequency)  $V_s$  ของรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ( Square wave ) สามารถเขียนในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ ( Fourier series expansion ) ได้ดังสมการที่ 2.2 และ 2.3

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

$$= \sum_{n=odd}^{\infty} V_{SN} \sin(n\omega_s t) \tag{2.3}$$

เมื่อ  $\omega_s$  คือความถี่การสวิตช์ (rad / sec)

$$V_{S1} = \left( \frac{4}{\pi} \right) \left( \frac{V_{dc}}{2} \right) \dots \dots \dots \text{โวลต์} \tag{2.4}$$

ความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_o$ ) ซึ่งเป็นความถี่ที่ขีดแบ่งระหว่างโหลดแบบตัวเหนี่ยวนำและโหลดแบบตัวเก็บความจุ

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_{ig}}} ; f_o = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{ig}}} \quad (2.5)$$

อิมพีแดนซ์คุณลักษณะ ( *characteristic impedance* )

$$Z_o = \omega_o L = \frac{1}{\omega_o C_{ig}} = \sqrt{\left(\frac{L}{C_{ig}}\right)} \quad (2.6)$$

ตัวประกอบคุณภาพของโหลดที่ความถี่เรโซแนนซ์

$$Q_p = \frac{R_{lamp}}{Z_o} = \frac{R_{lamp}}{\omega_o L} = \omega_o R_{lamp} C_{ig} \quad (2.7)$$

สมการเฟสของกระแสออกของอินเวอร์เตอร์เทียบกับแรงดันสำหรับความถี่หลักมูล

$$\theta = \arctan \left\{ Q_p \left( \frac{\omega_s}{\omega_o} \right) \left[ \left( \frac{\omega_s}{\omega_o} \right)^2 + \left( \frac{1}{Q_p^2} \right) - 1 \right] \right\} \quad (2.8)$$

สมการอิมพีแดนซ์ของวงจรโหลดสำหรับความถี่หลักมูล  $Z_T$

$$Z_T = \frac{1 - \omega_s^2 LC_{ig} + j\omega_s \left[ \frac{L + (2R_L + R_f)R_f C_{ig}}{(R_L + R_f)} \right]}{\frac{1}{(R_L + R_f)} + j\omega_s C_{ig}} \quad (2.9)$$

สมการของกระแสออกของอินเวอร์เตอร์สำหรับความถี่หลักมูล  $I_{inv}$

$$I_{inv} = \frac{\left[ \frac{1}{(R_L + R_f)} + j\omega_s C_{ig} \right] * V_s}{\left[ 1 - \omega_s^2 LC_{ig} + j\omega_s \left( \frac{L + (2R_L + R_f)R_f C_{ig}}{(R_L + R_f)} \right) \right]} \quad (2.10)$$

สมการของแรงดันหลอดสำหรับความถี่หลักมูล  $V_{lamp}$

$$V_{lamp} = \frac{\left( \frac{R_L + j\omega_s R_L R_f C_{ig}}{R_L + R_f} \right) * V_s}{\left[ 1 - \omega_s^2 LC_{ig} + j\omega_s \left( \frac{L + (2R_L + R_f) R_f C_{ig}}{(R_L + R_f)} \right) \right]} \quad (2.11)$$

สมการของกระแสผ่านหลอดสำหรับความถี่หลักมูล  $I_{lamp}$

$$I_{lamp} = \frac{\left( \frac{1 + jR_f \omega_s C_{ig}}{R_L + R_f} \right) * V_s}{\left[ 1 - \omega_s^2 LC_{ig} + j\omega_s \left( \frac{L + (2R_L + R_f) R_f C_{ig}}{(R_L + R_f)} \right) \right]} \quad (2.12)$$

กระแสเผาไส้หลอดสำหรับความถี่หลักมูล  $I_{fil}$

$$I_{fil} = \frac{\left( \frac{j\omega_s R_L C_{ig}}{R_L + R_f} \right) * V_s}{\left[ 1 - \omega_s^2 LC_{ig} + j\omega_s \left( \frac{L + (2R_L + R_f) R_f C_{ig}}{(R_L + R_f)} \right) \right]} \quad (2.13)$$

เมื่อตัวแปรต่าง ๆ มีนิยามดังนี้

$$I_{lamp} = I_{lamp} \text{ ที่พิกัด}$$

$$V_{lamp} = V_{lamp} \text{ ที่พิกัด}$$

$$R_{Lamp} = R_L = \frac{V_{lamp}}{I_{lamp}}$$

$$f_s = \text{ความถี่การทำงาน}$$

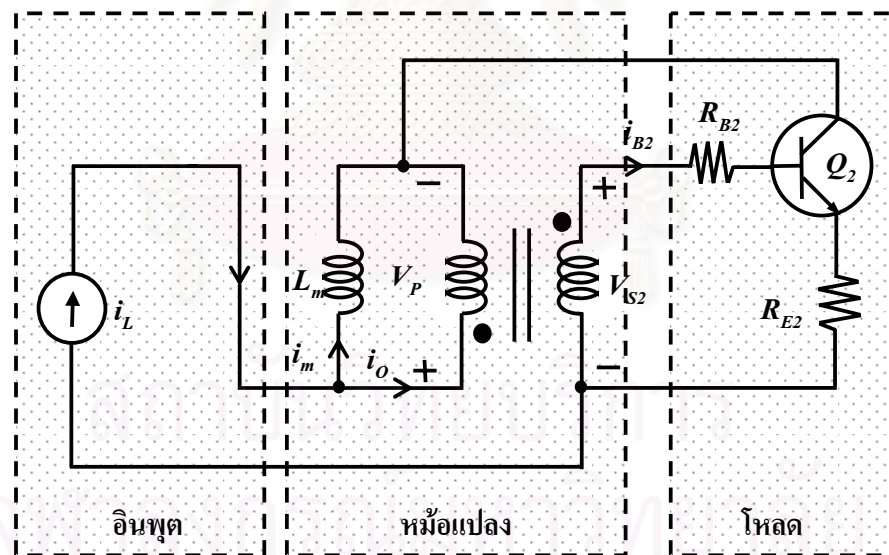
$$f_n = \frac{f_s}{f_o}, \quad \omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_o}$$

$$Q_s = \frac{Z_o}{2R_f}$$

$$Q_p = \frac{(R_L + R_f)}{Z_o}$$

## 2.5 การพัฒนาวงจรสมมูลและสมการทางไฟฟ้าของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัว

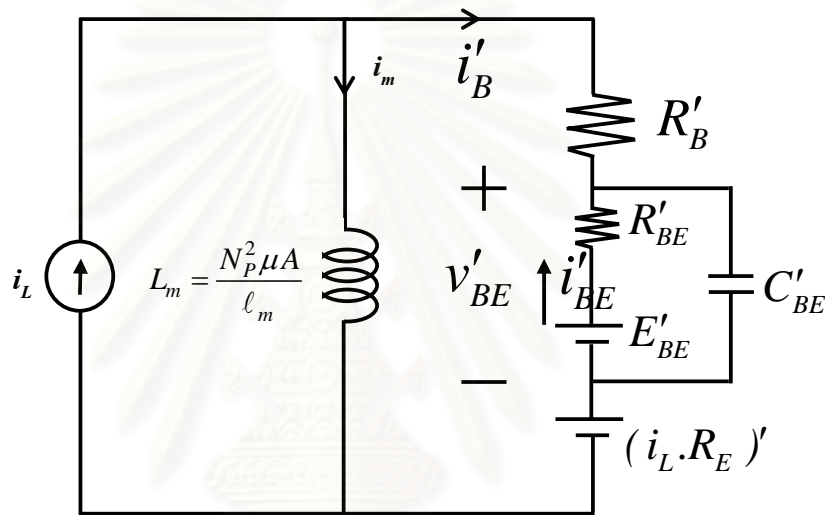
บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัวในการขับนำโดยอาศัยการป้อนกลับกระแสไหลผ่านหม้อแปลงมีข้อดีที่ไม่ต้องใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยงทำให้มีการแยกโดดกันทางไฟฟ้าได้ง่ายจึงสะดวกในการใช้งาน นอกจากนี้สัญญาณรบกวนจากภายนอกจะไม่ค่อยมีผลต่อการทำงานของวงจรขับนำของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ขับนำโดยใช้หม้อแปลงอิมิตัว วงจรขับนำดังกล่าวจึงมีความเชื่อถือได้สูง อย่างไรก็ตามพฤติกรรมการทำงานของวงจรขับนำสวิตซ์ที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัวจะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรขับนำอย่างมาก หากออกแบบไม่เหมาะสมจะทำให้การทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีโอกาสผิดพลาดได้ซึ่งจะส่งผลกระทบต่ออาการเกิดความเค้นของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ จากลักษณะของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ขับนำด้วยหม้อแปลงอิมิตัวเราสามารถเขียนโครงสร้างของหม้อแปลงอิมิตัวดังแสดงในรูปที่ 2.24 ซึ่งประกอบไปด้วยแหล่งกระแสซึ่งเป็นกระแสออกของอินเวอร์เตอร์  $i_L$  ป้อนเข้าด้านปฐมภูมิ (Primary) ของหม้อแปลง หม้อแปลงอิมิตัวเป็นตัวสร้างสัญญาณขับนำที่มีการเปลี่ยนแปลงตามค่าความซาบซึ่มแม่เหล็กของแกนหม้อแปลงและมีโหลดเป็นทรานซิสเตอร์ ความต้านทาน  $R_B$  และ  $R_E$



รูปที่ 2.24 โครงสร้างของหม้อแปลงอิมิตัว

### 2.5.1 วงจรสมมูลของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัว

เนื่องจากการศึกษาการทำงานของวงจรขับนำในรูปที่ 2.24 มีความยุ่งยากซับซ้อน จึงมีความจำเป็นจะต้องแทนโครงสร้างของวงจรขับนำในรูปที่ 1 ด้วยวงจรสมมูล และโอนย้ายพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรขับนำทางด้านทุติยภูมิ มาทางฝั่งปฐมภูมิ โดยผ่านอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลงดังแสดงในรูปที่ 2.25 เพื่อให้การศึกษาพฤติกรรมการทำงานของวงจรขับนำมีความสะดวกมากยิ่งขึ้น



รูปที่ 2.25 วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์และหม้อแปลงอิมิตัวที่โอนย้ายมาทางฝั่งปฐมภูมิ

โดยที่

$$C'_{BE} = C_{BE} \left( \frac{N_S}{N_P} \right)^2 \quad (2.14)$$

$$R'_{BE} = R_{BE} \left( \frac{N_P}{N_S} \right)^2 \quad (2.15)$$

$$v'_{BE} = v_{BE} \left( \frac{N_P}{N_S} \right) \quad (2.16)$$

$$i'_{BE} = i_{BE} \left( \frac{N_S}{N_P} \right) \quad (2.17)$$

$$(i_L \cdot R_E)' = (i_L \cdot R_E) \cdot \left( \frac{N_P}{N_S} \right) \quad (2.18)$$



รูปที่ 2.25 เป็นวงจรสมมูลของวงจรขับนำเมื่อมีการโอนย้ายวงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์และหม้อแปลงอิมิตัวมาไว้ด้านปฐมภูมิในแต่ละคาบสามารถแบ่งการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ออกเป็น 10 ช่วงเวลา ตามที่ได้อธิบายการทำงานไว้ อย่างไรก็ตามการทำงานของวงจรขับนำเบสในรูปที่ 2.25 มีการเปลี่ยนแปลงตามการทำงานของสวิตช์ *BJT* และตามค่า  $\mu$  ของแกนหม้อแปลง ซึ่งรูปลักษณะของวงจรจะเปลี่ยนแปลงตามช่วงเวลา ซึ่งสามารถแบ่งออกเป็น 6 ช่วงเวลา ตั้งแต่  $t_0 - t_5$  ดังแสดงในรูปที่ 2.26 - 2.29

### 2.5.2 สมการทางไฟฟ้าแต่ละช่วงเวลาของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัว

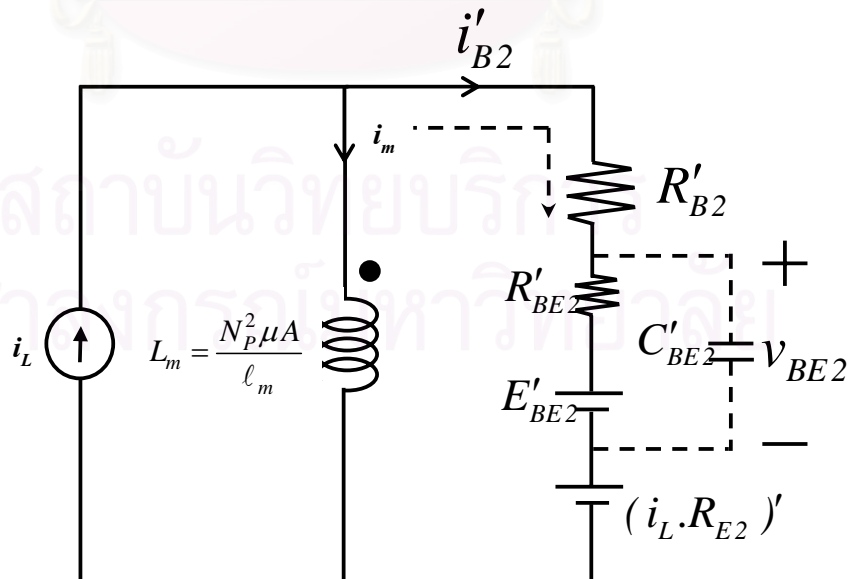
ช่วงเวลา  $t_0 < t < t_2$  ( หม้อแปลงออกจากการอิมิตัว,  $Q_2$  นำกระแส )

ก่อนหน้า  $t_0$  หม้อแปลงออกจากการอิมิตัวทำให้มีสัญญาณขับนำ  $Q_2$  แต่เนื่องจากกระแสไหลยังไม่เปลี่ยนทิศ กระแสยังไหลผ่านไดโอด  $D_2$

ที่เวลา  $t_0$  กระแสไหล  $i_L$  เปลี่ยนทิศทางจากลบเป็นบวก กระแสย้ายจากไดโอด  $D_2$  มาไหลผ่านทรานซิสเตอร์  $Q_2$  ซึ่งถูกขับนำก่อนหน้าเวลา  $t_0$  และหม้อแปลงออกจากการอิมิตัวทำให้ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  นำกระแส ส่วนทรานซิสเตอร์  $Q_1$  อยู่ในภาวะหยุดนำกระแส

*Cutoff Region*

$$\text{และ } i_{CQ1} = 0, i_{B2} > 0, i_{CQ2} \geq 0, v_{SN2} > 0, v_{SN1} < 0, i_{B1}$$



รูปที่ 2.26 วงจรสมมูลในช่วงเวลา  $t_0 < t < t_2$

จากวงสมมูลในรูปที่ 2.26 สามารถเขียนสมการของวงจร ได้ดังนี้

$$v_P = i'_{B2} \cdot R'_{B2} + v'_{BE2} + (i_L \cdot R_{E2})' \quad (2.19)$$

$$i'_{B2} = \left[ \frac{v_P - v'_{BE2} - (i_L \cdot R_{E2})'}{R'_{B2}} \right] \quad (2.20)$$

$$i_m = i_L - i'_{B2} \quad (2.21)$$

$$i_m = i_L - \left[ \frac{v_P - v'_{BE2} - (i_L \cdot R_{E2})'}{R'_{B2}} \right] \quad (2.22)$$

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{di_L}{dt} - \frac{d}{dt} \left[ \frac{v_P - v'_{BE2} - (i_L \cdot R_{E2})'}{R'_{B2}} \right] \quad (2.23)$$

$$v_P = L_m \frac{di_m}{dt} + i_m \frac{dL_m}{dt} \quad (2.24)$$

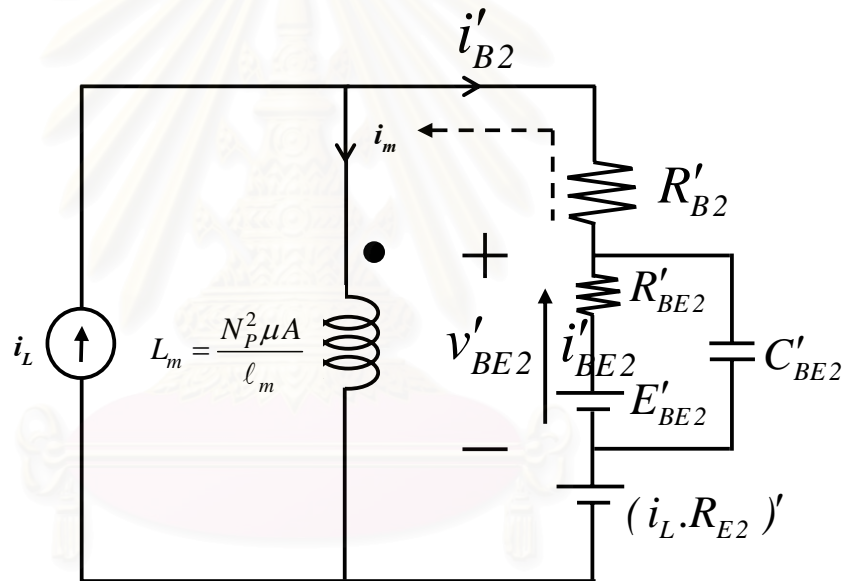
$$\begin{aligned} \frac{v_P}{N_P} = \frac{d\phi_m}{dt} = \frac{1}{N_P} \left\{ L_m \frac{di_L}{dt} - L_m \frac{d}{dt} \left( \frac{v_P - v'_{BE2} - (i_L \cdot R_{E2})'}{R'_{B2}} \right) \right. \\ \left. + \left[ \left( i_L - \left( \frac{v_P - v'_{BE2} - (i_L \cdot R_{E2})'}{R'_{B2}} \right) \right) \cdot \left( \frac{N_P^2 \mu_0 A}{\ell_m} \right) \frac{d\mu_r}{dt} \right] \right\} \quad (2.25) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} v_{S2} = \frac{N_{S2}}{N_P} \left\{ L_m \frac{di_L}{dt} - L_m \frac{d}{dt} \left( \frac{v_P - v'_{BE2} - (i_L \cdot R_{E2})'}{R'_{B2}} \right) \right. \\ \left. + \left[ \left( i_L - \left( \frac{v_P - v'_{BE2} - (i_L \cdot R_{E2})'}{R'_{B2}} \right) \right) \cdot \left( \frac{N_P^2 \mu_0 A}{\ell_m} \right) \frac{d\mu_r}{dt} \right] \right\} \quad (2.26) \end{aligned}$$

ช่วงเวลา  $t_2 < t < t_3$  (หม้อแปลงเข้าสู่การอิมิตัวเต็มที  $Q_2$  คายประจุสะสม)

ที่เวลา  $t_2$  หม้อแปลงเข้าสู่การอิมิตัว ขดลวดหม้อแปลงเสมือนเป็นวงจรถัดและแรงดันออกของหม้อแปลงลดลงสู่ศูนย์ ทำให้ไม่มีการขับนำทรานซิสเตอร์  $Q_2$  แต่จะมีกระแสไหลออกจากเบส เนื่องจากประจุสะสม (*Storage charge*) ทำให้ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  นำกระแสต่อไปและอยู่ในภาวะอิมิตัวส่วนทรานซิสเตอร์  $Q_1$  ยังอยู่ในภาวะหยุดนำกระแส *Cutoff Region* และหม้อแปลงเข้าสู่การอิมิตัวอย่างหนักเมื่อเวลาเข้าใกล้  $t_3$

$$i_{B1} \text{ และ } i_{CQ1} = 0, i_{B2} < 0, i_{CQ2} > 0, v_{SN2} = v_{SN1} = v_p \cong 0$$



รูปที่ 2.27 วงจรสมมูลในช่วงเวลา  $t_2 < t < t_3$

จากวงสมมูลในรูปที่ 2.27 สามารถเขียนสมการของวงจร ได้ดังนี้

$$i'_{B2} = \left[ \frac{-v'_{BE2} - (i_L \cdot R_{E2})'}{R'_{B2}} \right] \quad (2.27)$$

$$i'_{B2} = C'_{BE2} \frac{dv'_{BE2}}{dt} + \left( \frac{v'_{BE2} - E'_{BE2}}{R'_{BE}} \right) \quad (2.28)$$

$$i_m = i_L - i'_{B2} \quad (2.29)$$

$$i_m = i_L + \left[ \frac{v'_{BE2} + (i_L \cdot R_{E2})'}{R'_{B2}} \right] \quad (2.30)$$

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{di_L}{dt} + \frac{d}{dt} \left[ \frac{v'_{BE2} + (i_L \cdot R_{E2})'}{R'_{B2}} \right] \quad (2.31)$$

$$v_P = L_m \frac{di_m}{dt} + i_m \frac{dL_m}{dt} \quad (2.32)$$

$$\begin{aligned} \frac{v_P}{N_P} = \frac{d\phi_m}{dt} = \frac{1}{N_P} \left\{ L_m \frac{di_L}{dt} + L_m \frac{d}{dt} \left( \frac{v_P - v'_{BE2} - (i_L \cdot R_{E2})'}{R'_{B2}} \right) \right. \\ \left. + \left[ \left( i_L + \left( \frac{v'_{BE2} + (i_L \cdot R_{E2})'}{R'_{B2}} \right) \right) \cdot \left( \frac{N_P^2 \mu_0 A}{\ell_m} \right) \frac{d\mu_r}{dt} \right] \right\} \quad (2.33) \end{aligned}$$

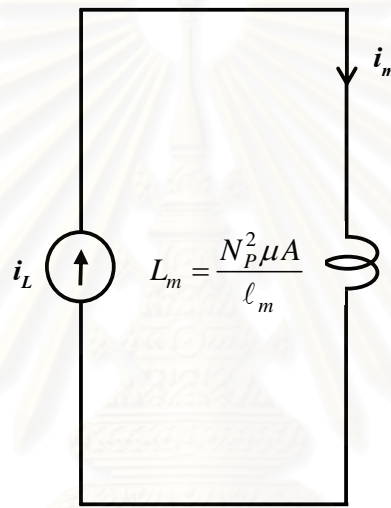
$$\begin{aligned} v_{S2} = \frac{N_{S2}}{N_P} \left\{ L_m \frac{di_L}{dt} + L_m \frac{d}{dt} \left( \frac{v_P - v'_{BE2} - (i_L \cdot R_{E2})'}{R'_{B2}} \right) \right. \\ \left. + \left[ \left( i_L + \left( \frac{v'_{BE2} + (i_L \cdot R_{E2})'}{R'_{B2}} \right) \right) \cdot \left( \frac{N_P^2 \mu_0 A}{\ell_m} \right) \frac{d\mu_r}{dt} \right] \right\} \quad (2.34) \end{aligned}$$

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ที่เวลา  $t_3 < t < t_4$  (หม้อแปลงอิมิตัว,  $Q_2$  หยุดนำกระแส,  $C_s$  นำกระแส)

ที่เวลา  $t_3$  ประจุสะสมที่หัวต่อเบส - อิมิตเตอร์ เริ่มหมดไป กระแสออกจากเบสเริ่มลดลง เป็นศูนย์ทำให้ทรานซิสเตอร์  $Q_2$  เริ่มหยุดนำกระแสกำลังเข้าสู่ภาวะ *Cutoff Region* กระแสย้ายไปไหลผ่าน  $C_s$  และหม้อแปลงยังคงอิมิตัวอย่างหนัก กระแสสร้างแม่เหล็กมีค่าเท่ากับกระแส  $i_L$

$$i_{B1} \text{ และ } i_{CQ1} = 0, i_{B2} \leq 0, i_{CQ2} \geq 0, v_{SN2} = v_{SN1} = 0$$



รูปที่ 2.28 วงจรสมมูลในช่วงเวลา  $t_3 < t < t_4$

จากวงสมมูลในรูปที่ 2.28 สามารถเขียนสมการของวงจร ได้ดังนี้

$$i_m = i_L, L_m \cong 0 \quad (2.35)$$

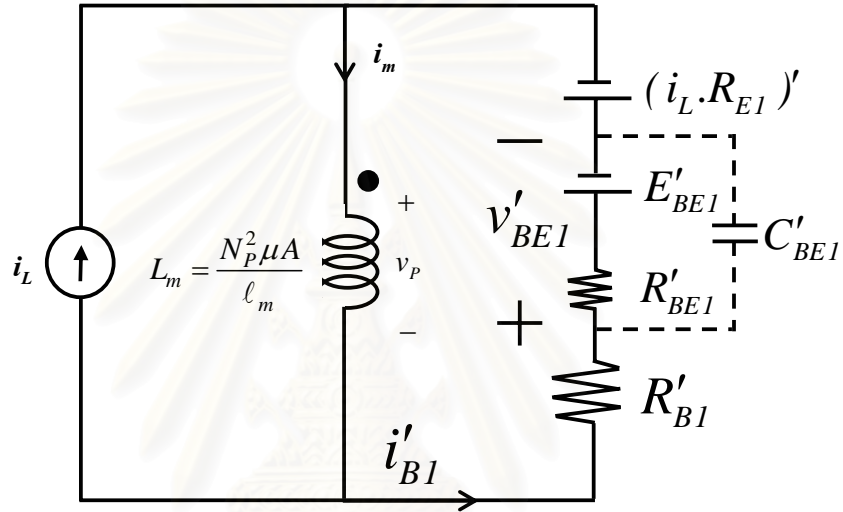
$$\frac{di_m}{dt} = \frac{di_L}{dt} \quad (2.36)$$

$$v_P = L_m \frac{di_m}{dt} + i_m \frac{dL_m}{dt} = 0 \quad (2.37)$$

ที่เวลา  $t_4 < t < t_5$  (หม้อแปลงเริ่มออกจากการอิ่มตัว,  $D_1$  นำกระแส)

ที่เวลา  $t_4$  กระแสไหลด  $i_L$  ยังไม่เปลี่ยนทิศทางจะเริ่มย้ายไปไหลผ่านไดโอด  $D_1$  ทหรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ไม่นำกระแสและยังอยู่ในภาวะ *Cutoff Region* หม้อแปลงเริ่มออกจากการอิ่มตัว

$$i_{B1} \geq 0, i_{B2}, i_{CQ1} \text{ และ } i_{CQ2} = 0, v_{SN2} < 0, v_{SN1} > 0$$



รูปที่ 2.29 วงจรสมมูลในช่วงเวลา  $t_4 < t < t_5$

จากวงสมมูลในรูปที่ 2.29 สามารถเขียนสมการของวงจร ได้ดังนี้

$$v_P = -(i'_{B1} \cdot R'_{B1} + v'_{BE1} + (i_L \cdot R_{E1})') \quad (2.38)$$

$$i'_{B1} = - \left[ \frac{v_P - v'_{BE1} - (i_L \cdot R_{E1})'}{R'_{B1}} \right] \quad (2.39)$$

$$i_m = i_L + i'_{B1} \quad (2.40)$$

$$i_m = i_L - \left[ \frac{v_P - v'_{BE1} - (i_L \cdot R_{E1})'}{R'_{B1}} \right] \quad (2.41)$$

$$\frac{di_m}{dt} = \frac{di_L}{dt} - \frac{d}{dt} \left[ \frac{v_P - v'_{BE1} - (i_L \cdot R_{E1})'}{R'_{B1}} \right] \quad (2.42)$$



$$v_P = L_m \frac{di_m}{dt} + i_m \frac{dL_m}{dt} \quad (2.43)$$

$$\begin{aligned} \frac{v_P}{N_P} = \frac{d\phi_m}{dt} = \frac{1}{N_P} \left\{ L_m \frac{di_L}{dt} - L_m \frac{d}{dt} \left( \frac{v_P - v'_{BEI} - (i_L \cdot R_{EI})'}{R'_{BI}} \right) \right. \\ \left. + \left[ \left( i_L - \left( \frac{v_P - v'_{BEI} - (i_L \cdot R_{EI})'}{R'_{BI}} \right) \right) \cdot \left( \frac{N_P^2 \mu_O A}{\ell_m} \right) \frac{d\mu_r}{dt} \right] \right\} \quad (2.44) \end{aligned}$$

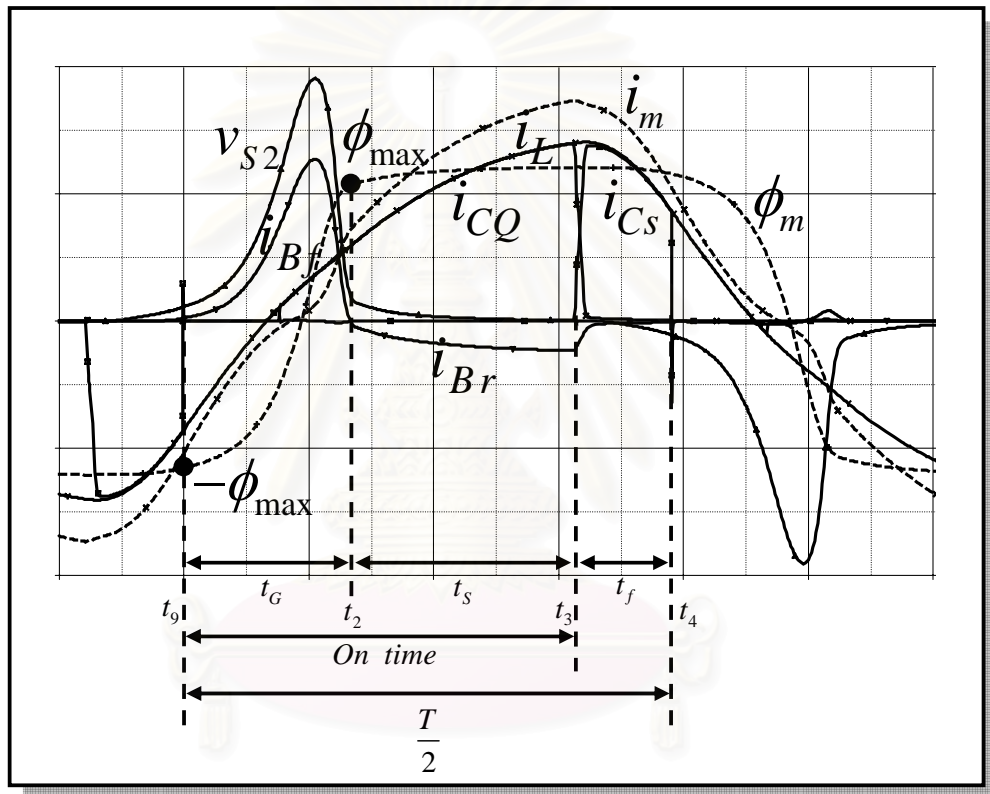
$$\begin{aligned} v_{SI} = \frac{N_{SI}}{N_P} \left\{ L_m \frac{di_L}{dt} - L_m \frac{d}{dt} \left( \frac{v_P - v'_{BEI} - (i_L \cdot R_{EI})'}{R'_{BI}} \right) \right. \\ \left. + \left[ \left( i_L - \left( \frac{v_P - v'_{BEI} - (i_L \cdot R_{EI})'}{R'_{BI}} \right) \right) \cdot \left( \frac{N_P^2 \mu_O A}{\ell_m} \right) \frac{d\mu_r}{dt} \right] \right\} \quad (2.45) \end{aligned}$$

เมื่อ

 $i_L$  : กระแสอินเวอร์เตอร์ $\phi_m$  : เส้นแรงแม่เหล็ก (Magnetic flux) $L_m$  : ความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (Magnetizing inductance) $\mu_r$  : ความซาบซึมได้สัมพัทธ์ของแกนแม่เหล็ก (Relative permeability) $\mu_o$  : ความซาบซึมได้ของอากาศ (Permeability of free space) $A$  : พื้นที่หน้าตัดของแกนเหล็ก (Mean magnetic cross-section) $\ell_m$  : ความยาวของแกนเหล็ก (Mean magnetic path length) $i_m$  : กระแสสร้างสนามแม่เหล็ก (Magnetizing current) $v_S$  : แรงดันเหนี่ยวนำด้านทุติยภูมิ (Induce voltage side secondary) $v_P$  : แรงดันเหนี่ยวนำด้านปฐมภูมิ (Induce voltage side primary) $R_B$  : ความต้านทานที่ต่อกับขาเบส $R_E$  : ความต้านทานที่ต่อกับขาอิมิตเตอร์ $N_S$  : จำนวนรอบด้านทุติยภูมิ $N_P$  : จำนวนรอบด้านปฐมภูมิ $n$  : อัตราส่วนของหม้อแปลง $v_{BE}$  : แรงดันคร่อมขาเบสและขาอิมิตเตอร์ของทรานซิสเตอร์

### 2.5.3 การคำนวณเวลาใน 1 คาบ

การทำงานของวงจรใน 1 คาบจะมีลำดับการนำกระแสของสวิตช์และอุปกรณ์ในวงจรดังนี้  $D_2 \rightarrow Q_2 \rightarrow C_S \rightarrow D_1 \rightarrow Q_1$  โดย BJT จะนำกระแสขณะที่แรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) จากรูปคลื่นการทำงานในรูปที่ 2.30 สามารถคำนวณเวลาในแต่ละช่วงเวลาที่ประกอบกันขึ้นเป็นครึ่งคาบการสวิตช์ซึ่งประกอบด้วย  $t_G, t_S$  และ  $t_f$



รูปที่ 2.30 ช่วงเวลาการทำงานใน 1 คาบ

$t_G$  (Gating time): ช่วงเวลาที่กระแสเบสมีค่าเป็นบวก

$$v_{S2} = N_{S2} \frac{d\phi}{dt} \quad (2.46)$$

$$v_{S2} = \frac{N_{S2}}{N_p} \left( L_m \frac{di_m}{dt} + i_m \frac{dL_m}{dt} \right) \quad (2.47)$$

ในช่วงเวลา  $t_1 - t_2$  เป็นช่วงเวลาที่หม้อแปลงออกจากการอิ่มตัว เส้นแรงแม่เหล็ก  $\phi_{\max}$  กำลังเปลี่ยนแปลงจากค่าต่ำสุดไปยังค่าสูงสุด ทำให้มีสัญญาณขับนำจากขดลวด  $N_{S2}$  มาขับนำให้สวิตช์  $Q_2$  นำกระแส

$$i'_{B1} = 0, \quad i_m = i_L - i'_{B2} \quad (2.48)$$

$$i_m = i_L - \left[ \frac{v_P - v'_{BE2} - (i_L \cdot R_{E2})'}{R'_{B2}} \right] \quad (2.49)$$

$$v_{S2} = \frac{N_{S2}}{N_P} \left\{ L_m \frac{di_L}{dt} - L_m \frac{d}{dt} \left( \frac{v_P - v'_{BE2} - (i_L \cdot R_{E2})'}{R'_{B2}} \right) + \left[ \left( i_L - \left( \frac{v_P - v'_{BE2} - (i_L \cdot R_{E2})'}{R'_{B2}} \right) \right) \cdot \left( \frac{N_P^2 \mu_0 A}{\ell_m} \right) \frac{d\mu_r}{dt} \right] \right\} \quad (2.50)$$

เนื่องจาก  $v_{S2}$  มีค่าไม่คงที่ตลอดช่วง *Gatting time* ดังนั้นเราจะใช้ค่าเฉลี่ยของ  $v_{S2}$  ช่วง *Gatting time* ( $t_1 - t_2$ ) มาแทนค่า  $v_{S2}$

ดังนั้นจะได้

$$\int_{t_1}^{t_2} \frac{\overline{V_{S2}}}{N_{S2}} dt = \int_{-\phi_{\max}}^{\phi_{\max}} d\phi \quad (2.51)$$

$$\frac{\overline{V_{S2}}}{N_{S2}} t_G = 2\phi_{\max} \quad (2.52)$$

$$t_G = \frac{2N_{S2}\phi_{\max}}{V_{S2}} \quad (2.53)$$

$$t_G = \frac{2B_{\max} A}{\left[ \frac{V_{S2}}{N_{S2}} \right]} \quad (2.54)$$

จากสมการที่ 52 จะเห็นได้ว่าช่วงเวลา  $t_G$  (*Getting time*) นั้นขึ้นกับแรงดันเฉลี่ยต่อจำนวนรอบ ( $\overline{V_{S2}}/N_{S2}$ ) ความหนาแน่นของฟลักซ์สูงสุด  $B_{max}$  และพื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลง  $A$  โดยที่แรงดันเฉลี่ย  $\overline{V_{S2}}$  นั้นแปรตามแรงดัน  $v_{S2}$  ซึ่งทั้ง  $v_{S2}$  และ  $B_{max}$  นั้นมีค่าที่ไม่แน่นอน ดังนั้นการคำนวณให้ถูกต้องแม่นยำจึงเป็นเรื่องยาก อย่างไรก็ตามสมการที่ 52 ทำให้เราสามารถเห็นแนวโน้มช่วงเวลา  $t_G$  (*Getting time*) มีการเปลี่ยนแปลงอย่างไรเมื่อเราเปลี่ยนแปลง  $v_{S2}$  และ  $B_{max}$

$t_S$  (*Storage time*): ช่วงเวลาที่กระแสเบสมีค่าเป็นลบ เนื่องจากหัวต่อเบส-อิมิตเตอร์คายประจุสะสม

$$t_S = \tau_e \ln \left[ \frac{I_{Br} + I_{Bf}}{I_{Br} + \frac{I_{CQS}}{\beta}} \right] = t_3 - t_2 = t_8 - t_7 \quad (2.55)$$

เมื่อ

$I_{Bf}$  : กระแสเบสช่วง *Getting time*

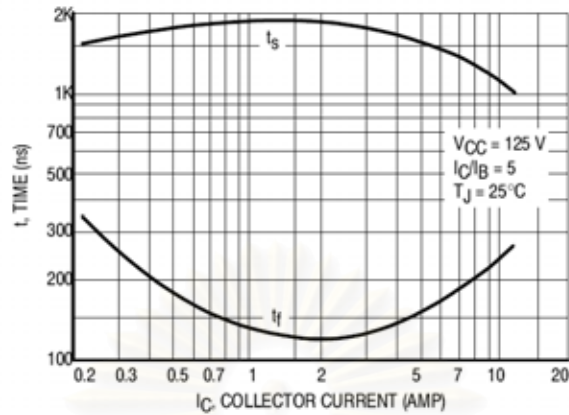
$I_{Br}$  : กระแสเบสช่วง *Storage time*

$I_{CQS}$  : กระแสคอลเลคเตอร์ช่วง *Storage time*

$\beta$  : อัตราขยาย  $\frac{I_B}{I_C}$

$\tau_e$  : Minority carrier life time

จากสมการที่ 53 [8] ผู้เขียนวิทยานิพนธ์มีความคิดเห็นที่ไม่สามารถคำนวณช่วงเวลา *Storage time* ( $t_S$ ) ที่แน่นอนได้เลยเนื่องจากค่าตัวแปรของสมการนั้นมีค่าไม่แน่นอนขึ้นอยู่กับช่วงทำงานแต่ละช่วง อย่างเช่นค่า  $\beta$  ของทรานซิสเตอร์ เราจะทราบค่าที่แน่นอนได้เฉพาะย่านการทำงาน *Active* เท่านั้น ส่วนย่านการทำงาน *Saturation* เราไม่สามารถทราบค่าได้ อย่างไรก็ตามสมการของ *Storage time* ( $t_S$ ) ทำให้สามารถทราบว่าเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงตัวแปรของสมการ *Storage time* ( $t_S$ ) แล้วนั้นค่าของ *Storage time* ( $t_S$ ) มีการเปลี่ยนแปลงไปอย่างไรบ้าง อย่างเช่นถ้ากระแสเบสช่วง *Getting time*  $I_{Bf}$  มีค่าเพิ่มมากขึ้นก็จะทำให้ *Storage time* ( $t_S$ ) มีค่ามากขึ้นด้วย แต่โดยปกติแล้วค่าของ *Storage time* ( $t_S$ ) ของทรานซิสเตอร์จะมีค่าเป็นไปตามข้อมูลของบริษัทที่ผลิตทรานซิสเตอร์นั้นๆ ดังแสดงในรูปที่ 2.31



รูปที่ 2.31 ความสัมพันธ์ของ Storage time( $t_s$ ) กับตัวแปรต่างๆของทรานซิสเตอร์

$t_f$  **Snubbing time** : ช่วงเวลาตัวเก็บประจุ  $C_S$  นำกระแส

$$t_f = \frac{(V_{dc} / 2) * C_S * 2}{I_p \sin \theta} \quad (2.56)$$

เมื่อ

$V_{dc}$  : แรงดันไฟตรงด้านเข้าของวงจรรินเวอร์เตอร์

$C_S$  : ตัวเก็บประจุสแนบเบอร์

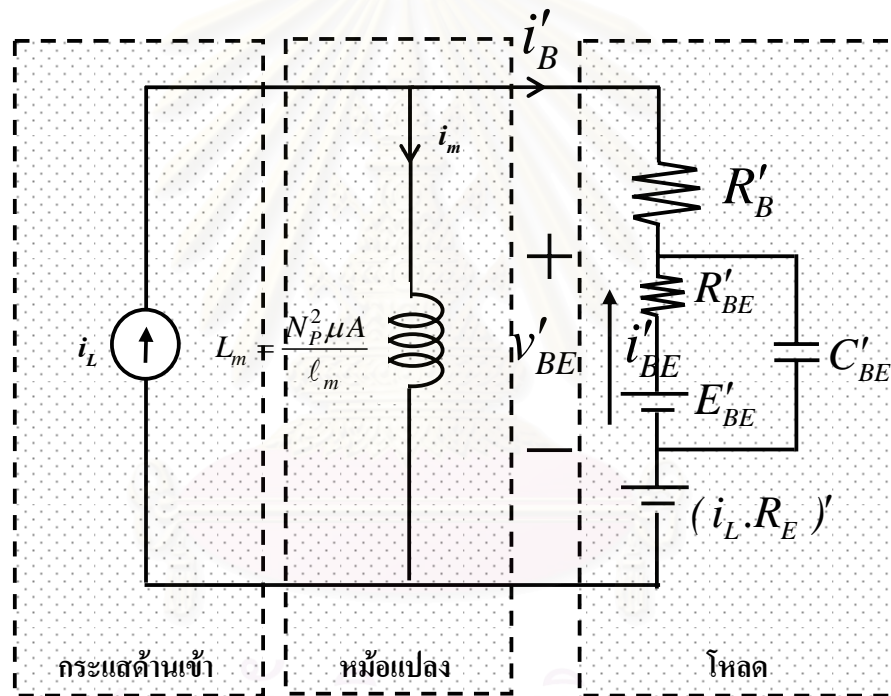
$I_p$  : ค่ายอดของกระแสอินเวอร์เตอร์

ดังนั้นจะได้ว่า

$$\frac{T}{2} = t_G + t_s + t_f \quad (2.57)$$

## 2.5.4 ผลของการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรขับนำต่อความถี่

จากหัวข้อ 2.5.3 จะเห็นได้ว่าการคำนวณหาช่วงเวลาในการทำงานนั้นมีความยุ่งยากซ้ำซ้อนมาก เนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของตัวแปรต่างๆของหม้อแปลงขับนำและการทำงานของสวิตช์ ถึงแม้ว่าเราจะไม่สามารถคำนวณช่วงเวลาในการทำงานได้อย่างแม่นยำ แต่เราสามารถนำสมการที่ 52, 54 และ 55 มาอธิบายให้เห็นถึงแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาแต่ละช่วงได้ ดังนั้นหัวข้อนี้จะอธิบายให้เห็นถึงแนวโน้มการเปลี่ยนแปลงเวลาของ *Gating time*, *Storage time* และ *Snubbing time* เมื่อเราเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ค่าต่างๆ ของวงจรขับนำ



รูปที่ 2.32 วงจรสมมูลของวงจรขับนำ

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 2.32 เราสามารถแบ่งพารามิเตอร์ของวงจร ออกเป็น 3 ส่วนคือ กระแสด้านเข้า หม้อแปลงอิมิตัว และ โหลด

- กระแสด้านเข้าของวงจร คือ กระแสโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์  $i_L$  ที่ต่อเข้าทางด้านปฐมภูมิ (*Primary*) ของหม้อแปลง

- หม้อแปลงอิมิตัวเป็นตัวสร้างสัญญาณขับนำเบสของทรานซิสเตอร์ คุณลักษณะการทำงานกำหนดโดยคุณสมบัติแกนหม้อแปลงและจำนวนรอบขดลวดหม้อแปลง โดยคุณสมบัติของแกน ขึ้นกับคุณสมบัติของสารแม่เหล็กที่ใช้ทำ และรูปทรงเรขาคณิตของแกนซึ่งคุณสมบัติของสารแม่เหล็กมีลักษณะคงที่สำหรับสารชนิดหนึ่ง แต่เราสามารถเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของแกนหม้อแปลงได้ โดยการเปลี่ยนขนาดของแกน ประกอบด้วย พื้นที่หน้าตัดของแกน  $A$  และความยาวของแกน  $l_m$  ส่วนการกำหนดคุณสมบัติของหม้อแปลงโดยการเปลี่ยนจำนวนรอบซึ่งประกอบด้วย จำนวนรอบทางด้านปฐมภูมิ  $N_p$  และจำนวนทางด้านทุติยภูมิ  $N_s$  ก็สามารถทำได้เช่นกัน

- โหลดของวงจรขับนำคือ เบสของทรานซิสเตอร์ ความต้านทานขาเบส  $R_B$  และความต้านทานขาอิมิตเตอร์  $R_E$  โดยที่ด้านทุติยภูมิ (Secondary) ของหม้อแปลงจะต่อเข้ากับเบสและอิมิตเตอร์ของ  $BJT$  ความต้านทานขาเบส  $R_B$  และความต้านทานขาอิมิตเตอร์  $R_E$  ดังนั้นความต้านทานขาเบส  $R_B$  และความต้านทานขาอิมิตเตอร์  $R_E$  จะมีส่วนในการกำหนดกระแสที่ไหลไปยังขาเบส  $i_B$  ของทรานซิสเตอร์ และจะส่งผลต่อคุณสมบัติของวงจรขับนำซึ่งสามารถสรุปผลของ  $R_B$  และ  $R_E$  ต่อคุณสมบัติการขับนำดังนี้

#### - การเปลี่ยนแปลงความต้านทาน $R_B$

จากวงจรสมมูลของวงจรขับนำจะเห็นได้ว่าความต้านทาน  $R_B$  มีส่วนในการกำหนดขนาดของกระแสเบส โดยถ้าความต้านทาน  $R_B$  มีค่ามาก/น้อยก็จะทำให้กระแสเบส  $I_{Bf}$  ทั้งช่วง *Gating time* และ  $I_{Bf}$  ช่วง *Storage time* มีค่าน้อย/มาก และจะส่งผลต่อคุณสมบัติต่างๆของวงจรขับนำดังแสดงในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงการเปลี่ยนแปลงความต้านทาน  $R_B$  ต่อความถี่

$R_B$	$I_{Bf}$	$t_G$	$t_S$	$f_s$
↓	↑	↑	↑	↓
↑	↓	↓	↓	↑

#### - การเปลี่ยนแปลงความต้านทาน $R_E$

จากวงจรสมมูลของวงจรขับนำจะเห็นได้ว่าความต้านทาน  $R_E$  มีส่วนในการกำหนดขนาดของกระแสเบส โดยถ้าความต้านทาน  $R_E$  มีค่ามาก/น้อยก็จะทำให้กระแสเบส  $I_{Bf}$  ทั้งช่วง



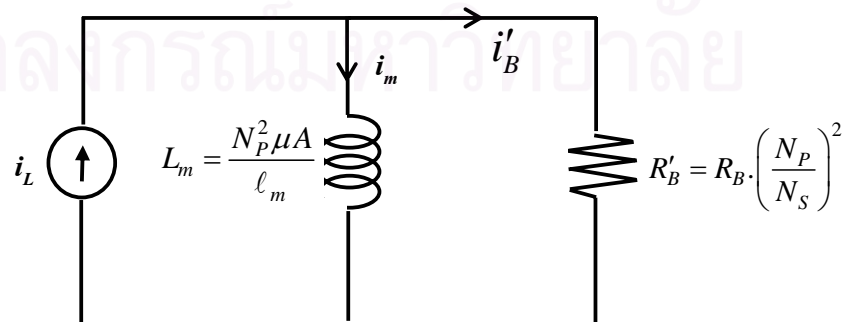
$Gating\ time$  และ  $I_{Br}$  ช่วง  $Storage\ time$  มีค่าน้อย/มาก และจะส่งผลต่อคุณสมบัติต่างๆของ วงจรขับนำดังแสดงในตารางที่ 2.2

ตารางที่ 2.2 แสดงการเปลี่ยนแปลงความต้านทาน  $R_E$  ต่อความถี่

$R_E$	$I_{Bf}$	$t_G$	$t_S$	$f_S$
↓	↑	↑	↑	↓
↑	↓	↓	↓	↑

### - การเปลี่ยนแปลงจำนวนรอบของหม้อแปลง

การเปลี่ยนจำนวนรอบของหม้อแปลงสามารถทำได้ดังนี้คือ เปลี่ยนจำนวนรอบเฉพาะของทุติยภูมิ  $N_S$  เปลี่ยนจำนวนรอบเฉพาะของปฐมภูมิ  $N_P$  หรืออาจจะเปลี่ยนทั้งจำนวนรอบของทุติยภูมิและจำนวนรอบทางปฐมภูมิ  $N_S, N_P$  โดยให้อัตราส่วนของหม้อแปลง ( $Turn\ ratio$ ) คงที่หรือให้อัตราส่วนของหม้อแปลง ( $Turn\ ratio$ ) เปลี่ยนแปลง จากวงจรสมมูลของวงจรขับนำดังแสดงในรูปที่ 2.33 สามารถอธิบายได้ว่าเมื่อเพิ่มจำนวนรอบของปฐมภูมิ  $N_P$  จะทำให้แรงดันต่อจำนวนรอบ ( $v_p / N_p$ ) เพิ่มขึ้นเล็กน้อยมีผลทำให้  $t_G$  ลดลงเล็กน้อย แรงดันทางด้านทุติยภูมิ  $v_s$  เพิ่มขึ้นเนื่องจากแหล่งจ่ายด้านเข้าของหม้อแปลงเป็นแหล่งกระแสทำให้กระแส  $i_{Bf}$  เพิ่มขึ้นและ  $t_S$  ก็เพิ่มขึ้นตามไปด้วย ทำให้ความถี่ลดลงเนื่องจากการเพิ่มขึ้นของ  $t_S$  มากกว่าการลดลงเล็กน้อยของ  $t_G$  เมื่อเพิ่มจำนวนรอบของทุติยภูมิ  $N_S$  จะทำให้แรงดันทางด้านทุติยภูมิ  $v_s$  เพิ่มขึ้น แต่แรงดันต่อจำนวนรอบ ( $v_p / N_p$ ) ลดลงทำให้  $t_G$  เพิ่มขึ้น กระแส  $i_{Bf}$  อาจจะเพิ่มหรือลดก็ได้ขึ้นอยู่กับค่าตัวแปรอื่นๆตามสมการ 2.54 แต่ในการออกแบบทั่วไปแล้ว  $i_B$  มักจะเพิ่มขึ้นตามแรงดันส่งผลให้  $t_S$  ก็เพิ่มขึ้นตามไปด้วย จะทำให้ความถี่การสวิตช์ลดลงจากการเพิ่มขึ้นของ  $t_G$  และ  $t_S$  อย่างไรก็ตามการลดจำนวนรอบทางปฐมภูมิ  $N_P$  จะมีอิทธิพลต่อความถี่น้อยมากแต่ถ้าลดจำนวนรอบทุติยภูมิ  $N_S$  จะมีอิทธิพลต่อความถี่มากกว่า ซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังตารางที่ 2.3



รูปที่ 2.33 วงจรสมมูลของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัว

$$i'_B = \left( \frac{X_L}{X_L + R'_B} \right) * i_L \quad (2.58)$$

$$i_B = \frac{N_P}{N_S} * i'_B \quad (2.59)$$

โดยที่

- $i'_B$  : กระแสเบสที่โอนย้ายมาทางด้านปฐมภูมิ  
 $i_B$  : กระแสเบสทางด้านทุติยภูมิ  
 $R'_B$  : ความต้านทานที่ต่อกับขาเบสที่โอนย้ายมาทางด้านปฐมภูมิ  
 $R_B$  : ความต้านทานที่ต่อกับขาเบสทางด้านทุติยภูมิ  
 $n = \frac{N_P}{N_S}$  : อัตราการแปลงผันของหม้อแปลง

ตารางที่ 2.3 แสดงการเปลี่ยนแปลงจำนวนรอบจากค่าปรกติซึ่ง  $N_P = 3, N_S = 2$  ต่อความถี่

$N_P$	$N_S$	$n^2$	$V_P$	$V_S$	$I_{Bf}$	$t_G$	$t_s$	$f_s$
3	2*2	/4	↓	↑	↑	↑	↑	↓
3	2/2	*4	↑	↓	↓	↓	↓	↑
3*2	2	*4	↑	↑	↑	↓	↑	↙
3/2	2	/4	↓	↓	↓	↑	↓	↗
3*2	2*2	-	↑	↑	↑	↑	↑	↓

เมื่อ

- ↑ : เพิ่มขึ้น  
 ↓ : ลดลง  
 ↗ : เพิ่มขึ้นเล็กน้อย  
 ↙ : ลดลงเล็กน้อย

จากตารางที่ 2.3 จะเห็นได้ว่า  $t_G$  จะแปรผกผันกับแรงดันต่อจำนวนรอบ  $\frac{V}{N}$  ของหม้อแปลงที่ใช้ในการขับนำเบสของทรานซิสเตอร์

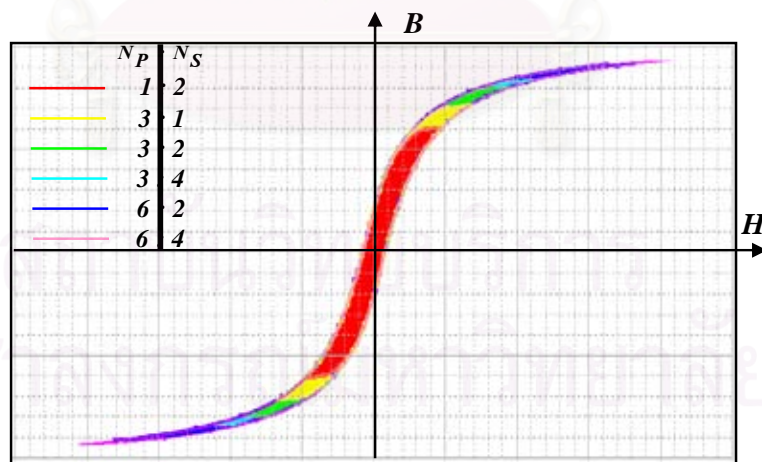
ดังนั้นจะได้ 
$$t_G \propto \frac{1}{\left(\frac{V}{N}\right)}$$

ส่วน  $t_S$  จะแปรตามกระแสของ  $I_{Bf}$  โดยที่กระแส  $I_{Bf}$  แปรตามแรงดันของ  $V_S$  และแรงดันของ  $V_S$  แปรตามจำนวนรอบทั้ง  $N_P$  และ  $N_S$

ดังนั้นจะได้ 
$$t_S \propto N_P, N_S$$

เมื่อพิจารณาตารางที่ 3 จะเห็นได้ว่าช่วงเวลา *Storage time*  $t_S$  นั้นจะมีอิทธิพลต่อความถี่มากกว่า *Gating time*  $t_G$  มากซึ่งเมื่อ  $t_S$  เพิ่มความถี่จะลดลง

ถึงแม้ว่าการเปลี่ยนจำนวนรอบทางปฐมภูมิ  $N_P$  จะมีอิทธิพลต่อความถี่น้อยกว่าการเปลี่ยนจำนวนรอบของทุติยภูมิ  $N_S$  แต่การเปลี่ยนแปลงจำนวนรอบทางปฐมภูมิ  $N_P$  จะมีอิทธิพลต่อระดับการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลงมากกว่าจำนวนรอบทุติยภูมิ  $N_S$  โดยการเพิ่มจำนวนรอบทางปฐมภูมิ  $N_P$  ให้มากขึ้นจะทำให้แกนของหม้อแปลงมีระดับการอิ่มตัวมากขึ้นดังแสดงในรูปที่ 2.34



รูปที่ 2.34 ระดับการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลงเมื่อเปลี่ยนแปลงจำนวนรอบ

- การเปลี่ยนแปลงความต้านทานแม่เหล็ก  $\mathfrak{R}$  (Reluctance)

ความต้านทานแม่เหล็กจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของสารแม่เหล็ก และรูปทรงทางเรขาคณิตของแกนแม่เหล็กซึ่งได้แก่ความยาวเฉลี่ยของแกนแม่เหล็ก ( $l_m$ ) และพื้นที่หน้าตัดของแกนแม่เหล็ก ( $A$ ) ดังแสดงในสมการที่ 60

$$\mathfrak{R} = \frac{l_m}{\mu A} \quad (2.60)$$

โดยที่

$$L_m = \frac{N_p^2}{\mathfrak{R}} \quad (2.61)$$

การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานแม่เหล็ก  $\mathfrak{R}$  เป็นการเปลี่ยนแปลงคุณสมบัติของหม้อแปลง การเพิ่ม  $\mathfrak{R}$  สามารถทำได้โดยการเพิ่มความยาวของแกนหม้อแปลง  $l_m$  ลดพื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลง  $A$  หรือลดค่าความซาบซึ่มสัมพัทธ์ของหม้อแปลง  $\mu$  ซึ่งประกอบไปด้วย  $\mu_r \cdot \mu_o$  โดย  $\mu_o = 4\pi * 10^{-7}$  ซึ่งเป็นค่าคงที่ ส่วน  $\mu_r$  ขึ้นอยู่กับวัสดุที่ใช้ทำแกนของหม้อแปลง ดังนั้นเราสามารถเปลี่ยนแปลง  $\mu$  เพื่อปรับความต้านทานแม่เหล็ก  $\mathfrak{R}$  ได้ เช่นการเลือกแกนหม้อแปลงที่มีค่า  $\mu_r$  ต่ำ ก็จะทำให้ตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก  $L_m$  ลดลง มีผลทำให้กระแสเบส  $I_{Bf}$  ช่วง *Getting time* ลดลง และกระแสเบส  $I_{Bf}$  ช่วง *Storage time* ลดลงด้วย ดังนั้น *Getting time* และ *Storage time* จึงลดลงทั้งคู่ สามารถแสดงได้ดังตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.4 แสดงการเปลี่ยนแปลงความต้านทาน  $\mathfrak{R}$  ต่อความถี่

$\mathfrak{R}$	$L_m$	$I_{Bf}$	$t_G$	$t_S$	$f_S$
↓	↑	↑	↑	↑	↓
↑	↓	↓	↓	↓	↑

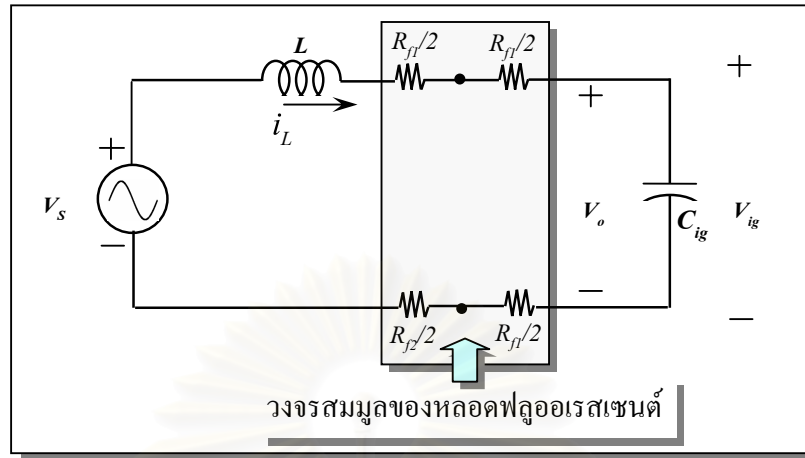
## 2.6 สาเหตุของความเค้นที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

การออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ไม่เหมาะสม จะทำให้อุปกรณ์ได้รับความเค้นมากส่งผลเสียต่ออายุการใช้งานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ดังนั้นในการเพิ่มอายุการใช้งานให้กับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เราจะต้องออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์อย่างเหมาะสม โดยจะต้องศึกษาถึงสาเหตุของการเกิดความเค้น และวิธีแก้ไขเพื่อลดความเค้นที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ซึ่งเราสามารถจำแนกความเค้นตามสาเหตุของการเกิดออกเป็น 3 กลุ่ม ดังนี้คือ

1. ความเค้นที่เกิดขึ้นเนื่องจากการจุดหลอด
2. ความเค้นที่เกิดจากการทำงานของสวิตช์ไม่เป็นแบบแรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switch ; ZVS )
3. ความเค้นที่เกิดจากการขั้วนำผิดจังหวะที่ทำให้เกิดปรากฏการณ์ *Pre - turn on* และ *Re - turn on*

### 2.6.1 ความเค้นที่เกิดขึ้นเนื่องจากการจุดหลอดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

การจุดหลอดฟลูออเรสเซนต์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะอาศัยหลักการพื้นฐานของปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ โดยในขณะที่หลอดยังไม่ติดสว่าง ความต้านทานสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์ ( $R_{lamp}$ ) มีค่าสูงมากจนเราถือได้ว่าเป็นวงจรเปิดซึ่งทำให้กระแสไหล  $i_L$  ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ความต้านทานไส้หลอด ( $R_{f1}, R_{f2}$ ) และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ซึ่งต่อกันแบบอนุกรมดังแสดงในรูปที่ 2.35 เมื่อความถี่การทำงานใกล้กับความถี่เรโซแนนซ์จะให้เกิดแรงดันสูงสำหรับจุดหลอดให้ติดสว่างแต่แรงดันคร่อมหลอดที่สูงจะต้องมีกระแสผ่านหลอดฟลูออเรสเซนต์มีค่าสูงส่งผลให้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เกิดความเค้นอันเนื่องมาจากกระแสและแรงดันมีค่าสูง



รูปที่ 2.35 วงจรสมมูลช่วงก่อนจุดหลอดและขณะจุดหลอดให้ติดสว่าง

### 2.6.1.1 สมการของวงจรขณะจุดหลอด

วงจรสมมูลในรูปที่ 2.35 เป็นวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่ประกอบด้วย  $R_f$ ,  $L$ ,  $C_{ig}$  ขณะที่หลอดยังไม่สว่าง ความต้านทานสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์มีค่าสูงมากจนเราถือได้ว่าเป็นวงจรเปิด สามารถแสดงสมการต่างๆของวงจรสำหรับความถี่หลักมูลขณะจุดหลอดได้ดังนี้

ความถี่เรโซแนนซ์ ( Resonant frequency )

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC_{ig}}} \quad (2.62)$$

อิมพีแดนซ์ลักษณะ ( Characteristic impedance )

$$Z_o = \sqrt{\frac{L}{C_{ig}}} \quad (2.63)$$

ตัวประกอบคุณภาพของโหลด ( Loaded quality factor )

$$Q_s = \frac{Z_o}{2R_f} \quad (2.64)$$

อิมพีแดนซ์ด้านเข้าของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรม

$$\begin{aligned}
 Z &= 2R_f + j \left( \omega_s L - \frac{1}{\omega_s C_{ig}} \right) = 2R_f \left[ 1 + jQ_s \left( \frac{\omega_s - \omega_o}{\omega_o} \right) \right] \\
 &= Z_o \left[ \frac{2R_f}{Z_o} + j \left( \frac{\omega_s - \omega_o}{\omega_o} \right) \right] = Ze^{j\theta} = 2R_f + jX \\
 &= 2R_f \sqrt{1 + Q_s^2 \left( \frac{\omega_s - \omega_o}{\omega_o} \right)^2} = Z_o \sqrt{\left( \frac{2R_f}{Z_o} \right)^2 + \left( \frac{\omega_s - \omega_o}{\omega_o} \right)^2} \quad (2.65)
 \end{aligned}$$

สมการเฟสของกระแสออกของอินเวอร์เตอร์เทียบกับแรงดันสำหรับความถี่หลักมูล  $\theta_{inv}$

$$\theta = \arctan \left[ Q_s \left( \frac{\omega_s - \omega_o}{\omega_o} \right) \right] \quad (2.66)$$

ฟังก์ชันโอนย้ายของแรงดันจุดโหลด ( $V_{ig}$ ) ต่อแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ ( $V_s$ )

$$\frac{V_{ig}(S)}{V_s(S)} = \frac{[1 + (R_f C_{ig})S]}{[(LC_{ig})S^2 + (R_f C_{ig})S + 1]} \quad (2.67)$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{\left[ 1 + j \left( \frac{\omega_s}{\omega_o} \right) \left( \frac{1}{Q_s} \right) \right]}{\left\{ 1 - \left( \frac{\omega_s}{\omega_o} \right)^2 + j \left[ \left( \frac{\omega_s}{\omega_o} \right) \left( \frac{1}{Q_s} \right) \right] \right\}} \quad (2.68)
 \end{aligned}$$

ฟังก์ชันโอนย้ายของกระแสโหลด  $I_{ig}(S)$  ต่อแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์  $V_s(S)$

$$\frac{I_{ig}(S)}{V_s(S)} = \frac{1}{R_f + LS + \frac{1}{C_{ig}S}} \quad (2.69)$$

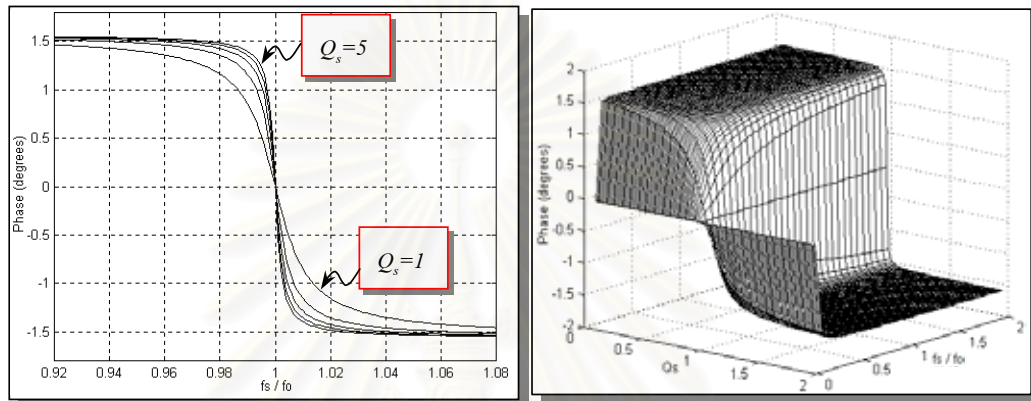
$$\frac{I_{ig}(j\omega)}{V_s(j\omega)} = \frac{j\omega C_{ig}}{1 - LC_{ig}\omega^2 + j2\omega R_f C_{ig}} \quad (2.70)$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{2R_f} \\
 &= \frac{1}{\left\{ 1 + jQ_s \left[ \left( \frac{\omega_s}{\omega_o} \right) - \left( \frac{\omega_o}{\omega_s} \right) \right] \right\}} \quad (2.71)
 \end{aligned}$$



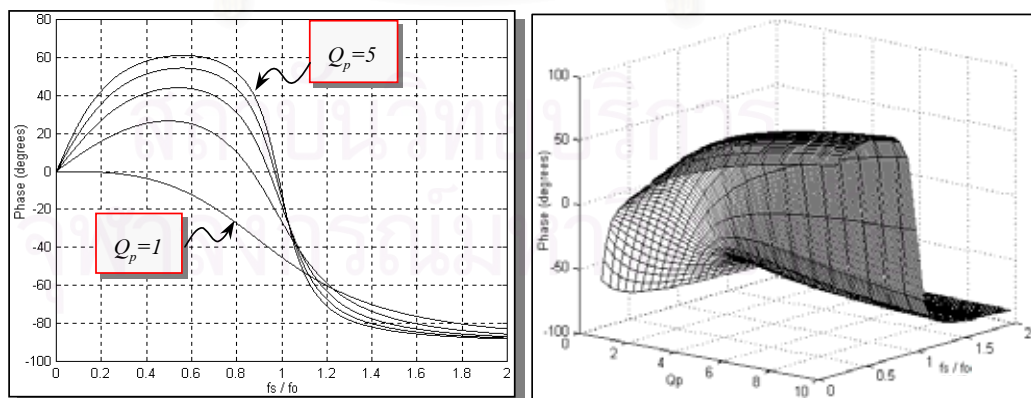
### 2.6.1.2 การเปรียบเทียบผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรขั้วจุดหลอดและทำงานปรกติ

จากสมการที่ (2.70) เราสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างขนาดมุมเฟส ( $\theta$ ) กับความถี่นอร์มัลไลซ์ ( $f_s/f_0$ ) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_s$ ) ที่แตกต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.36



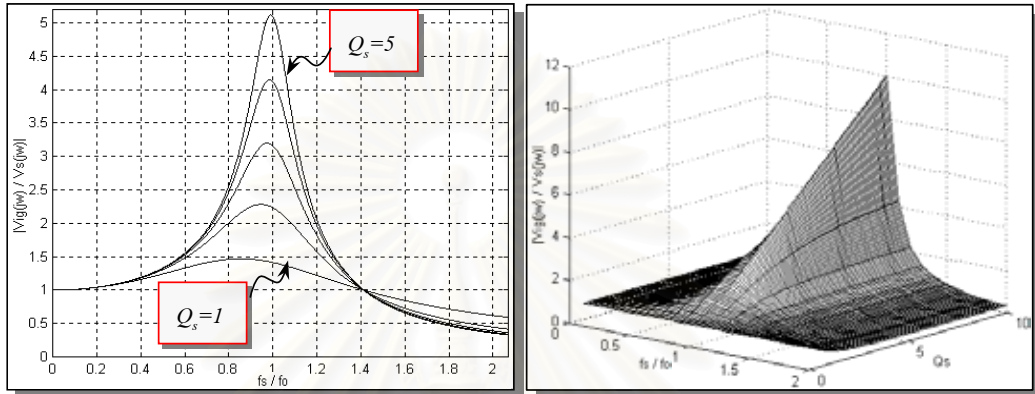
รูปที่ 2.36 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส ( $\theta$ ) กับความถี่นอร์มัลไลซ์ ( $f_s/f_0$ ) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_s$ ) ค่าต่างๆ

จากสมการที่ (2.8) เราสามารถคำนวณหาความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส ( $\theta$ ) กับความถี่นอร์มัลไลซ์ ( $f_s/f_0$ ) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_p$ ) ในรูปที่ 2.37



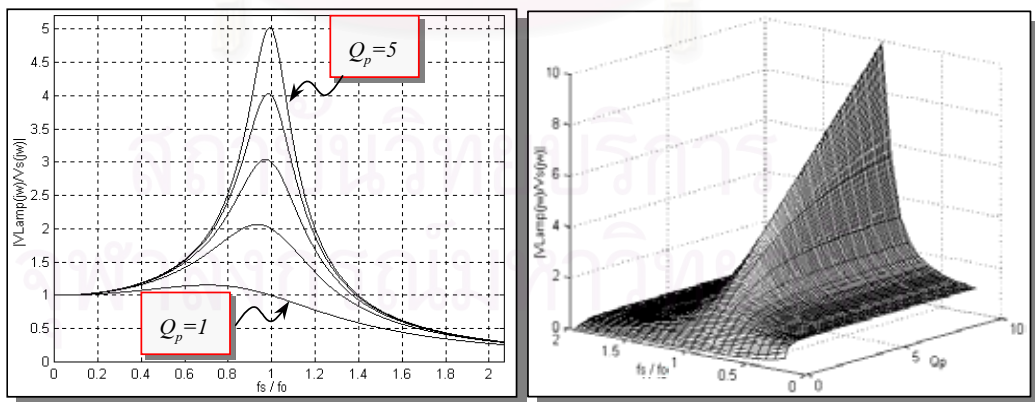
รูปที่ 2.37 ความสัมพันธ์ระหว่างมุมเฟส ( $\theta$ ) กับความถี่นอร์มัลไลซ์ ( $f_s/f_0$ ) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_p$ ) ค่าต่างๆขณะทำงานปรกติ

จากสมการที่ (2.72) เราสามารถคำนวณหาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันจุดโหลดต่อแรงดันด้านออกวงจรรีโซเนเตอร์ ( $V_o / V_s$ ) กับความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_s / f_o$ ) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_s$ ) ที่แตกต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.38



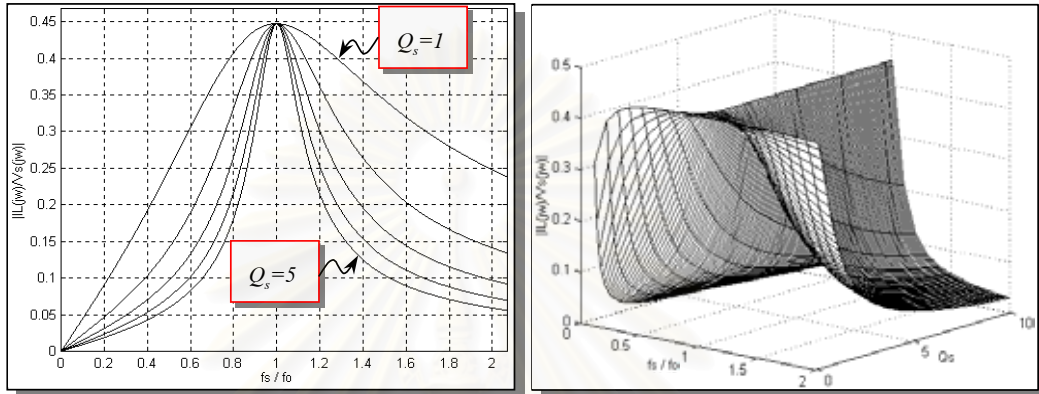
รูปที่ 2.38 ผลตอบเชิงความถี่ของแรงดันจุดโหลดต่อแรงดันด้านออกวงจรรีโซเนเตอร์ ( $V_o/V_s$ ) กับความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_s / f_o$ ) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_s$ ) ค่าต่างๆ

จากสมการที่ (2.11) เราสามารถคำนวณหาผลตอบเชิงความถี่ ( $f_s / f_o$ ) ของแรงดันจุดโหลดและแรงดันด้านออกจากรีโซเนเตอร์ที่เปลี่ยนแปลงตามค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_p$ ) ดังแสดงในรูปที่ 2.39



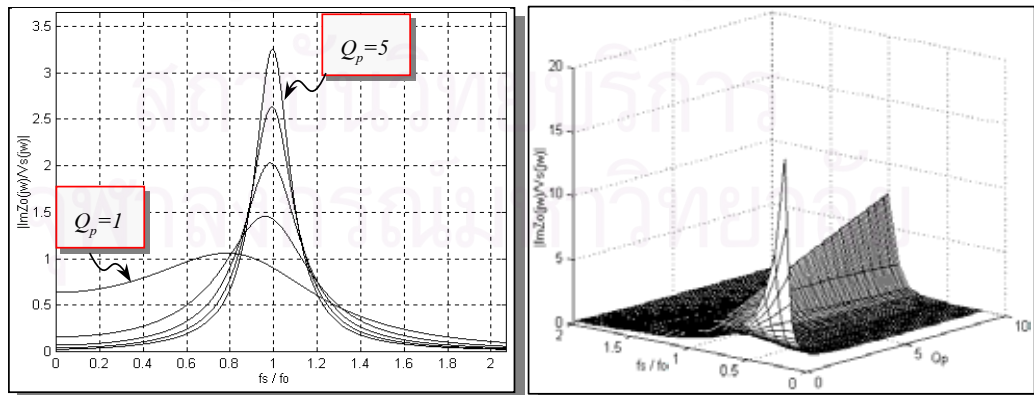
รูปที่ 2.39 ความสัมพันธ์ระหว่างผลตอบเชิงความถี่ของแรงดันจุดโหลด และแรงดันด้านออกของวงจรรีโซเนเตอร์เป็นฟังก์ชันความถี่ ( $f_s / f_o$ ) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_p$ ) ค่าต่างๆ

จากสมการที่ (2.75) สามารถคำนวณหาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสจุดโหลดกับแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ ( $I_L / V_S$ ) กับความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_s / f_o$ ) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_s$ ) แตกต่างกันได้ ดังแสดงในรูปที่ 2.40



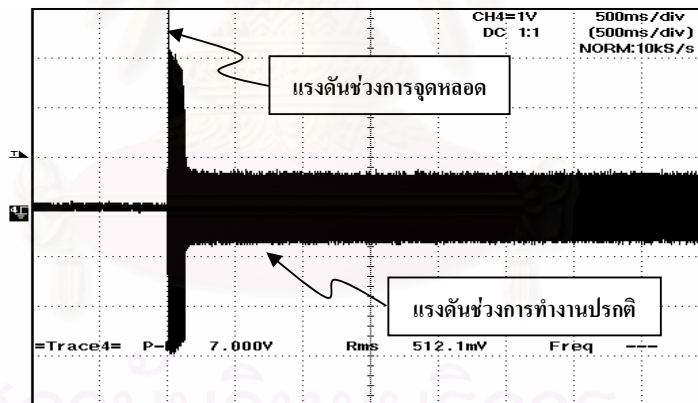
รูปที่ 2.40 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสโหลดต่อแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ ( $I_L / V_S$ ) กับความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_s / f_o$ ) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_s$ ) ค่าต่างๆ ณ จุดโหลด

จากสมการที่ (2.12) เราสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง ( $I_{lamp} Z_o / V_{dc}$ ) กับความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_s / f_o$ ) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_p$ ) ที่แตกต่างกัน ดังแสดงในรูปที่ 2.41

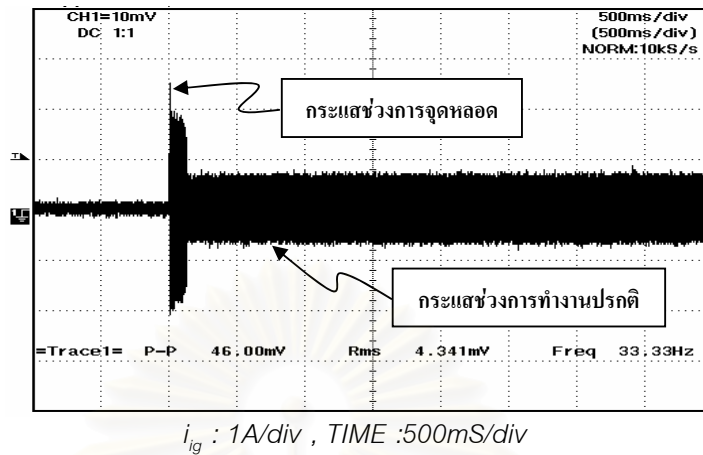


รูปที่ 2.41 ความสัมพันธ์ระหว่าง ( $I_{lamp} Z_o / V_{dc}$ ) กับความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_s / f_o$ ) สำหรับค่าตัวประกอบคุณภาพ ( $Q_p$ ) ค่าต่างๆ ณ ะทำงานปรกติ

เนื่องจากหลอดฟลูออเรสเซนต์ต้องการแรงดันสูงในการจุดหลอดให้ติดสว่างทำให้มีกระแสสูงไหลผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์ทำให้อุปกรณ์ในวงจรได้รับความเค้น ซึ่งแรงดันสูงในการจุดหลอดฟลูออเรสเซนต์สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ส่วนใหญ่อาศัยปรากฏการณ์เรโซแนนซ์ของตัวเก็บประจุ ( $C$ ) และตัวเหนี่ยวนำ ( $L$ ) ของวงจรโหลดเพื่อทำให้เกิดแรงดันที่สูงเพียงพอสำหรับจุดหลอดให้ติดสว่าง อย่างไรก็ตามก็ได้มีการศึกษา, วิจัย และออกแบบวงจรโหลดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์อย่างเป็นระบบซึ่งจะได้ช่วงของค่าตัวเก็บประจุ ( $C_{ig}$ ) และตัวเหนี่ยวนำ ( $L$ ) ที่ทำให้ได้พิกัดกำลังด้านออกของหลอดฟลูออเรสเซนต์ แต่การเลือกค่าอุปกรณ์ในการจุดหลอด ( $L, C_{ig}$ ) ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ไม่เหมาะสมจะทำให้มีกระแสไหลผ่านในวงจร และแรงดันเปิดวงจรในขณะจุดหลอด (*Open circuit voltage;  $V_{oc}$* ) สูงเกินความจำเป็นทำให้อุปกรณ์ภายในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีความเค้นขนาดสูงเกิดขึ้น อันเป็นผลทำให้อายุการใช้งานสั้นลง ดังนั้นการพิจารณาเลือกค่าตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  และตัวเหนี่ยวนำ  $L$  จะต้องคำนึงถึงขนาดของกระแสผ่านไส้หลอดและแรงดันเปิดวงจร  $V_{oc}$  ให้มีความเหมาะสมเพื่อที่จะไม่ให้อุปกรณ์ในวงจรได้รับความเค้นโดยไม่จำเป็น



$V_s : 200V/div$  ,  $TIME : 500mS/div$



ข

รูปที่ 2.42 รูปคลื่นแรงดัน  $v_{ig}$  และกระแส  $i_{ig}$  ของหลอดฟลูออเรสเซนต์ เมื่อ  $V_{DC} = 280$  V  
 $f_s = 33.33$  kHz  $L = 1.8278$  mH  $C_{ig} = 13$  nF

รูปที่ 2.42 เป็นสัญญาณรูปคลื่นแรงดันและกระแสเปิดวงจรจะเห็นได้ว่าช่วงจุดหลอดนั้น ขนาดของแรงดันคร่อมหลอดหรือเรียกว่าแรงดันเปิดวงจร  $V_{OC}$  และกระแสไหลผ่านหลอดหรือเรียกว่ากระแสผ่านไส้หลอด  $I_f$  ที่วงจรอินเวอร์เตอร์สามารถสร้างขึ้นได้ในขณะจุดหลอดมีค่าสูงมากกว่าแรงดันและกระแสของหลอดในภาวะการทำงานปรกติมาก ซึ่งเราสามารถลดแรงดันและกระแสในช่วงจุดหลอดได้โดยการเลือกค่าของวงจรโหลดให้มีความเหมาะสมจะทำให้ได้แรงดันและกระแสดอนช่วงจุดหลอดมีค่าเหมาะสม

### 2.6.1.3 แนวทางการลดความเค้นที่เกิดจากการจุดหลอดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

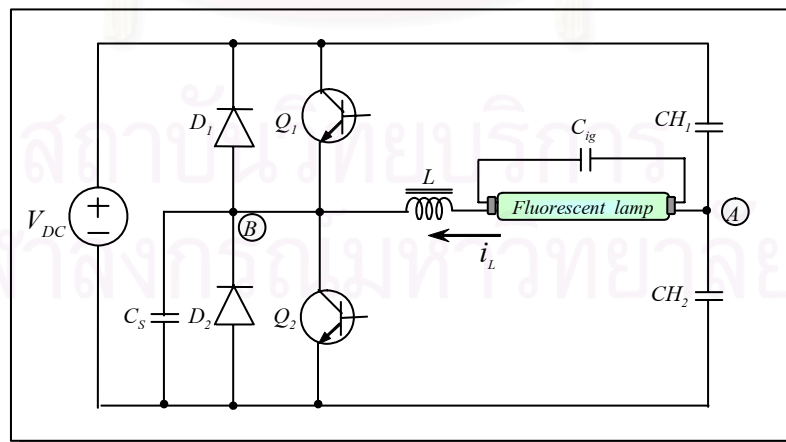
การลดความเค้นที่เกิดกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ขณะจุดหลอด และเพิ่มอายุการใช้งานของหลอดฟลูออเรสเซนต์ ควรเลือกค่าตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  และตัวเหนี่ยวนำ  $L$  เพื่อให้แรงดันเปิดวงจรต่ำสุดที่เพียงพอสำหรับจุดหลอดให้ติดสว่างได้สำหรับทุกสภาพของหลอด และควรมีการอุ่นไส้หลอด (pre-heat) เพื่อลดแรงดันในการจุดหลอด ( $V_{ig}$ ) การควบคุมการอุ่นไส้หลอดทำได้โดยการควบคุมความถี่การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ โดยในช่วงการอุ่นไส้หลอดจะเพิ่มความถี่การทำงานของสวิตช์ ( $f_s$ ) ให้สูงกว่าความถี่ธรรมชาติไม่หน่วง (undamped natural frequency;  $f_o$ ) ของวงจรโหลดตามความเหมาะสมเพื่อทำให้แรงดันจุดหลอดน้อยกว่าแรงดันที่จะทำให้เกิดกระแสรุ่งแสง (glow current;  $I_{glow}$ ) แต่ต้องสูง



พอที่จะทำให้ไส้หลอดมีอุณหภูมิสูงตามต้องการ การควบคุมการอุ่นไส้หลอดโดยควบคุมความถี่การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เหมาะกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การขับนำโดยใช้วงจรถออิเล็กทรอนิกส์ ส่วนการอุ่นไส้หลอดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้การขับนำโดยอาศัยการป้อนกลับของกระแสไหลผ่านหม้อแปลงอิมิตัวทำโดย การลดความถี่ธรรมชาติไม่หน่วง ( $f_o$ ) ลงให้ต่ำกว่าความถี่การสวิตช์[7] แทนการเพิ่มความถี่การสวิตช์ และลดตัวประกอบคุณภาพของวงจรไหลด (loaded quality factor;  $Q_s$ ) จะทำให้ขนาดของแรงดันเปิดวงจรและกระแสเปิดวงจรขณะจุดหลอดมีขนาดลดลง.

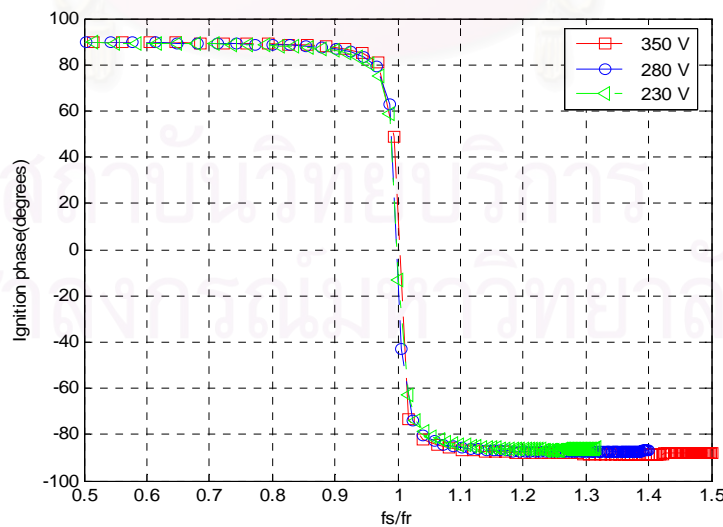
### 2.6.2 ความเค้นที่เกิดจากการทำงานของสวิตช์ไม่เป็นแบบแรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switch ; ZVS )

วงจรอินเวอร์เตอร์มีหลายชนิดแต่ส่วนใหญ่นิยมใช้วงจรบริดจ์ หรือกึ่งบริดจ์ที่มี BJT หรือ FET เป็นสวิตช์ไวงานซึ่งในแต่ละกิ่งของวงจรจะประกอบด้วยสวิตช์ 2 ตัว ต่ออนุกรมกันและจะสลับกันนำกระแส เนื่องจากกระแสและแรงดันของไหลดมีเฟสต่างกัน ดังนั้นสวิตช์ที่ใช้จะต้องเป็นสวิตช์ที่นำกระแสได้ 2 ทาง ซึ่งทำได้โดยการต่อไดโอดขนานกับสวิตช์ ดังในรูปที่ 2.43 ทราซิสเตอร์จะทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานไปสู่ไหลดส่วนพลังงานจากไหลดที่ไหลย้อนกลับไปยังแหล่งจ่ายไฟตรงจะไหลผ่านไดโอด อย่างไรก็ตามในปัจจุบันนี้ทราซิสเตอร์ที่ใช้สำหรับอินเวอร์เตอร์ทั่วไปมักจะมีไดโอดต่อขนานอยู่แทบทั้งสิ้น การทำงานของสวิตช์ไวงานมักเป็นการสวิตช์แบบนุ่ม ( Soft Switching ) ที่มีกำลังสูญเสียในสวิตช์ต่ำ



รูปที่ 2.43 โครงสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่

การออกแบบให้สวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ทำงานในภาคแรงดันศูนย์ทำได้โดยการออกแบบให้กระแสไหลดล้าหลังแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ( $i_L$  ล้าหลัง  $v_{AB}$ ) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 ช่วงเวลา  $t_4 - t_5$  ซึ่งจะทำให้ไดโอดที่ต่อขนานกับสวิตช์ดังในรูปที่ 2.43 นำกระแสก่อนที่สวิตช์ไวงานจะนำกระแสทำให้สวิตช์ทำงานในภาคแรงดันศูนย์ อย่างไรก็ตามการออกแบบหากเราออกแบบให้มีมุมเฟส  $\theta$  มีขนาดน้อยเกินไปจะทำให้ไดโอดที่ต่อขนานกับสวิตช์ไม่สามารถนำกระแสได้เนื่องจากช่วงเวลา  $t_3 - t_4$  ดังแสดงในรูปที่ 2.3 มีค่าน้อยเกินไปทำให้แรงดันคร่อมสวิตช์ไม่สามารถลดลงถึงจุดต่ำสุดได้ มีผลทำให้สวิตช์ไม่สามารถทำงานในภาคแรงดันศูนย์ อย่างไรก็ตามถึงแม้จะออกแบบให้วงจรทำงานในภาคแรงดันศูนย์ในภาวะการทำงานปกติ แต่ในบางภาวะของการทำงานจริงของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ความต้านทานของหลอดอาจเพิ่มขึ้น เช่นในภาวะที่แรงดันด้านเข้ามีค่าลดลง ซึ่งจะทำให้ค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรไหลด ( $Q_p$ ) เพิ่มขึ้น และทำให้กระแสออกของอินเวอร์เตอร์นำหน้าแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ( $i_L$  นำหน้า  $v_{AB}$ ) ซึ่งจะทำให้สวิตช์ไม่สามารถทำงานในภาคแรงดันศูนย์ได้ [9] และในช่วงจุดหลอดหากเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ที่ให้ความถี่เรโซแนนซ์  $f_r$  มีค่าใกล้เคียงกับความถี่การสวิตช์ จะส่งผลให้มุมเฟสของกระแสไหลดกับแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหลอด  $\theta_{ig}$  มีค่าน้อยมากดังแสดงในรูปที่ 2.44 ซึ่งจะทำให้การทำงานของสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ไม่เป็นแบบภาคแรงดันศูนย์ ZVS ทำให้สวิตช์ไวงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ได้รับความเค้นและเกิดกำลังสูญเสีย (loss) มาก



รูปที่ 2.44 ความสัมพันธ์ของมุมเฟส ( $\theta_{ig}$ ) และความถี่  $f_s / f_r$  สำหรับค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่า



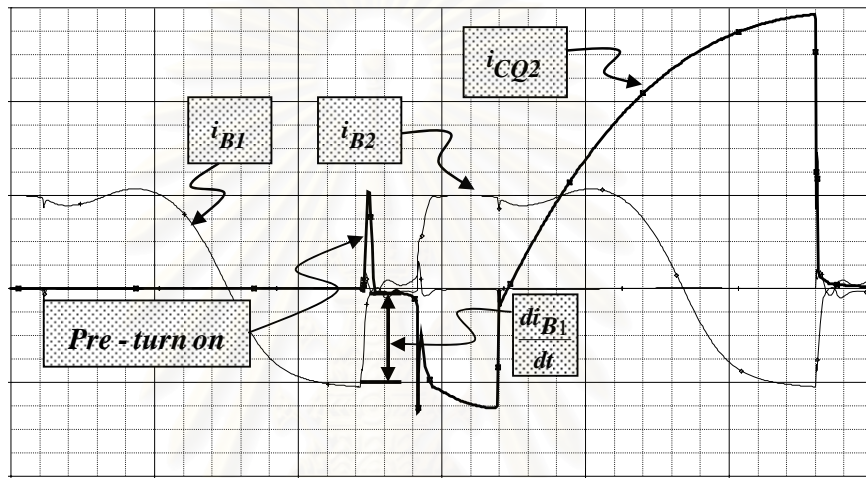
### 2.6.2.1 แนวทางการลดความเค้นที่เกิดจากการทำงานของสวิตช์ไม่เป็นแบบแรงดันศูนย์

การลดความเค้นที่เกิดกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เนื่องจากการทำงานของสวิตช์ไม่เป็นแบบแรงดันศูนย์ ทำได้โดยการออกแบบให้กระแสไหลลดล้าหลังแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ( $i_L$  ล้าหลัง  $v_{AB}$ ) และควรเลือกค่าตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  และตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ที่ให้มีมุมเฟส  $\theta$  มีขนาดเพียงพอที่จะทำให้ไดโอดที่ต่อขนานกับสวิตช์สามารถนำกระแสได้ก่อนที่สวิตช์จะนำกระแสจึงจะทำให้สวิตช์ทำงานเป็นแบบภาคแรงดันศูนย์และเลือกคู่ของค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ที่ให้ความถี่เรโซแนนซ์  $f_r$  มีค่าห่างกับความถี่การสวิตช์อย่างเหมาะสมซึ่งจะส่งผลให้มุมเฟสของกระแสไหลลดกับแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดโหลด  $\theta_{ig}$  มีค่าเพียงพอให้สวิตช์ทำงานเป็นแบบภาคแรงดันศูนย์ การออกแบบวงจรโหลดให้มีค่า  $Q_p$  ต่ำลงจะทำให้สามารถลดแรงดันด้านเข้าได้มากขึ้นก่อนที่การทำงานจะเปลี่ยนจากภาวะกระแสล้าหลังแรงดันเป็นกระแสหน้าหน้าแรงดัน

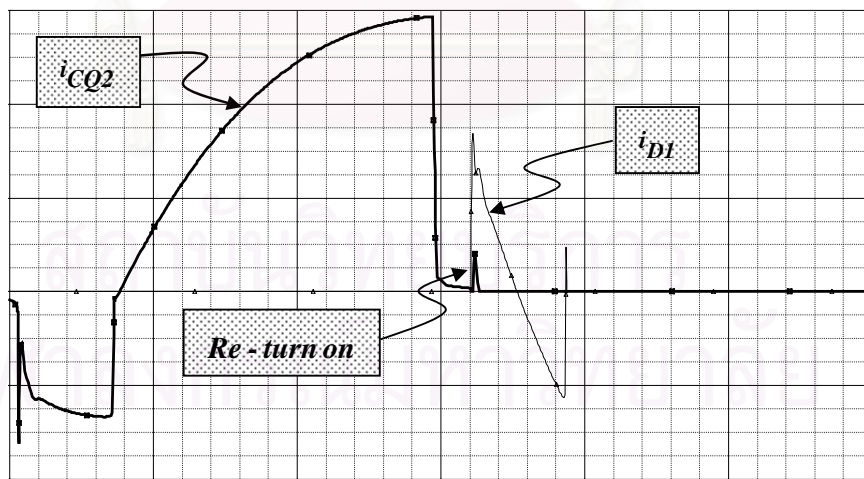
### 2.6.3 ความเค้นในสวิตช์เนื่องจากการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะของวงจรขับนำเบสที่ใช้หม้อแปลงอิ่มตัว ( Saturable transformer )

การขับนำสวิตช์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์จะต้องใช้วงจรขับนำที่เหมาะสม ซึ่งบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จำนวนไม่น้อยใช้การขับนำสวิตช์โดยอาศัยการป้อนกลับกระแสด้านไหลผ่านหม้อแปลงอิ่มตัว เนื่องจากสะดวกในการใช้งาน ราคาถูก และมีความเชื่อถือได้สูง แต่การออกแบบวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงอิ่มตัวอย่างไม่เหมาะสม จะทำให้เกิดการขับนำสวิตช์ผิดพลาดได้ ซึ่งมี 2 ลักษณะ คือ การขับนำสวิตช์ก่อนที่สวิตช์ควรจะนำกระแส (Pre - turn on) ซึ่งมักจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา  $t_3 - t_4$  ช่วงที่สวิตช์กำลังจะหยุดนำกระแสและเป็นช่วงเวลาที่ กระแสขับนำเบส  $i_b$  กำลังลดลงเป็นศูนย์แสดงดังรูปที่ 2.3 และการขับนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์เพิ่งหยุดนำกระแส ( Re - turn on ) ซึ่งมักจะเกิดขึ้นในช่วงเวลา  $t_4 - t_5$  ช่วงที่ไดโอดกำลังจะนำกระแสแสดงดังรูปที่ 2.3 ลักษณะดังกล่าวทำให้มีกำลังสูญเสียในสวิตช์สูงกว่าปรกติและมีความเค้นสูงเกิดขึ้นกับสวิตช์ไวนานซึ่งอาจมีผลทำให้สวิตช์มีอายุการใช้งานสั้นลง[10] หัวข้อนี้ศึกษาสาเหตุของการเกิดการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะของวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงอิ่มตัว เพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบวงจรขับนำที่ใช้หม้อแปลงอิ่มตัวอย่างเหมาะสมอันจะเป็นแนวทางในการออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ให้สามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ

การศึกษาวงจรขั้วนำสวิตช์อาศัยการป้อนกลับกระแสผ่านหม้อแปลงเพื่อศึกษาการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ซึ่งจะทำให้เห็นปัญหาการขั้วนำกระแสผิดจังหวะของสวิตช์ พบว่ามีการขั้วนำสวิตช์ผิดจังหวะ 2 ช่วง ซึ่งจะเรียกว่าการเกิดปรากฏการณ์ *Pre-turn on* และ *Re-turn on* ซึ่งถ้าใช้การจำลองด้วยโปรแกรม *Orcad Pspice* สามารถแสดงการเกิดปรากฏการณ์ *Pre-turn on* และ *Re-turn on* ดังรูปที่ 2.45



ก



ข

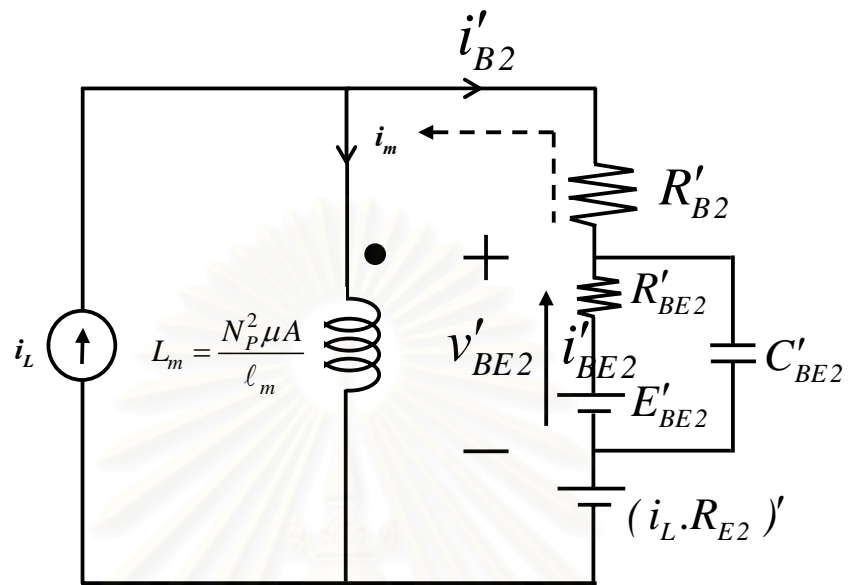
รูปที่ 2.45 รูปคลื่นกระแสผ่านสวิตช์ที่เกิดจากการขั้วนำผิดจังหวะ

ก) การขั้วนำสวิตช์ก่อนที่สวิตช์ควรจะนำกระแส (*Pre-turn on*)

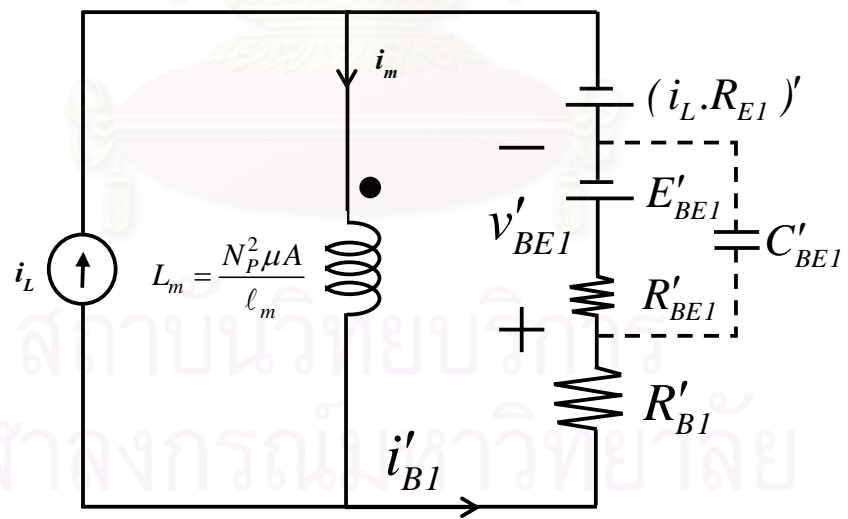
ข) การขั้วนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์เพิ่งหยุดนำกระแส (*Re-turn on*)

การขับนำกระแสผิดจังหวะของทรานซิสเตอร์เกิดขึ้นเมื่อสวิตช์  $Q_1$  หยุดนำกระแสเนื่องจาก หม้อแปลงเกิดการอิ่มตัว กระแสไหลดจะไหลผ่านตัวเก็บประจุ  $C_s$  ทำให้  $C_s$  คายประจุในทิศทางที่จะทำให้ไดโอด  $D_2$  นำกระแส แต่พบว่าบางเงื่อนไขของการทำงานของวงจรขับนำสวิตช์อาจมีการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กในแกนหม้อแปลงที่มีค่าสูงโดยมีผลจากลดลงของกระแสเบส  $i_{B1}$ . ในช่วง *Storage time* จะทำให้เกิด  $(di_{B1}/dt)$  มีค่าสูงในทิศทางที่ทำให้มีกระแสไหลออกจากขดทุติยภูมิขดที่ 2 ( $N_{S2}$ ) ไปขับนำให้  $Q_2$  นำกระแสได้ในเวลาสั้นๆ ก่อนที่ไดโอด  $D_2$  จะนำกระแส ซึ่งทำให้สวิตช์  $Q_2$  นำกระแสก่อนไดโอด  $D_2$  ทำให้เกิดความเค้นกับสวิตช์  $Q_2$  และเมื่อกระแสไหลกลับทิศ ไดโอด  $D_2$  จะหยุดนำกระแส สวิตช์  $Q_2$  จึงจะนำกระแสปรกติต่อไป ซึ่งปรากฏการณ์นี้จะเป็นการนำกระแสในช่วงเวลาสั้นๆ ก่อนการนำกระแสตามปรกติ เรียกว่า **การขับนำสวิตช์ก่อนที่สวิตช์ควรจะนำกระแส (Pre-turn on)** แสดงดังรูปที่ 2.45 ก และแสดงวงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์  $Q_2$  และวงจรขับนำ ได้ดังรูปที่ 2.46 การนำกระแสผิดพลาดอีกอย่างหนึ่ง คือ **การขับนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์เพิ่งหยุดนำกระแส (Re-turn on)** ในช่วงเวลาที่กระแสไหลดเริ่มไหลผ่านไดโอด  $D_1$  ที่ต่อขนานกับทรานซิสเตอร์  $Q_1$ , (*freewheeling diode*) ดังแสดงวงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และวงจรขับนำ ได้ดังรูปที่ 2.47 ซึ่งในขณะนี้ถ้าไดโอด  $D_1$  มีแรงดันฟื้นตัวไปหน้า (*forward recovery voltage ;  $v_{FD}$* ) ที่มีค่าสูง [ประมาณ 5-10 volt] จะทำให้เกิด  $(di_{B1}/dt)$  ในขดลวด  $N_{S2}$  มีค่าสูงในทิศทางที่ทำให้มีกระแสไหลออกจากขดทุติยภูมิขดที่ 2 ( $N_{S2}$ ) ไปขับนำให้  $Q_2$  นำกระแสอีกครั้งหนึ่งในช่วงเวลาสั้นๆ หลังจากที่สวิตช์เพิ่งหยุดนำกระแส ทำให้เกิดความเค้นกับสวิตช์  $Q_2$  ดังแสดงดังรูปที่ 2.45 ข ซึ่งจะสรุปได้ว่าเมื่อกระแสไหลดย้ายจาก  $Q_1$  ไปยัง  $C_s$  ทำให้  $Q_2$  เกิด *Pre - turn on* และเมื่อกระแสไหลดย้ายจาก  $C_s$  ไปยัง  $D_2$  ทำให้  $Q_1$  จะเกิด *Re - turn on* สลับกันเช่นนี้ไปเรื่อยๆ ซึ่งการนำกระแสผิดจังหวะนี้เป็นผลทำให้เกิดกำลังสูญเสียในสวิตช์ ในช่วงที่สวิตช์ทั้งสองนำกระแสผิดจังหวะ

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.46 วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์ Q2 และวงจรขับนำ



รูปที่ 2.47 วงจรสมมูลของทรานซิสเตอร์ Q1 และวงจรขับนำ

### 2.6.3.1 แนวทางแก้ไขการขั้บนำกระแสผิดจังหวะของทรานซิสเตอร์มีดังนี้

ก การลดปัญหาการขั้บนำสวิตช์ก่อนเวลาที่สวิตช์ควรจะนำกระแส(Pre - turn on )

1. การเพิ่มระดับการอิมิตัวของแกนหม้อแปลงโดยการเพิ่มค่า  $mmf$ 
  - เพิ่มกระแสทำแม่เหล็ก ( $i_m$ ) โดยการเพิ่มกระแสไหลด  $i_L$  ขณะที่ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสโดยการออกแบบให้กระแสไหลด  $i_L$  ณ จุดเปลี่ยนแรงดันของอินเวอร์เตอร์ มีค่าสูงๆ
  - เพิ่มจำนวนรอบของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ  $N_p$  ถ้าต้องการให้หม้อแปลงอิมิตัวมากขึ้นที่กระแสไหลดเท่ากันต้องเพิ่มจำนวนรอบทางด้านปฐมภูมิ ( $N_p$ ) ซึ่งจะมีผลทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กกับกระแสทำแม่เหล็ก ( $\Delta\phi_m/\Delta i_m$ ) ในช่วงที่หม้อแปลงออกจากการอิมิตัวลดลง
2. การลดการเปลี่ยนแปลงของกระแสในวงจรขั้บนำซึ่งสามารถทำได้โดย
  - ใช้ค่าความต้านทานที่ขาเบส  $R_B$  ให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อลดขนาดกระแสเบสที่ไหลออกจากขาเบสของทรานซิสเตอร์ให้มีค่าน้อยลงและทำให้  $di_B/dt$  มีค่าลดลง

ข การลดปัญหาการขั้บนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์เพิ่งหยุดนำกระแส (Re- turn on)

1. การเพิ่มระดับการอิมิตัวของแกนหม้อแปลงโดยการเพิ่มค่า  $mmf$ 
  - เพิ่มกระแสทำแม่เหล็ก ( $i_m$ ) โดยการเพิ่มกระแสไหลด  $i_L$  ขณะที่ทรานซิสเตอร์หยุดนำกระแสโดยการออกแบบให้กระแสไหลด  $i_L$  ณ จุดเปลี่ยนแรงดันของอินเวอร์เตอร์ มีค่าสูงๆ
  - เพิ่มจำนวนรอบของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ  $N_p$  ถ้าต้องการให้หม้อแปลงอิมิตัวมากขึ้นที่กระแสไหลดเท่ากันต้องเพิ่มจำนวนรอบทางด้านปฐมภูมิ ( $N_p$ ) ซึ่งจะมีผลทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กกับกระแสทำแม่เหล็ก ( $\Delta\phi_m/\Delta i_m$ ) ในช่วงที่หม้อแปลงออกจากการอิมิตัวลดลง

## 2. การลดการเปลี่ยนแปลงของกระแสผ่านขดลวดขั้วนำสวิตช์ที่จะนำกระแสในจังหวะถัดไปซึ่งทำได้

- ออกแบบให้กระแสไหล  $i_L$  ของวงจรถออินเวอร์เตอร์ช่วงไดโอดเริ่มนำกระแสมีค่าต่ำๆ สามารถทำได้โดยใช้ตัวเก็บประจุสแน็บเบอร์  $C_S$  ให้มีขนาดใหญ่ขึ้น
- เลือกไดโอดที่ต่อขนานกับทรานซิสเตอร์ ( $D1$  ,  $D2$ ) ที่มีแรงดันฟื้นตัวไปหน้า (*forward recovery voltage* ;  $v_{FD}$ ) มีค่าต่ำ

### 2.7 การจำลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขั้วนำด้วยตัวเอง

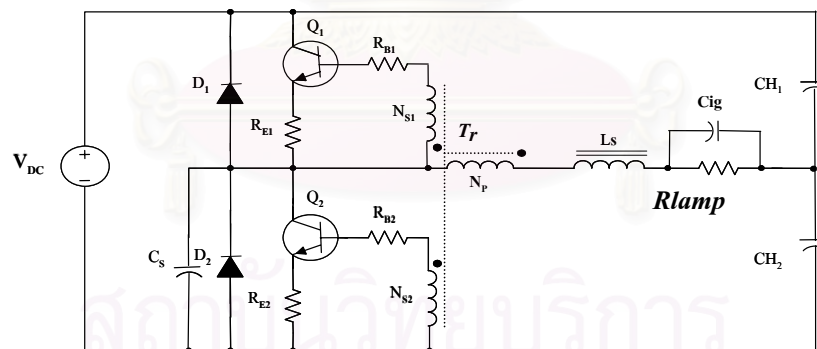
บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์โดยทั่วไปใช้วงจรถออินเวอร์เตอร์อนุกรมที่ต่อโหลดขนานและใช้สวิตช์เรโซแนนซ์เดี่ยวภาคแรงดันศูนย์ ให้แรงดันออกที่มีรูปคลื่นใกล้เคียงรูปสี่เหลี่ยม การวิเคราะห์และออกแบบวงจบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้อินเวอร์เตอร์แรงดันรูปสี่เหลี่ยมป้อนพลังงานไฟฟ้าให้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่มีลักษณะสมบัติกระแสแรงดันไม่เชิงเส้นและเปลี่ยนแปลงตามจุดทำงานนิยมใช้วิธีประมาณโดยแทนหลอดด้วยตัวต้านทานแบบเชิงเส้น เนื่องจากเมื่อใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์กับไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงลักษณะสมบัติกระแสแรงดันของหลอดมีฮิสเทอรีซิสแคบและความไม่เป็นเชิงเส้นลดลง เนื่องจากวงจรไหลของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นวงจรถอผ่านต่ำ ทำให้แรงดันและกระแสที่หลอดมีผลของฮาร์มอนิกส์จากแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์น้อย ดังนั้นการคำนวณจึงใช้เฉพาะแรงดันรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่หลักมูล การวิเคราะห์และออกแบบโดยวิธีดังกล่าวให้ผลที่แตกต่างจากการทดลองประมาณร้อยละ 3 ถึง 5 [7] การวิเคราะห์โดยวิธีดังกล่าวข้างต้นต้องทราบจุดทำงานของหลอดก่อนจึงจะสามารถกำหนดค่าความต้านทานสมมูลของหลอด หากไม่ทราบเช่นในกรณีที่มีการแปรค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าหรือความถี่ของอินเวอร์เตอร์จำเป็นต้องใช้การคำนวณแบบทำซ้ำหรือใช้วิธีการทางกราฟ [9] อย่างไรก็ตามในกรณีที่ความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์มีการเปลี่ยนแปลงตามจุดทำงานแบบไม่เชิงเส้นพร้อมกันกับการเปลี่ยนแปลงความต้านทานหลอดเช่นในกรณีของวงจบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขั้วนำด้วยตัวเอง เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันของแหล่งจ่ายไฟของวงจรถออินเวอร์เตอร์ การวิเคราะห์วงจรโดยวิธีคำนวณแบบทำซ้ำหรือวิธีการทางกราฟจะมีความซับซ้อนมากทำให้ไม่เหมาะสำหรับการวิเคราะห์และออกแบบวงจบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ การศึกษาการทำงานของวงจรโดยใช้การจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์ร่วมกับการคำนวณด้วยวิธีการประมาณจะช่วยให้การวิเคราะห์และออกแบบวงจบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขั้วนำด้วยตัวเองทำได้ง่ายลงและทำให้สามารถศึกษาผลของพฤติกรรมที่ไม่เป็นเชิงเส้น



ของหลอดและวงจรขับนำเพิ่มเติมได้ด้วย หัวข้อนี้จะนำเสนอแบบจำลองสำหรับจำลองการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองที่ใช้หม้อแปลงที่อิมิตัวได้ในการกำเนิดสัญญาณขับนำที่สามารถกำหนดรูปร่าง B-H curve ของแกนหม้อแปลงขับนำ[11]และแบบจำลองของหลอดที่มีลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่เปลี่ยนตามจุดทำงานโดยสามารถปรับลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นและ Hysteresis Loop ได้

### 2.7.1 บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง

รูปที่ 2.48 เป็นวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตนเองโดยการป้อนกลับกระแสของอินเวอร์เตอร์ผ่านหม้อแปลงที่อิมิตัวได้ (T) เพื่อขับนำ BJT ของวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งประกอบด้วย Q1 และ Q2 ที่ทำหน้าที่ป้อนไฟฟ้ากระแสกลับให้กับหลอดคือหลอดฟลูออเรสเซนต์ผ่านวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนาน การจำลองวงจรถูกกล่าวว่าเป็นต้องมีแบบจำลองของหลอดฟลูออเรสเซนต์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ไม่เชิงเส้นที่ไม่มีในโปรแกรม PSPICE ส่วนอุปกรณ์อื่น ๆ จะใช้แบบจำลองที่มีในโปรแกรมเองทั้งหมดยกเว้นหม้อแปลงที่อิมิตัวได้ จะมีการใช้ B-H Curve ที่วัดจากวงจรที่ทดลองขณะทำงานจริงเพื่อให้ได้แบบจำลองที่ใกล้เคียงกับผลการทดลองยิ่งขึ้น



รูปที่ 2.48 วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง

### 2.7.2 แบบจำลองของหลอดฟลูออเรสเซนต์

หลอดฟลูออเรสเซนต์มีลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันไม่เชิงเส้นที่เปลี่ยนแปลงตามกำลังของหลอด ดังนั้นแบบจำลองของหลอดจะต้องให้ความสำคัญสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส-แรงดัน ณ เวลาใด ๆ เป็นแบบไม่เชิงเส้นดังในรูปที่ 2.50 รวมทั้งต้องมีค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันกับกระแส ดังในรูปที่ 2.51 ได้มีการนำเสนอสมการที่ให้ความสำคัญสัมพันธ์ระหว่างค่า



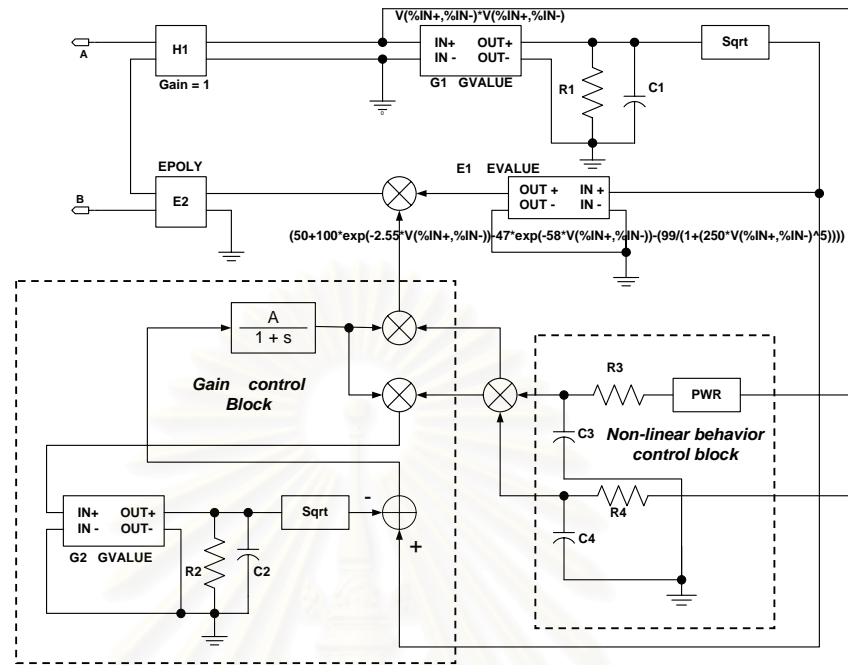
รากลำดับสองเฉลี่ยของแรงดันกับกระแสสำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ โดยแรงดันมีค่าเท่ากับผลบวกของค่าคงที่และค่าเอกซ์โพเนนเชียลของกระแสซึ่งเป็น 3 พจน์แรกของสมการที่ 2.76 [12] ความสัมพันธ์ดังกล่าวจะสอดคล้องกับผลการทดลองเป็นส่วนใหญ่แต่ให้ผลที่คาดเคลื่อนในย่านกำลังออกต่ำ ๆ บทความนี้ได้ปรับปรุงความสัมพันธ์ดังกล่าวโดยเพิ่มพจน์ที่ 4 ในสมการที่ 2.76 ซึ่งมีความสัมพันธ์ระหว่างค่ารากลำดับสองเฉลี่ยของแรงดันกับกระแสในย่านกำลังออกต่ำ ๆ สอดคล้องกับผลการทดลองมากขึ้น ทำให้ค่าความต้านทานของหลอดฟลูออเรสเซนต์แปรตามค่ารากลำดับสองเฉลี่ยของกระแสตามสมการที่ 2.77 รูปที่ 2.49 เป็นแบบจำลองสำหรับโปรแกรม PSPICE ที่ใช้ ABM (Analog Behavior Modeling) ซึ่งให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสดน เวลาใด ๆ จะมีค่าขึ้นกับค่ารากลำดับสองเฉลี่ยของกระแสตามสมการที่ 2.78 แบบจำลองในรูปที่ 2 นอกจากจะมีการปรับปรุงสมการความสัมพันธ์ระหว่างค่ารากลำดับสองเฉลี่ยของแรงดันกับกระแสแล้ว ยังมีการเพิ่มเติมส่วน Non-linear behavior control block ที่ทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสดน เวลาใด ๆ มีความไม่เป็นเชิงเส้นดังในรูปที่ 2.50 ทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแสดน เวลาใด ๆ มีค่าตามสมการที่ 2.79

$$V_{rms} = 50 + 100e^{(-2.55I_{rms})} - 47e^{(-58I_{rms})} - \frac{99}{1+(250I_{rms})^5} \quad (2.76)$$

$$R_{lamp} = \frac{V_{rms}}{I_{rms}} \quad (2.77)$$

$$V(t) = R_{lamp} * I(t) \quad (2.78)$$

$$V(t) = R_{lamp} * I(t) * I(t)^n * K \quad (2.79)$$

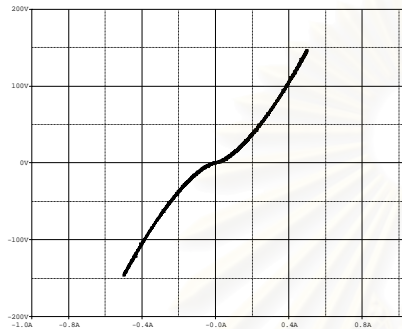


รูปที่ 2.49 วงจรแบบจำลองของหลอดฟลูออเรสเซนต์

วงจรรูปที่ 2.49 เป็นแบบจำลองของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่สามารถปรับลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นและ Hysteresis Loop ได้ แบบจำลองประกอบไปด้วย แหล่งแรงดันควบคุมแหล่งกระแส H1 ที่ทำหน้าที่ตรวจจับกระแส ณ เวลาใด ๆ ที่ไหลผ่านหลอด G1 เป็นวงจรรยกกำลังสองของแรงดันที่แปรตามค่ากระแส ส่งผ่านวงจรกรอง RC และวงจรถอดราก Sqrt จะได้ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแส ค่าของ RC จะเป็นตัวกำหนดลักษณะของ Hysteresis Loop E1 คือแหล่งแรงดันควบคุมด้วยแรงดันที่ใช้กำหนดสมการความสัมพันธ์ระหว่างค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันกับกระแส สัญญาณออกของ E1 เป็นค่าความต้านทานของหลอด (Rlamp) ตามสมการที่ 2.77 PWR ที่อยู่ใน Non - Linear Behavior Control Block ทำหน้าที่ปรับลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นระหว่างค่า ณ เวลาใด ๆ ของแรงดันกับกระแสของหลอด และ Gain Control Block จะทำหน้าที่ปรับให้ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแสมีค่าเท่ากับความสัมพันธ์ที่กำหนดโดย E1 ซึ่งเป็นแบบจำลองตามสมการที่ 2.76 แรงดันออกของ E2 จะเป็นแรงดันของแบบจำลองที่แปรตามกระแส ณ เวลาใด ๆ ที่ขั้ว AB

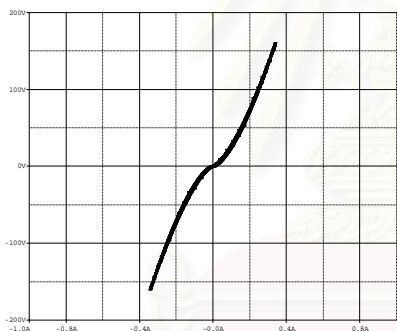
#### 4. การเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการทดลอง

เพื่อทดสอบความถูกต้องของแบบจำลองได้ทดลองวัดคุณสมบัติกระแส-แรงดันหลอดสำหรับกำลังที่หลอดแตกต่างกัน 3 ค่าและนำไปเขียนกราฟลักษณะสมบัติของหลอด เพื่อเปรียบเทียบกับผลจำลองดังในรูปที่ 2.50



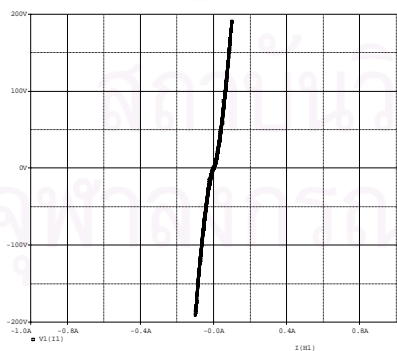
(a)  $V_{lamp} = 50 \text{ Volt/div}$ ,  $I_{lamp} = 200 \text{ mA/div}$

ผลการจำลองลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของหลอด (25kHz)



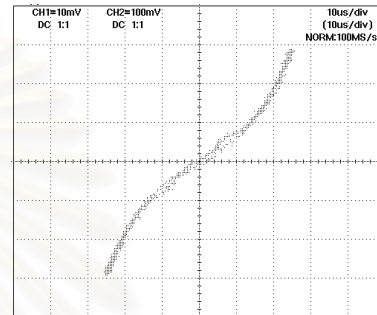
(c)  $V_{lamp} = 50 \text{ Volt/div}$ ,  $I_{lamp} = 200 \text{ mA/div}$

ผลการจำลองลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของหลอด (33kHz)



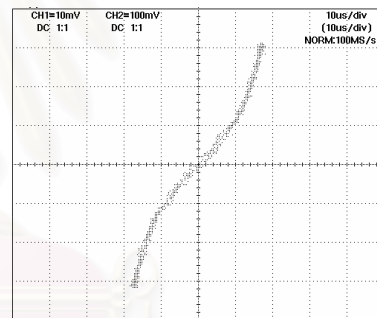
(e)  $V_{lamp} = 50 \text{ Volt/div}$ ,  $I_{lamp} = 200 \text{ mA/div}$

ผลการจำลองลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของหลอด (45kHz)



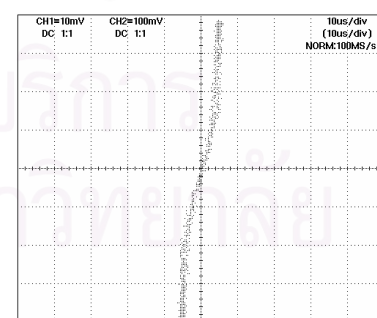
(b)  $V_{lamp} = 50 \text{ Volt/div}$ ,  $I_{lamp} = 200 \text{ mA/div}$

ผลการทดลองลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของหลอด (25kHz)



(d)  $V_{lamp} = 50 \text{ Volt/div}$ ,  $I_{lamp} = 200 \text{ mA/div}$

ผลการทดลองลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของหลอด (33kHz)

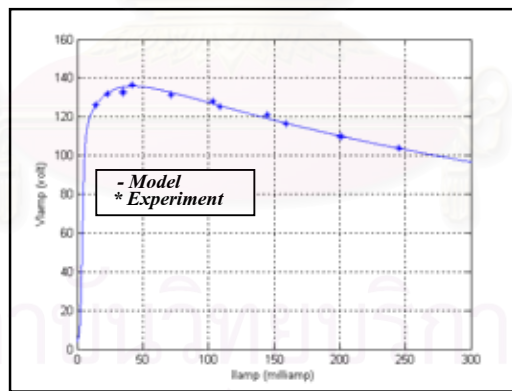


(f)  $V_{lamp} = 50 \text{ Volt/div}$ ,  $I_{lamp} = 200 \text{ mA/div}$

ผลการทดลองลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของหลอด (45kHz)

รูปที่ 2.50 การเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการทดลองที่ความถี่ต่างๆ

จากรูปที่ 2.50 จะเห็นได้ว่าผลการจำลองโดยใช้แบบจำลองที่นำเสนอมีลักษณะใกล้เคียงกับผลการทดลอง นอกจากนี้ยังได้ทดลองวัดความสัมพันธ์ระหว่างค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแสและแรงดันสำหรับกำลังที่โหลดแตกต่างกันและเปรียบเทียบกับผลการจำลองดังในรูปที่ 2.51 จะเห็นได้ว่า แบบจำลองที่นำเสนอให้ผลที่สอดคล้องกับการทดลองแม้ในย่านที่โหลดมีกำลังต่ำมาก เมื่อนำแบบจำลองของโหลดในรูปที่ 2.49 และ ค่า B-H Curve ที่ได้จากการวัดขณะวงจรทำงานจริงรวมทั้ง Storage time ของทรานซิสเตอร์ที่สอดคล้องกับค่าในวงจรจริง แทนลงในวงจรในรูปที่ 2.48 และใช้ค่าอุปกรณ์อื่น ๆ ในแบบจำลองเท่ากับค่าในวงจรที่ทดลองจริงโดยใช้ทรานซิสเตอร์ MJE 13009 และไดโอด 1N4007 เพื่อจำลองการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตนเอง ซึ่งทำงานที่ความถี่ 33.45 kHz และนำไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองในตารางที่ 2.5 ในขณะที่ความถี่การทำงานของวงจรจากการทดลองเท่ากับ 33.9 kHz ซึ่งแตกต่างกันเล็กน้อย ในตารางเดียวกันได้เสนอผลการจำลองที่มีการปรับค่าความต้านทานในวงจรขับนำให้ความถี่การทำงานของวงจรจากแบบจำลองเป็น 33.9 kHz เช่นเดียวกับผลการทดลองเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองในตารางที่ 2.5 จะเห็นได้ว่าขนาดของกระแสแรงดันต่าง ๆ รวมทั้งรูปคลื่นของกระแสและแรงดันของโหลดที่ได้จากแบบจำลองมีค่าใกล้เคียงและสอดคล้องกับผลการทดลอง



รูปที่ 2.51 ความสัมพันธ์ของค่ารากกำลังสองเฉลี่ยระหว่างกระแสกับแรงดัน ที่กำลังออกต่าง ๆ

ตารางที่ 2.5 การเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการทดลองโดยใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์  
ที่กำลังพิกัด 36 วัตต์

พารามิเตอร์	หน่วย	จำลอง 1	จำลอง 2	ทดลอง
Vdc	V	320	320	320
fs	kHz	33.45	33.9	33.9
Ls	mH	2.7	2.7	2.7
Cig	nF	12	12	12
Cs	nF	3.3	3.3	3.3
Np	Turns	3	3	3
Ns	Turns	2	2	2
$RB_1 = RB_2$	$\Omega$	15	17	15
$RE_1 = RE_2$	$\Omega$	1.8	1.8	1.8
Storage time	$\mu s$	5.5	5.5	5.5
Area (toroid)	cm <sup>2</sup>	0.1224	0.1224	0.1224
Length(toroid)	cm	2.451	2.451	2.451
Vinv(RMS)	V	151.131	151.043	151.6382
linv(RMS)	mA	347.936	346.75	352.8
Vlamp(RMS)	V	104.118	104.528	103.8233
llamp(RMS)	mA	240.321	234.407	245.2

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

### บทที่ 3

#### ผลของการออกแบบที่แตกต่างกันต่อความเค้นของอุปกรณ์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

##### บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงผลของการออกแบบที่แตกต่างกันต่อความเค้นของอุปกรณ์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง โดยเริ่มต้นจากการออกแบบวงจรโหลด ออกแบบค่าของตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่หน่วงการเปลี่ยนแปลงแรงดันคร่อมทรานซิสเตอร์ ( Snubber Capacitor ) และออกแบบวงจรขับนำ ในการออกแบบวงจรโหลดจะพิจารณาเกณฑ์การออกแบบซึ่งประกอบด้วยข้อกำหนดการออกแบบ ชีตจำกัดการออกแบบ จากนั้นจึงพิจารณาพฤติกรรมการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ซึ่งในที่นี้จะพิจารณาความเค้นของอุปกรณ์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เป็นเกณฑ์ประกอบการออกแบบ โดยจะเริ่มต้นจากการกำหนดช่วงของค่าอุปกรณ์ในวงจรโหลดโดยใช้ข้อกำหนดของการออกแบบ จากนั้นจะกล่าวถึงวิธีการกำหนดค่าอุปกรณ์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์โดยใช้ชีตจำกัดและพฤติกรรมการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ จากนั้นจะกล่าวถึงการออกแบบค่าของตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่หน่วงการเปลี่ยนแปลงแรงดันคร่อมทรานซิสเตอร์ และออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรขับนำที่แตกต่างกัน แล้วพิจารณาความเค้นที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

##### 3.1 เกณฑ์การออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

การออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เริ่มต้นจากการพิจารณาข้อกำหนดการออกแบบ ซึ่งประกอบด้วยคุณสมบัติของแหล่งจ่ายไฟฟ้า ได้แก่ แรงดันไฟฟ้าด้านเข้า (line voltage,  $V_{supply}$ ) และวงจรเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังที่ใช้ (PFC circuit) ส่วนคุณสมบัติของหลอดฟลูออเรสเซนต์ ได้แก่ความต้านทานไส้หลอด ( $R_f$ ) และกำลังที่หลอดฟลูออเรสเซนต์ (power output) ชีตจำกัดของการออกแบบประกอบด้วย แรงดันจุดหลอด (ignition voltage,  $V_{ig}$ ) และมุมเฟสของกระแสออกที่ต้องล้าหลังแรงดันออก  $V_s$  ของอินเวอร์เตอร์ทั้งช่วงจุดหลอดให้ติดสว่างและขณะทำงานปกติ เพื่อให้สวิตช์เรโซแนนซ์เริ่มนำกระแสที่แรงดันศูนย์ (zero voltage switching, ZVS) และพฤติกรรมการทำงานของวงจรเช่น กระแสอุ่นไส้หลอดช่วงสตาร์ท (filament preheating current,  $I_{ph}$ ) กระแสอุ่นไส้หลอดฟลูออเรสเซนต์ช่วงทำงานปกติ (filament heating current,  $I_m$ ) เป็นต้น การออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ตามเงื่อนไขที่กล่าวข้างต้นต้องใช้สมการสำหรับการออกแบบ



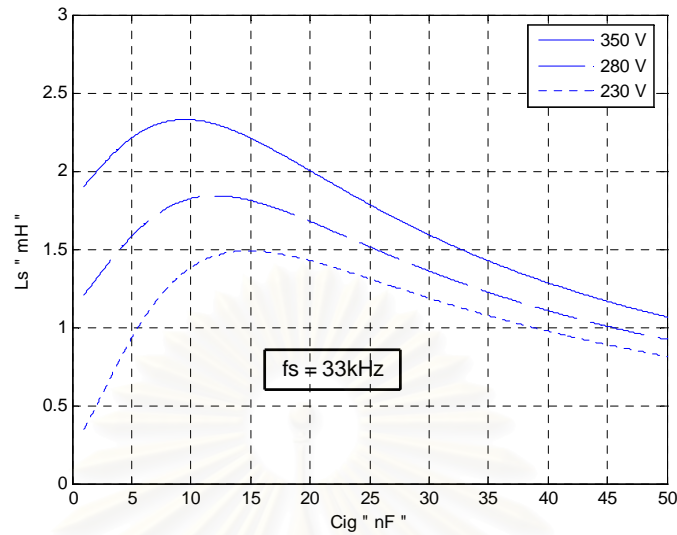
ที่คำนวณจากวงจรสมมูลในบทที่ 2 ที่ประกอบด้วย สมการที่ใช้ในการออกแบบตามข้อกำหนด ซีดีจำกัด และพฤติกรรมการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ โดยแทนค่าแรงดันที่พิกัดของหลอดในสมการที่ 2.11 ได้ความสัมพันธ์ระหว่าง  $L$  กับ  $C_{ig}$  ที่ทำให้หลอดฟลูออเรสเซนต์มีกำลังออกเท่ากับพิกัดสำหรับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเข้าที่กำหนด ( $V_{DC}$ ) ดังสมการที่ 3.1 รูปที่ 3.1 เป็นกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $L$  กับ  $C_{ig}$  ที่คำนวณจากสมการที่ 3.1 สำหรับ  $V_{DC}$  ที่กำหนด 3 ค่า

$$L = \frac{-b(C_{ig}) \pm \sqrt{b^2(C_{ig}) - 4a(C_{ig})k(C_{ig})}}{2a(C_{ig})} \quad (3.1)$$

เมื่อ

$$\left. \begin{aligned} a(C_{ig}) &= \omega^2 + (\omega^2 C_{ig} (R_{lamp} + R_f))^2 \\ b(C_{ig}) &= -2\omega^2 R_{lamp}^2 C_{ig} \\ k(C_{ig}) &= (R_{lamp} + R_f)^2 + \omega^2 ((2R_{lamp} + R_f) R_f C_{ig})^2 \\ &\quad - (R_{lamp}^2 + (\omega R_{lamp} R_f C_{ig})^2) \left| \frac{V_s}{V_{lamp}} \right|^2 \end{aligned} \right\} \quad (3.2)$$

หลอดฟลูออเรสเซนต์ขนาด 36W เมื่อใช้กับไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงกำลังที่หลอดฟลูออเรสเซนต์ที่ทำได้แสงสว่างที่พิกัดมีค่าประมาณ 32 W โดยมี  $V_{lamp}=100V$  และ  $I_{lamp}=320mA$  โดยประมาณ การกำหนดความถี่การทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะต้องคำนึงถึงปัจจัยสิ่งแวดล้อมประกอบด้วย กล่าวคือหากความถี่การทำงานที่ต่ำกว่า 20 kHz อาจก่อให้เกิดเสียงรบกวนแก่ผู้ใช้ได้ ขณะเดียวกันความถี่สูงกว่า 50 kHz อาจเพิ่มปัญหาในด้านการรบกวนความถี่วิทยุและกำลังสูญเสียจะเพิ่มขึ้น ดังนั้นจึงเลือกความถี่อยู่ในช่วง 20 kHz – 50 kHz ในวิทยานิพนธ์นี้จะเลือกความถี่การทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์เท่ากับ 33 kHz ขั้นตอนการออกแบบสามารถอธิบายได้ดังนี้ [13]



รูปที่ 3.1 ความสัมพันธ์ของ  $L$  และ  $C_{ig}$  ที่ทำให้หลอดมีกำลังด้านออกเท่ากับพิกัด

สำหรับสมการที่ใช้ในการออกแบบตามเงื่อนไขของซีดีจำกัดประกอบด้วย สมการแรงดันจุดหลอดที่กำหนด (Constant open circuit voltage,  $V_{ig}$ ) ดังสมการที่ 2.41 สมการกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหลอด (Load current at ignition mode,  $I_{ig}$ ) ดังสมการที่ 2.70 และมุมเฟสของกระแสออกต้องล้าหลังแรงดัน  $V_s$  ของอินเวอร์เตอร์ทั้งช่วงก่อนและขณะจุดหลอดให้ติดส่วางและขณะทำงานปกติเพื่อให้สวิตช์โรโซแนนซ์เริ่มนำกระแสที่แรงดันศูนย์ (zero voltage switching, ZVS) จากสมการที่ 2.67 สามารถคำนวณหาความสัมพันธ์ระหว่าง  $L$  และ  $C_{ig}$  สำหรับแรงดันจุดหลอดที่กำหนด ได้สมการเช่นเดียวกับสมการที่ 3.1 โดยสัมพันธ์  $a$ ,  $b$ , และ  $k$  ดังสมการที่ 3.3

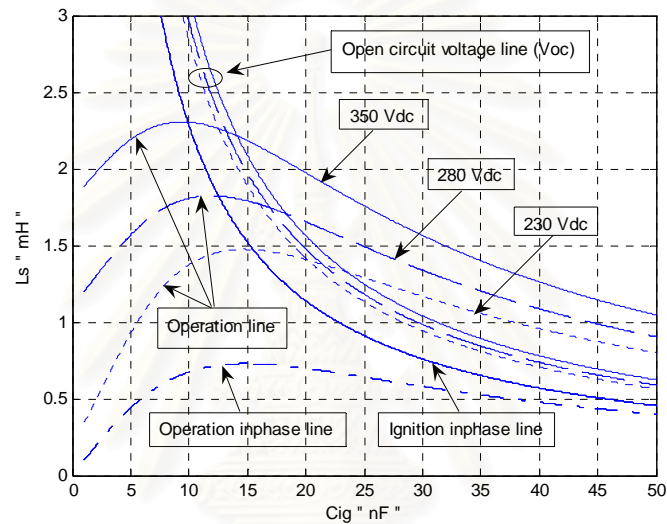
$$\left. \begin{aligned} a(C_{ig}) &= \omega^4 C_{ig}^2 \\ b(C_{ig}) &= -(2C_{ig} \omega^2) \\ k(C_{ig}) &= 1 + (2\omega R_f C_{ig})^2 - \left(1 + (\omega R_f C_{ig})^2\right) \left|\frac{V_s}{V_{ig}}\right|^2 \end{aligned} \right\} \quad (3.3)$$

สำหรับเงื่อนไขซีดีจำกัดของมุมเฟสขณะจุดหลอดและขณะทำงานปกติจะคำนวณได้จากสมการที่ 3.4 และ 3.5 ตามลำดับ

$$\omega L \geq \frac{1}{\omega C_{ig}} \quad (3.4)$$

$$\omega L \geq \frac{\omega C R_{lamp}^2}{1 + \omega^2 C^2 R_{lamp}^2} \quad (3.5)$$

รูปที่ 3.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $L$  และ  $C_{ig}$  ตามเงื่อนไขในสมการที่ 3.1, 3.3, 3.4 และสมการที่ 3.5 เมื่อพิจารณาเงื่อนไขขีดจำกัดแรงดันจุดหลอดที่กำหนด และมุมเฟสของกระแสออกของอินเวอร์เตอร์เทียบกับแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ที่ขั้วจุดหลอด และขณะทำงานปกติสำหรับ  $V_{DC}$  ที่กำหนด 3 ค่า จะเห็นได้ว่า ช่วงของค่า  $L$  และ  $C_{ig}$  จะถูกจำกัดให้แคบลงอยู่ในช่วงระหว่างเงื่อนไขของมุมเฟสของกระแสออกกับแรงดันออกขั้วจุดหลอดของอินเวอร์เตอร์ และแรงดันจุดหลอดต่ำสุดที่กำหนด



รูปที่ 3.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง  $L$  และ  $C_{ig}$  ที่ทำให้ได้ขีดจำกัดตามที่กำหนด

### 3.2 พฤติกรรมการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

การออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ นอกจากจะพิจารณาข้อกำหนดและขีดจำกัดเป็นเกณฑ์ในการออกแบบแล้ว เราจะต้องพิจารณาพฤติกรรมการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ออกแบบควบคู่ไปด้วย ในวิทยานิพนธ์นี้จะศึกษาเกณฑ์การออกแบบโดยพิจารณาความเค้นที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์เป็นเกณฑ์ประกอบการเลือกค่าของตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  แต่ละคู่ เพื่อเป็นเกณฑ์พิจารณาประกอบการเลือกค่าอุปกรณ์ของวงจรโหลดเพิ่มเติม โดยจะแยกการพิจารณาความเค้นที่เกิดขึ้นออกเป็น 3 ส่วน ดังนี้คือ ความเค้นที่เกิดขึ้นในขณะจุดโหลด, ความเค้นที่เกิดจากสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ไม่เป็นแบบภาคแรงดันศูนย์ และความเค้นที่เกิดจากการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะทำให้เราได้เกณฑ์เพิ่มเติมในการกำหนดการออกแบบวงจรโหลดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่อุปกรณ์ภายในมีความเค้นต่ำ โดยจะพิจารณาความเค้นแยกออกเป็น ความเค้นที่เกิดจากการทำงานปรกติและความเค้นที่เกิดจากการทำงานไม่ปรกติ

#### 3.2.1 ความเค้นที่เกิดจากการทำงานปรกติ

การออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับโหลดฟลูออเรสเซนต์ในส่วนวงจรอินเวอร์เตอร์สามารถแบ่งออกเป็น 3 ส่วนคือ วงจรโหลด, ตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่หน่วงการเปลี่ยนแปลงแรงดันคร่อมทรานซิสเตอร์และวงจรขับนำซึ่งในการออกแบบทั้ง 3 ส่วนนี้หากออกแบบและเลือกค่าอุปกรณ์ที่ไม่เหมาะสมจะทำให้เกิดการเกิดความเค้นกับอุปกรณ์ภายในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์และโหลดอันเป็นผลทำให้อายุการใช้งานของโหลดและบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สั้นลง

##### 3.2.1.1 การออกแบบวงจรโหลดที่แตกต่างกัน

การออกแบบวงจรโหลดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะต้องเลือกค่า  $L$  และ  $C_{ig}$  ที่อยู่ในเส้น *Operation line* ในรูปที่ 3.2 ตามค่าของ  $V_{DC}$  ที่กำหนด โดยเลือกค่าในเส้นที่อยู่ระหว่างเส้น *Ignition inphase line* กับ *Open circuit voltage line* ( $V_{OC}$ ) จะเห็นได้ว่าจำนวนเกณฑ์ที่ใช้พิจารณาเพื่อเลือกค่าอุปกรณ์จะมีมากกว่าจำนวนอุปกรณ์ที่เลือกได้ ดังนั้นจึงต้องกำหนดเกณฑ์เป็นช่วงแทนที่จะเป็นค่าเดียวยกเว้นกำลังออกที่พิกัด ทำให้ได้ค่าของตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ของวงจรโหลดหลายคู่ ดังแสดงในตารางที่ 3.1 การกำหนดค่า  $L$  และ  $C_{ig}$  ของวงจรโหลดที่เหมาะสมหลังจากทราบช่วงของ  $L$  และ  $C_{ig}$  แล้ว จะใช้เกณฑ์การพิจารณา  $L$  และ  $C_{ig}$  จากพฤติกรรมการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

ตารางที่ 3.1 ค่าของตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC}$  3 ค่า

$V_{dc}(V)$	$P(W)$	$f_s(kHz)$	$L(mH)$	$C_{ig}(nF)$
350	32	33	2.3195	10
350	32	33	2.3098	11
350	32	33	2.2918	12
350	32	33	2.2669	13
350	32	33	2.2364	14
280	32	33	1.8278	13
280	32	33	1.8171	14
280	32	33	1.8007	15
280	32	33	1.7797	16
280	32	33	1.7551	17
230	32	33	1.4732	16
230	32	33	1.4632	17
230	32	33	1.45	18
230	32	33	1.4334	19
230	32	33	1.4143	20

จากตารางที่ 3.1 ในการออกแบบวงจรโพลต์ได้ออกแบบสำหรับแรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่าคือ 350 V , 280 V และ 230 V กำลังที่พิกัดที่โหลด 32 W ความถี่การสวิตช์ 33 KHz โดยที่แรงดันไฟตรงด้านเข้าแต่ละค่านั้นเราสามารถเลือกค่าของตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ได้หลายคู่ ซึ่ง  $L$  และ  $C_{ig}$  แต่ละคู่ก็จะทำให้ได้พฤติกรรมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่แตกต่างกัน

#### - ผลของ $L$ และ $C_{ig}$ ต่อความเค้นที่เกิดขึ้นในขณะจุดโหลด

ในการพิจารณาผลของการเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  แต่ละคู่ สำหรับแรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่า ต่อความเค้นที่เกิดขึ้นในขณะจุดโหลด ซึ่งมีเกณฑ์ที่ต้องคำนึงคือ ขนาดของแรงดันเปิดวงจร  $v_{op}$  และกระแสเปิดวงจร  $i_{op}$  ซึ่งถ้าเราเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และตัว

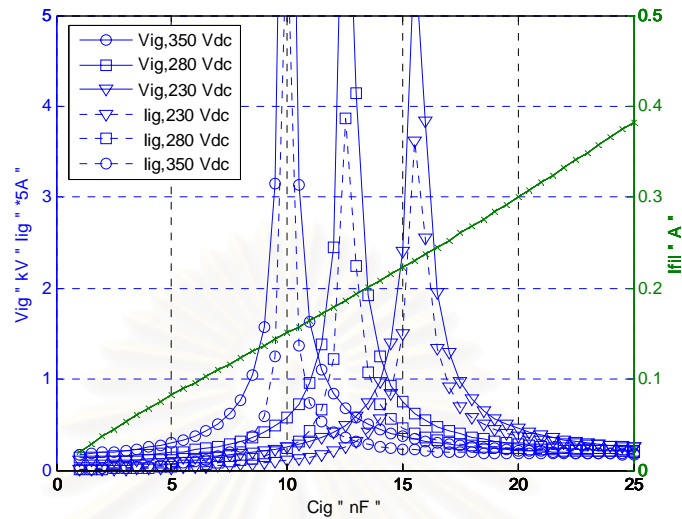
เก็บประจุ  $C_{ig}$  คู่ที่ไม่เหมาะสมก็จะทำให้วงจรอินเวอร์เตอร์มีแรงดันเปิดวงจร  $v_{op}$  และกระแสเปิดวงจร  $i_{op}$  ในขณะที่จุดโหลดสูงเกินความจำเป็น ตารางที่ 3.2 แสดงผลการเปรียบเทียบค่าแรงดันเปิดวงจร  $v_{op}$  และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะโหลดเป็นวงจรเปิด

ตารางที่ 3.2 เปรียบเทียบแรงดันจุดโหลด  $v_{ig}$  และกระแสจุดโหลด  $i_{ig}$  ของ  $L$  และ  $C_{ig}$  แต่ละคู่

Vdc(V)	fs(kHz)	L(mH)	Cig(nF)	fr(kHz)	v <sub>ocp</sub> (V)	i <sub>ocp</sub> (A)
350	33	2.3195	10	33	14672	30.42
350	33	2.3098	11	31.6	1694	3.8625
350	33	2.2918	12	30.3	862	2.1448
350	33	2.2669	13	29.3	589	1.5888
350	33	2.2364	14	28.4	455	1.32
280	33	1.8278	13	32.7	4959	13.367
280	33	1.8171	14	31.6	1330	3.859
280	33	1.8007	15	30.6	778	2.42
280	33	1.7797	16	29.8	561	1.86
280	33	1.7551	17	29.1	445	1.568
230	33	1.4732	16	32.8	4948	16.415
230	33	1.4632	17	31.9	1446	5.096
230	33	1.45	18	31.2	838	3.128
230	33	1.4334	19	30.5	602	2.371
230	33	1.4143	20	29.9	477	1.978

จากตารางที่ 3.2 จะเห็นได้ว่าการเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ของวงจรโหลดที่แตกต่างกันจะทำให้ขนาดของแรงดันเปิดวงจร  $v_{oc}$  และกระแสเปิดวงจร  $i_{oc}$  ในช่วงจุดโหลดมีขนาดที่แตกต่างกัน ซึ่งขนาดของแรงดันและกระแสเปิดวงจรในช่วงจุดโหลดที่แตกต่างกัน ดังแสดงในตารางที่ 3.2 ใช้การคำนวณโดยที่ความถี่การสวิตช์ในช่วงจุดโหลด  $f_{sig}$  มีค่าเท่ากับ ความถี่การสวิตช์ในภาวะการทำงานปกติ  $f_s$  จากผลการคำนวณดังกล่าวทำให้ได้เกณฑ์ในการพิจารณาเลือกค่าวงจรโหลดเพื่อให้ได้แรงดันและกระแสเปิดวงจรในช่วงจุดโหลด จะเห็นได้ว่าการเลือกค่าตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ของวงจรโหลดมีค่าต่ำจะทำให้แรงดันและกระแสในช่วงจุดโหลดมีค่าสูง ซึ่งสามารถแสดงค่าแรงดันเปิดวงจร และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์วงจรในช่วงจุดโหลดกับตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  สำหรับแรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่า ดังแสดงในรูปที่ 3.3

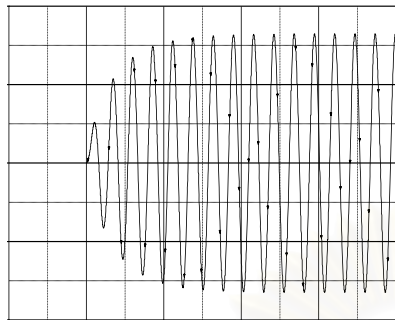




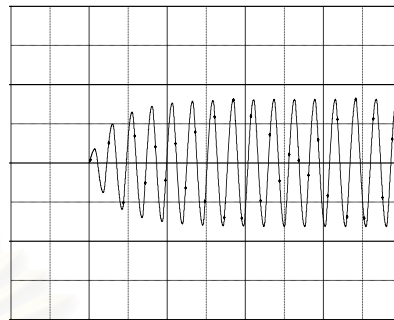
รูปที่ 3.3 ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันจุดโหลด  $v_{ig}$  กระแสจุดโหลด  $i_{ig}$  และกระแส  
 อนุ้ส้โหลด  $i_{fil}$  ในภาวะการทำงานปรกติกับตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  สำหรับ แรงดันไฟ  
 ตรงด้านเข้า 3 ค่า

จากรูปที่ 3.3 เมื่อทราบค่ากระแสและแรงดันเปิดวงจรขณะจุดโหลดกับตัวเก็บประจุค่า  
 ต่างๆแล้วทำให้เราสามารถพิจารณาเลือกค่า  $L$  และ  $C_{ig}$  ของวงจรถอดที่ทาให้แรงดันและกระแส  
 จุดโหลดมีค่าที่เหมาะสม อย่างไรก็ตามเมื่อเราเลือกค่า  $L$  และ  $C_{ig}$  ของวงจรถอด  $L$  และ  $C_{ig}$  ที่ถูก  
 เลือกจะเป็นตัวกำหนดค่าของกระแสอนุ้ส้โหลด  $i_{fil}$  ในภาวะการทำงานปรกติด้วยโดยกระแส  
 อนุ้ส้ในภาวะการทำงานจะเพิ่มขึ้นตาม  $C_{ig}$  แบบเชิงเส้นดังแสดงในรูปที่ 3.3 ซึ่งจะเป็นค่าที่ถูกกำหนด  
 ตามมาตรฐานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ทำให้ได้ช่วงของ  $L$  และ  $C_{ig}$  ที่สามารถเลือกได้มีช่วงที่  
 แคบลง

เพื่อตรวจสอบผลการคำนวณแรงดันเปิดวงจร  $v_{oc}$  และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ในช่วง  
 จุดโหลดดังแสดงในตารางที่ 3.2 ได้จำลองการทำงานช่วงจุดโหลดของวงจรถอดบัลลาสต์  
 อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง โดยแบ่งการตรวจสอบออกเป็น 3 กรณี  
 คือแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์  $V_{DC}$  เป็น 230 V 280 V และ 350 V โดยแต่ละแรงดัน  
 นั้นได้เลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ของวงจรถอดมา 3 คู่ ดังแสดงในตารางที่ 3.2

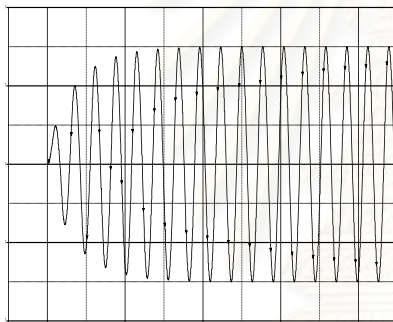


$v_{ig}:200V/div$  ,  $TIME : 500mS/div$

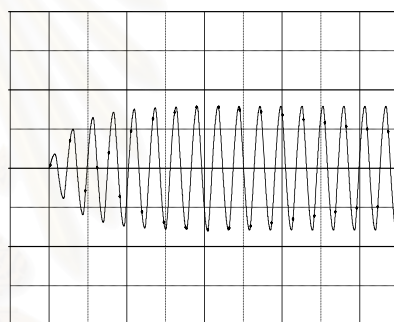


$i_{ig}:1A/div$  ,  $TIME : 50uS/div$

รูปที่ 3.4 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหยุด เมื่อ  $V_{DC} = 350 V$  สำหรับ ค่า  $L = 2.3195 mH$ ,  $C_{ig} = 10 nF$   $f_s = 38.3 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์

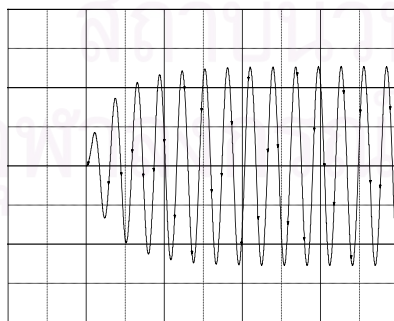


$v_{ig}:200V/div$  ,  $TIME : 50uS/div$

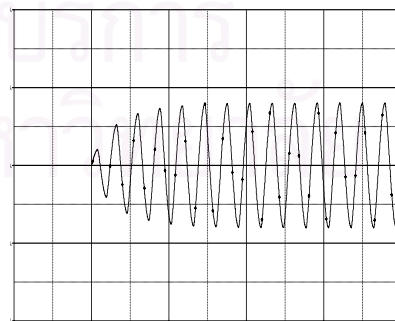


$i_{ig}:1 A/div$  ,  $TIME : 50uS/div$

รูปที่ 3.5 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหยุด เมื่อ  $V_{DC} = 350 V$  สำหรับค่า  $L = 2.3098 mH$ ,  $C_{ig} = 11 nF$   $f_s = 37 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์

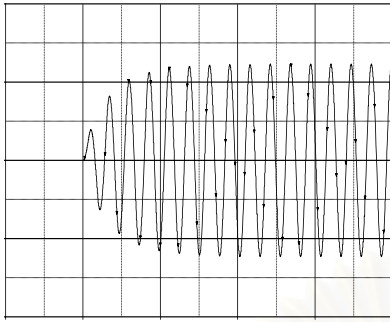


$v_{ig}:200V/div$  ,  $TIME : 500mS/div$

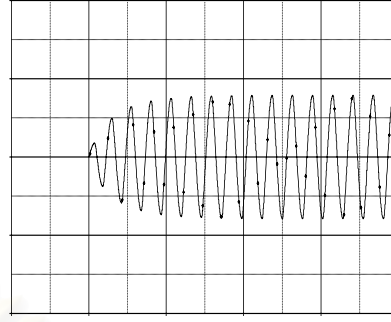


$i_{ig}:1 A/div$  ,  $TIME : 50uS/div$

รูปที่ 3.6 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหยุด เมื่อ  $V_{DC} = 350 V$  สำหรับค่า  $L = 2.2364 mH$ ,  $C_{ig} = 14 nF$   $f_s = 34.4 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์

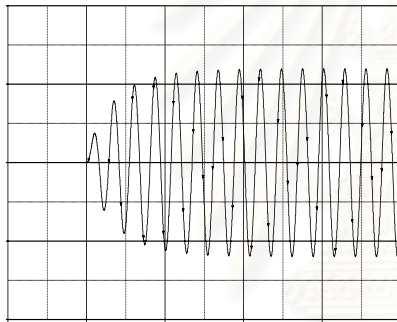


$v_{ig}:200V/div$  ,  $TIME : 500ms/div$

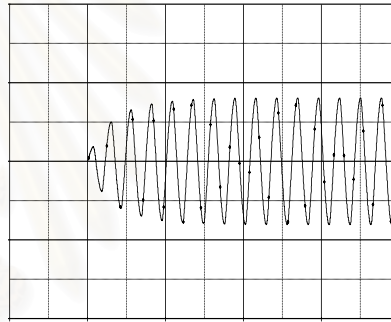


$i_{ig}:1 A/div$  ,  $TIME : 50us/div$

รูปที่ 3.7 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหยุด เมื่อ  $V_{DC} = 280 V$   
สำหรับค่า  $L = 1.8278 mH$ ,  $C_{ig} = 13 nF$   $f_s = 38 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์

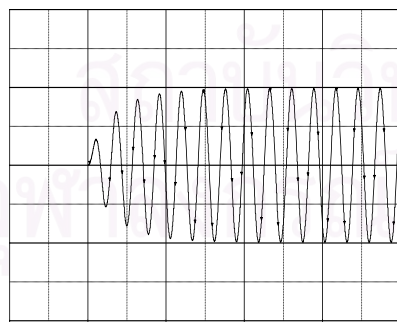


$v_{ig}:200V/div$  ,  $TIME : 500ms/div$

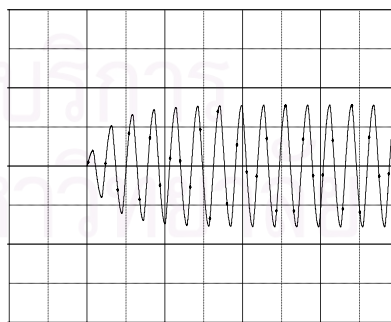


$i_{ig}:1 A/div$  ,  $TIME : 50us/div$

รูปที่ 3.8 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหยุด เมื่อ  $V_{DC} = 280 V$   
สำหรับค่า  $L = 1.8171 mH$ ,  $C_{ig} = 14 nF$   $f_s = 37 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์

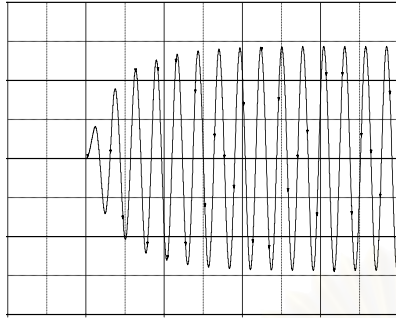


$v_{ig}:200V/div$  ,  $TIME : 500ms/div$

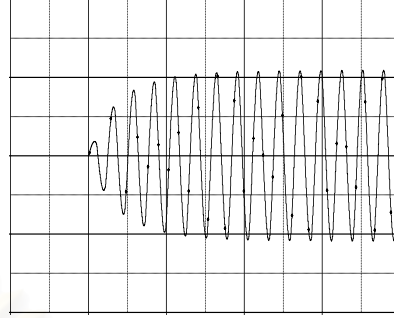


$i_{ig}:1 A/div$  ,  $TIME : 50us/div$

รูปที่ 3.9 รูปคลื่นแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหยุด เมื่อ  $V_{DC} = 280 V$   
สำหรับค่า  $L = 1.7551 mH$ ,  $C_{ig} = 17 nF$   $f_s = 35.38 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์

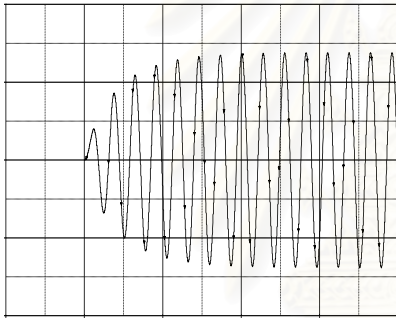


$v_{ig}:200V/div$  ,  $TIME : 500mS/div$

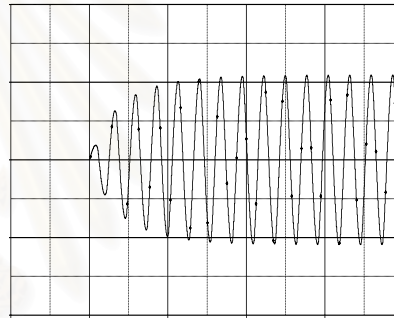


$i_{ig}:1 A/div$  ,  $TIME : 50uS/div$

รูปที่ 3.10 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหลอด เมื่อ  $V_{DC} = 230 V$   
สำหรับค่า  $L = 1.4732 mH$ ,  $C_{ig} = 16 nF$   $f_s = 37.24 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์

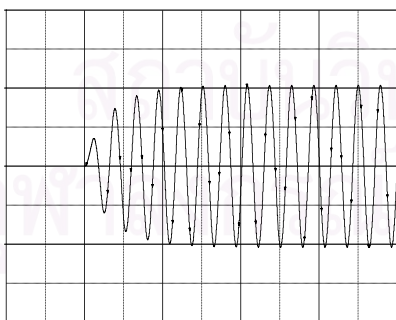


$v_{ig}:200V/div$  ,  $TIME : 500mS/div$

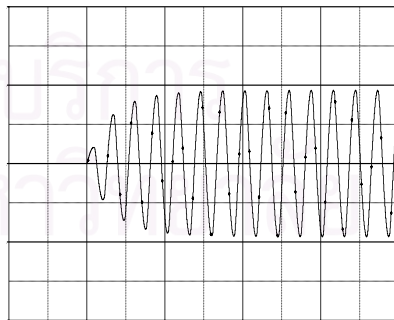


$i_{ig}:1 A/div$  ,  $TIME : 50uS/div$

รูปที่ 3.11 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหลอด เมื่อ  $V_{DC} = 230 V$   
สำหรับค่า  $L = 1.4632 mH$ ,  $C_{ig} = 17 nF$   $f_s = 36.55 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์



$v_{ig}:200V/div$  ,  $TIME : 500mS/div$



$i_{ig}:1 A/div$  ,  $TIME : 50uS/div$

รูปที่ 3.12 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหลอด เมื่อ  $V_{DC} = 230 V$   
สำหรับค่า  $L = 1.4143 mH$ ,  $C_{ig} = 20 nF$   $f_s = 35.27 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์

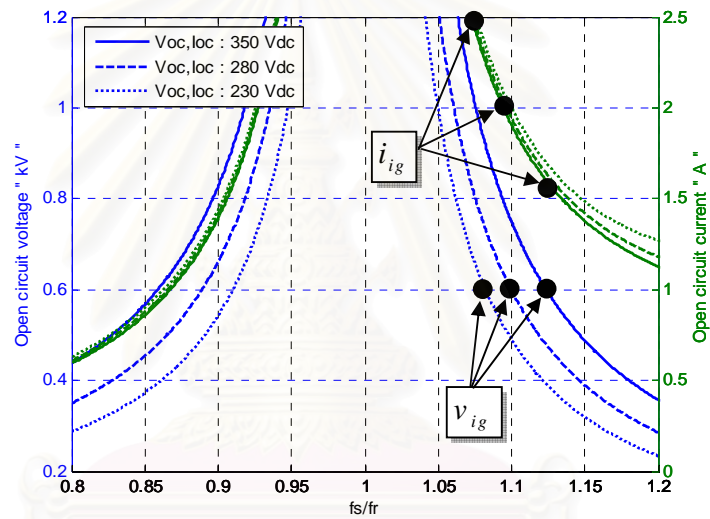
รูปที่ 3.4 - 3.12 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดโหลด สำหรับค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC}$  และค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ของวงจรโหลดที่แตกต่างกันโดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ขนาดของแรงดันเปิดวงจร และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดโหลดกับค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ของวงจรโหลด ได้ดังตารางที่ 3.3

ตารางที่ 3.3 ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันในขณะจุดโหลดกับค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ของวงจรโหลด

$V_{DC}(V)$	$f_{sig}(kHz)$	$L(mH)$	$C_{ig}(nF)$	$f_r(kHz)$	$f_s/f_r$	$v_{oc}(V)$	$i_{oc}(A)$
350	38.3	2.3195	10	33	1.16	650	1.6
350	37	2.3098	11	31.6	1.17	600	1.6
350	34.4	2.2364	14	28.4	1.21	500	1.6
280	38	1.8278	13	32.7	1.16	500	1.6
280	37	1.8171	14	31.6	1.17	480	1.6
280	35.38	1.7551	17	29.1	1.22	400	1.5
230	37.24	1.4732	16	32.8	1.14	590	2
230	36.55	1.4632	17	31.9	1.15	500	2
230	35.27	1.4143	20	29.9	1.18	420	1.8

จากตารางที่ 3.3 จะเห็นได้ว่าค่าของแรงดันเปิดวงจรในช่วงการจุดโหลด  $v_{oc}$  และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ในช่วงการจุดโหลด  $i_{oc}$  มีค่าแตกต่างจากการคำนวณในตารางที่ 3.2 มาก เนื่องจากการคำนวณในตารางที่ 3.2 เราใช้ความถี่ในการสวิตช์ช่วงจุดโหลด  $f_{sig}$  มีค่าคงที่เท่ากับ ความถี่การสวิตช์ในภาวะปรกติ  $f_s$  ( $f_{sig} = f_s$ ) แต่ในการจำลองจะเห็นได้ว่าความถี่การสวิตช์ช่วงจุดโหลด  $f_{sig}$  มีค่าสูงขึ้นมากกว่าความถี่การสวิตช์ในภาวะปรกติ  $f_s$  ( $f_{sig} > f_s$ ) ทำให้ค่าของแรงดันและกระแสเปิดวงจรช่วงจุดโหลดจากการจำลองแตกต่างกัน ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังนี้คือ เนื่องจากการจำลองความถี่การสวิตช์ช่วงจุดโหลด  $f_{sig}$  มีค่าสูงกว่าความถี่การสวิตช์ในภาวะปรกติ  $f_s$  ( $f_{sig} > f_s$ ) ทำให้การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์อยู่ในภาคการทำงานที่ความถี่การสวิตช์มีค่าสูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_{sig} > f_r$ ) มากกว่าการทำงานในภาวะปรกติในช่วงเริ่มต้น จากนั้นความถี่การสวิตช์จึงค่อยๆ ลดลงจนถึงแรงดันจุดโหลดที่ทำให้หลอดติดสว่าง การทำงานของวงจรจึงเข้าสู่ภาวะปรกติ โดยไม่ผ่านภาคการทำงานที่ความถี่การสวิตช์มีค่าเท่ากับความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_{sig} = f_r$ ) ซึ่งจะทำให้แรงดันและกระแสกระแสออกของอินเวอร์เตอร์

ในช่วงจุดโหลดมีค่าสูงสุดดังแสดงในรูปที่ 3.14 ถึงแม้การออกแบบวงจรโหลดที่แตกต่างกันจะไม่มี  
 นัยสำคัญต่อแรงดันเปิดวงจรในช่วงจุดโหลด แต่การออกแบบวงจรโหลดที่แตกต่างกันจะมี  
 นัยสำคัญต่อกระแสเปิดวงจรในช่วงจุดโหลด  $i_{OC}$  จากผลการจำลองในตารางที่ 3.3 จะเห็นได้ว่า  
 การเลือกค่าตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ค่าสูง ๆ จะทำให้กระแสออกของอินเวอร์เตอร์ในช่วงจุดโหลดมีค่าสูง  
 กว่าตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ค่าต่ำ ๆ การเลือกแรงดันไฟตรงด้านเข้าค่าต่ำจะถูกบังคับให้ต้องใช้ค่าตัวเก็บ  
 ประจุ  $C_{ig}$  ที่มีค่าสูงเพื่อให้ได้กำลังที่พิกัด ดังนั้นในการออกแบบวงจรโหลดโดยพิจารณาความเค้น  
 ที่เกิดขึ้นในขณะจุดโหลดต้องเลือกแรงดันไฟตรงด้านเข้าค่าสูง ๆ เพื่อให้ได้ค่าตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ค่า  
 ต่ำ



รูปที่ 3.14 ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันในช่วงจุดโหลดกับความถี่  $f_s / f_r$  สำหรับ  
 แรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่า

สถาบันวิทยบริการ  
 จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



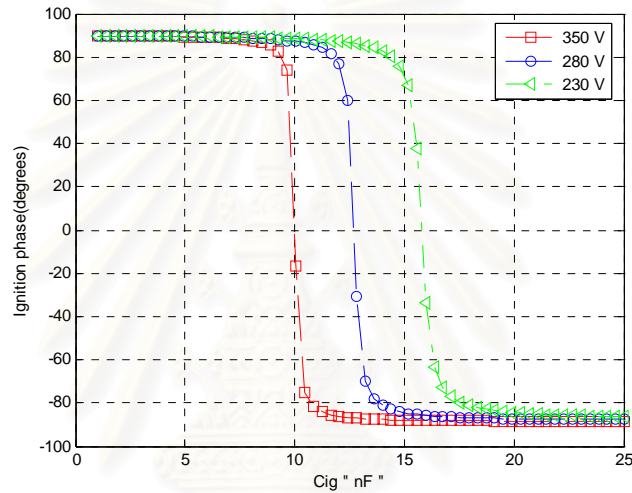
- ผลของ  $L$  และ  $C_{ig}$  ต่อความเค้นที่เกิดจากการทำงานของสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ไม่เป็นแบบภาคแรงดันศูนย์

โดยปรกติวงจรอินเวอร์เตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะถูกออกแบบให้ทำงานในภาคแรงดันศูนย์ ซึ่งทำได้โดยการออกแบบให้กระแสไหลดล้าหลังแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ ( $i_L$  ล้าหลัง  $v_{AB}$ ) ทั้ง 2 ช่วงคือ ช่วงขณะจุดหยุดและทำงานปรกติ โดยช่วงขณะจุดหยุดจะแสดงอยู่ในรูปของมุมเฟสของกระแสไหลดล้ากับแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ช่วงจุดหยุด  $\theta_g$  ส่วนช่วงการทำงานปรกติจะแสดงอยู่ในรูปของมุมเฟสของกระแสไหลดล้ากับแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ในสภาวะการทำงานอยู่ตัวแล้ว  $\theta_{RUN}$  โดยทั้ง 2 ช่วงจะต้องมีขนาดของมุมเฟสมากเพียงพอหากมีขนาดน้อยเกินไปจะทำให้ไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับสวิตช์ไวงานไม่นำกระแส ลักษณะดังกล่าวจะทำให้สวิตช์ไม่สามารถทำงานในภาคแรงดันศูนย์ ได้แสดงความสัมพันธ์ค่ามุมเฟสของกระแสไหลดล้ากับแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ช่วงจุดหยุด  $\theta_g$  ขณะทำงานปรกติ  $\theta_{RUN}$  และค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์  $PF$  สำหรับวงจรไหลดล้าค่าต่าง ๆ ดังแสดงในตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.4 ความสัมพันธ์ของมุมเฟสของกระแสไหลดล้ากับแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหยุด  $\theta_g$  ขณะทำงานปรกติ  $\theta_{RUN}$  และค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์  $PF$  สำหรับวงจรไหลดล้าค่าต่าง ๆ

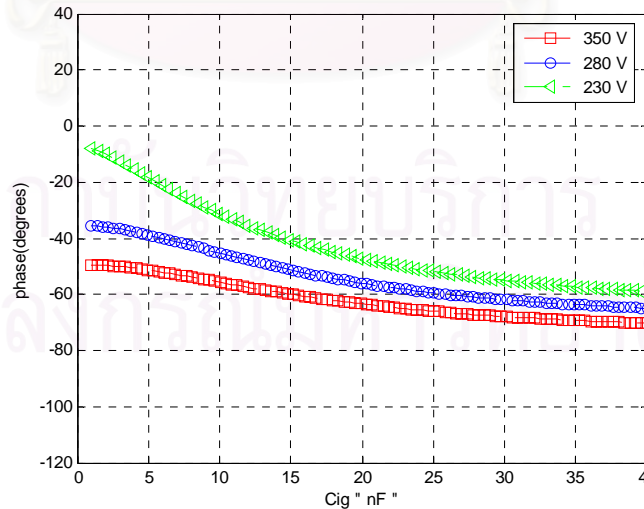
Vdc(V)	fs(kHz)	L(mH)	Cig(nF)	fr(kHz)	$\theta_g$	$\theta_{RUN}$	PF
350	33	2.3195	10	33	0	-56.569	0.5509
350	33	2.3098	11	31.6	-27.0271	-57.553	0.5365
350	33	2.2918	12	30.3	-43.1906	-58.524	0.5221
350	33	2.2669	13	29.3	-52.154	-59.475	0.5079
350	33	2.2364	14	28.4	-57.469	-60.4	0.4939
280	33	1.8278	13	32.7	-6.0186	-50.368	0.6378
280	33	1.8171	14	31.6	-23.0473	-51.645	0.62
280	33	1.8007	15	30.6	-34.5743	-52.869	0.6036
280	33	1.7797	16	29.8	-42.1587	-54.039	0.5872
280	33	1.7551	17	29.1	-47.2506	-55.1538	0.5714
230	33	1.4732	16	32.8	-2.9985	-43.998	0.719
230	33	1.4632	17	31.9	-14.9026	-45.544	0.7
230	33	1.45	18	31.2	-23.9474	-47	0.682
230	33	1.4334	19	30.5	-30.6037	-48.364	0.6644
230	33	1.4143	20	29.9	-37.5098	-49.65	0.6474

จากตารางที่ 3.4 เมื่อนำเอาค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และค่าตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ของวงจรโหลดมาพิจารณาขนาดของมุมเฟสช่วงจุดหยุด  $\theta_g$  ขณะทำงานปกติ  $\theta_{RUN}$  จะเห็นว่ามุมเฟสทั้ง 2 ช่วงจะมีขนาดน้อยเมื่อเลือกแรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC}$  ค่าต่ำ กล่าวคือเมื่อออกแบบให้แรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC}$  มีค่าต่ำ มุมเฟสจะถูกบังคับให้ต้องมีขนาดน้อยๆเพื่อให้ได้แรงดันที่พิกัด ดังกล่าวอาจทำให้ไดโอดไม่นำกระแสและสวิตช์ไม่ทำงานในภาคแรงดันศูนย์ โดยได้แสดงความสัมพันธ์ของมุมเฟส ( $\theta_{ig}$ ) และ ( $\theta_{RUN}$ ) กับตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  สำหรับค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่าได้ดังรูปที่ 3.15 – 3.16



รูปที่ 3.15 ความสัมพันธ์ของมุมเฟส ( $\theta_{ig}$ ) กับตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  สำหรับค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้า

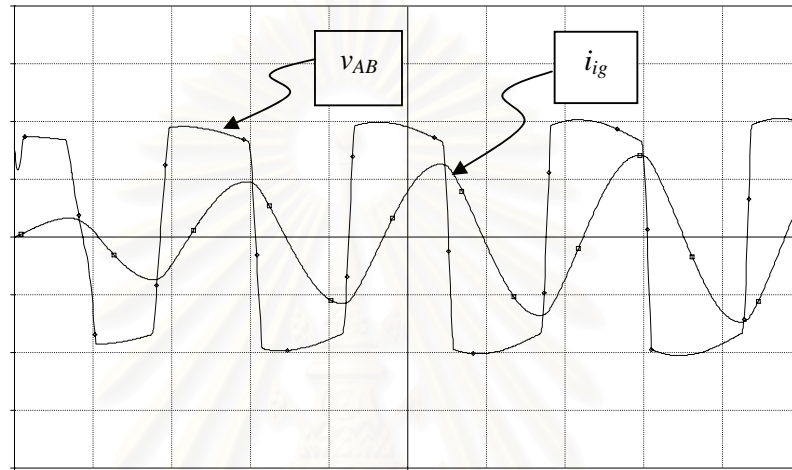
3 ค่า



รูปที่ 3.16 ความสัมพันธ์ของมุมเฟส ( $\theta_{RUN}$ ) กับตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  สำหรับค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้า

3 ค่า

เพื่อตรวจสอบผลการคำนวณมุมเฟส ( $\theta_{ig}$ ) แสดงดังในตารางที่ 3.4 ได้จำลองการทำงานที่วงจรถอดของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง โดยมีพารามิเตอร์ดังนี้ แรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC} = 350 \text{ V}$  ค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L = 2.3195 \text{ mH}$  ค่าตัวเก็บประจุ  $C_{ig} = 10 \text{ nF}$  ความถี่การสวิตช์  $f_s = 40 \text{ kHz}$  ดังแสดงในรูปที่ 3.17

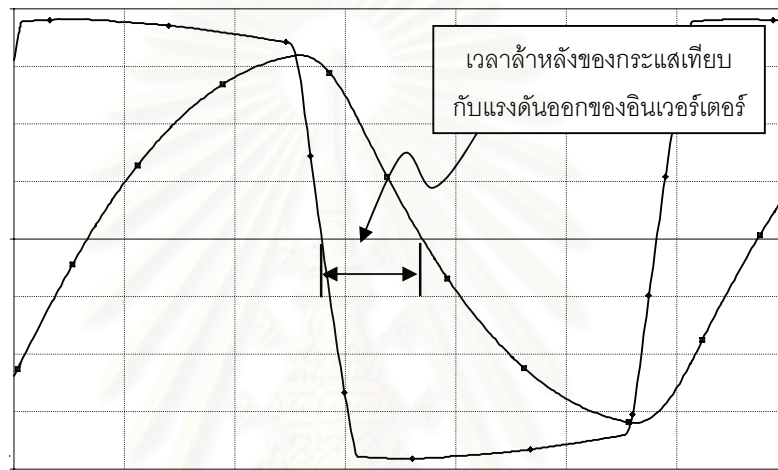


$v_s : 100V/div , i_{ig} : 1A/div , TIME : 10uSec/div$

รูปที่ 3.17 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดหลอด เมื่อ  $V_{DC} = 350 \text{ V}$   
 $C_{ig} = 10 \text{ nF}$   $L = 2.3195 \text{ mH}$   $f_s = 40 \text{ KHz}$

จากรูปที่ 3.17 ได้เลือกค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ของวงจรหลอดที่ให้ ความถี่เรโซแนนซ์เท่ากับความถี่การสวิตช์ ( $f_s = f_r$ ) ซึ่งมีค่าเท่ากับ  $33 \text{ kHz}$  แต่จากการจำลอง การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ พบว่าช่วงจุดหลอดความถี่การสวิตช์จะมีค่าสูงกว่าช่วงการ ทำงานปกติ จาก  $33 \text{ kHz}$  เพิ่มขึ้นเป็น  $40 \text{ kHz}$  ลักษณะดังกล่าวทำให้ความถี่การสวิตช์สูงกว่า ความถี่ เรโซแนนซ์ ( $f_s > f_r$ ) มุมเฟสช่วงจุดหลอด  $\theta_{ig}$  จึงมีขนาดมากขึ้น ทำให้กระแสหลอด  $i_L$  ล้าหลังแรงดันด้านออก  $v_{AB}$  ของวงจรอินเวอร์เตอร์ในช่วงการจุดหลอด สวิตช์ไวนงานจึงสามารถ ทำงานในภาคแรงดันศูนย์ได้

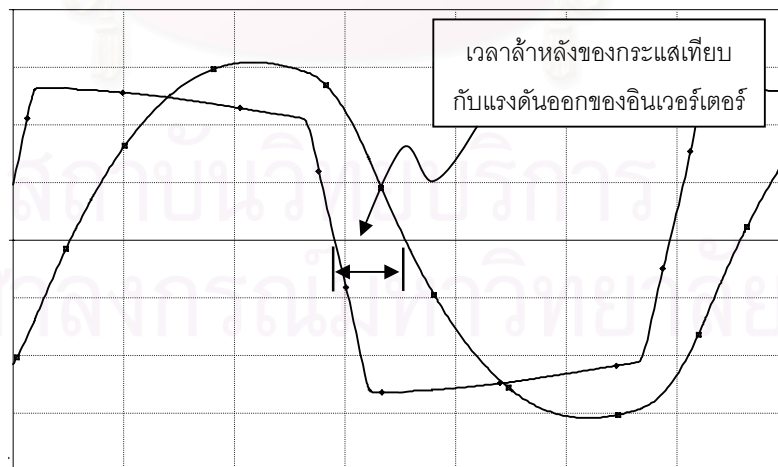
เพื่อตรวจสอบผลการคำนวณมุมเฟส ( $\theta_{RUN}$ ) ได้จำลองการทำงานช่วงทำงานปกติของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองจากการออกแบบวงจรโหลดที่แตกต่างกันแสดงดังในตารางที่ 3.4 โดยมีพารามิเตอร์ดังนี้ แรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC} = 350 \text{ V}$  ค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L = 2.2364 \text{ mH}$  ค่าตัวเก็บประจุ  $C_{ig} = 14 \text{ nF}$  ความถี่การสวิตช์  $f_s = 33 \text{ kHz}$  และแรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC} = 230 \text{ V}$  ค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L = 1.4732 \text{ mH}$  ค่าตัวเก็บประจุ  $C_{ig} = 16 \text{ nF}$  ความถี่การสวิตช์  $f_s = 33 \text{ kHz}$  ดังแสดงในรูปที่ 3.18 - 3.19



$v_s : 50\text{V/div}$  ,  $i_{ig} : 0.2\text{A/div}$  ,  $\text{TIME} : 5\mu\text{Sec/div}$

รูปที่ 3.18 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ภาวะการทำงานปกติ

เมื่อ  $V_{DC} = 350 \text{ V}$   $C_{ig} = 14 \text{ nF}$   $L = 2.2364 \text{ mH}$   $f_s = 33 \text{ KHz}$



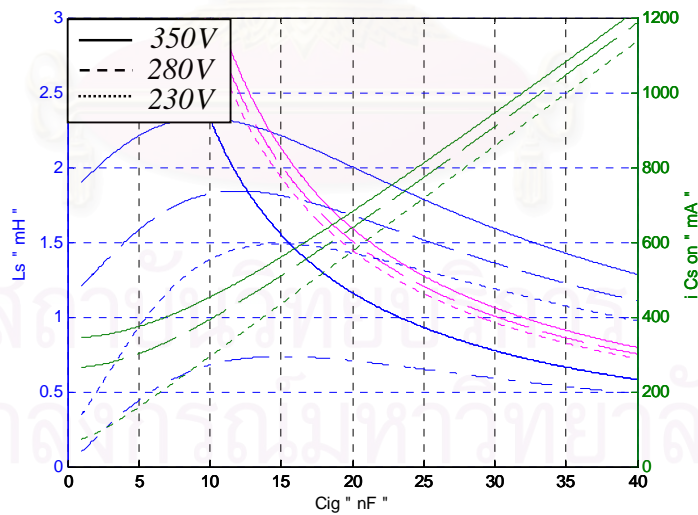
$v_s : 50\text{V/div}$  ,  $i_{ig} : 0.2\text{A/div}$  ,  $\text{TIME} : 5 \mu\text{Sec/div}$

รูปที่ 3.19 รูปคลื่นแรงดันและกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ภาวะการทำงานปกติ

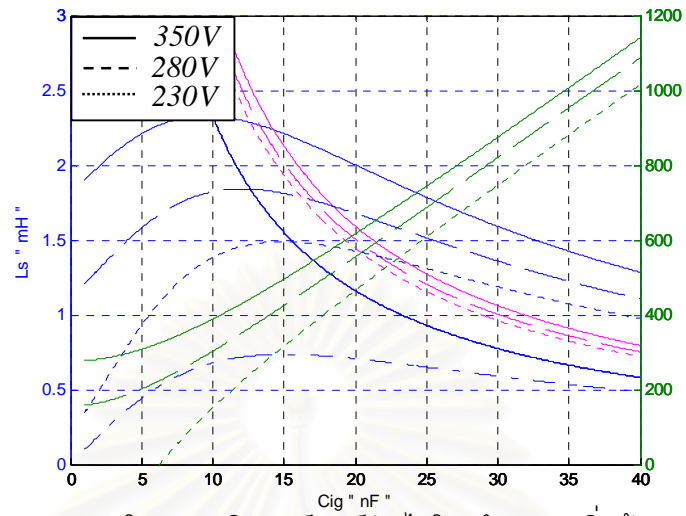
เมื่อ  $V_{DC} = 230 \text{ V}$   $C_{ig} = 16 \text{ nF}$   $L = 1.4732 \text{ mH}$   $f_s = 33 \text{ KHz}$

- ผลของ L และ  $C_{ig}$  ต่อความเค้นที่เกิดจากการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะ

บทที่ 2 อธิบายสาเหตุของการเกิดความเค้นจากการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะที่เกิดจากการออกแบบให้กระแสเบส  $i_B$  ช่วง *Storage time* มีค่าสูงๆทำให้  $(di_B/dt)$  มีค่าสูงตามลักษณะดังกล่าวจะเอื้อให้เกิดการขับนำสวิตช์ก่อนที่สวิตช์ควรจะนำกระแส และการออกแบบให้แรงดันฟื้นตัวไปหน้าของไดโอดที่มีค่าสูง ทำให้เอื้อต่อการเกิดการขับนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์เพิ่งหยุดนำกระแส จากความสัมพันธ์ดังกล่าวทำให้สามารถออกแบบวงจรโหลดตัวเหนี่ยวนำ L และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ไม่ให้เอื้อต่อการเกิดการขับนำสวิตช์ก่อนที่สวิตช์ควรจะนำกระแส โดยเลือกค่าของตัวเหนี่ยวนำ L และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ที่ให้กระแส ณ จุดเปลี่ยนแรงดันของอินเวอร์เตอร์มีค่าต่ำๆ และการออกแบบไม่ให้เอื้อต่อการเกิดการขับนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์เพิ่งหยุดนำกระแส โดยออกแบบให้กระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอดมีมีค่าต่ำๆ รูปที่ 3.20 - 3.21 แสดงความสัมพันธ์ของกระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดันและกระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ช่วงไดโอดนำกระแสเริ่มต้น และแสดงความสัมพันธ์ของกระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดันและกระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ช่วงไดโอดนำกระแสเริ่มต้น โดยการจำลองดังตารางที่ 3.5



รูปที่ 3.20 กระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดัน ( $i_L$ ,  $C_s$  on)



รูปที่ 3.21 กระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ช่วงไดโอดนำกระแสเริ่มต้น ( $i_L D_{on}$ )

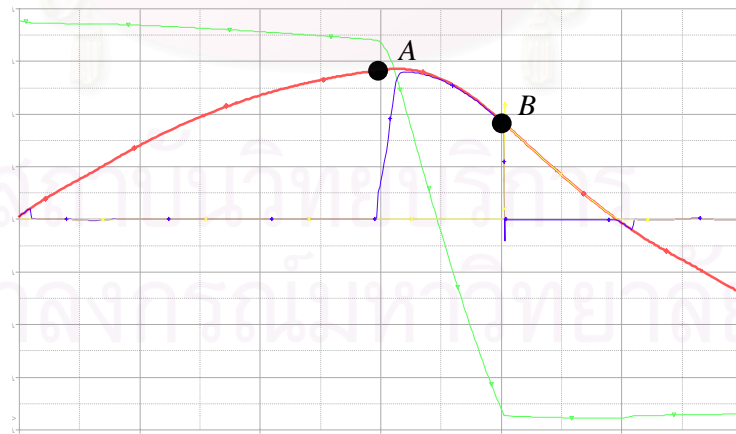
ตารางที่ 3.5 ค่ากระแสอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดัน ( $i_L C_s On$ ) ของอินเวอร์เตอร์และกระแส อินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด ( $i_L D On$ ) สำหรับวงจรไหลลดค่าต่างๆ จากการจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์

Vdc(V)	fs(KHz)	L(mH)	Cig(nF)	Cs(nF) 20%	fr(KHz)	Np:Ns	R <sub>B</sub>	$i_L$ (Cs on)	$i_L$ (D on)
350	33	2.3195	10	3.7	33	3:2	19	548.443	349.18
350	33	2.3098	11	3.9	31.6	3:2	19	569.486	363.417
350	33	2.2918	12	4.1	30.3	3:2	20	589.667	377.769
350	33	2.2669	13	4.2	29.3	3:2	21	611.354	404.895
350	33	2.2364	14	4.35	28.4	3:2	21	634.965	423.572
280	33	1.8278	13	5.3	32.7	3:2	6	572.484	302.189
280	33	1.8171	14	5.5	31.6	3:2	7	596.889	322.131
280	33	1.8007	15	5.8	30.6	3:2	7	621.994	334.124
280	33	1.7797	16	6.1	29.1	3:2	7	647.954	356.471
280	33	1.7551	17	6.6	29.1	3:2	7.5	673.567	363.934
230	33	1.4723	16	6.4	32.8	3:3	22	588.622	277.024
230	33	1.4632	17	6.7	31.9	3:3	22	615.130	288.611
230	33	1.45	18	7	31.2	3:3	22	644.21	321.792
230	33	1.4334	19	7.2	30.5	3:3	22	673.192	343.027
230	33	1.4143	20	7.3	29.9	3:3	22	701.171	360.614



จากรูปที่ 3.20-3.21 และตารางที่ 3.5 จะเห็นได้ว่าการเลือกแรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC}$  ค่าใดค่าหนึ่งแล้วเลือกค่าวงจรถอดที่มีค่าตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ค่าต่ำจะเอื้อให้เกิดจากการชับนำสวิตช์ก่อนที่สวิตช์ควรจะนำกระแส เนื่องจากกระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดันของอินเวอร์เตอร์มีค่าต่ำทำให้การอิมพัลส์มีค่าน้อย ในขณะที่เดียวกันการเลือกค่าตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ค่าสูงก็จะเอื้อให้เกิดการชับนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์ที่พังหยุดนำกระแส เนื่องจากกระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอดมีค่าสูง

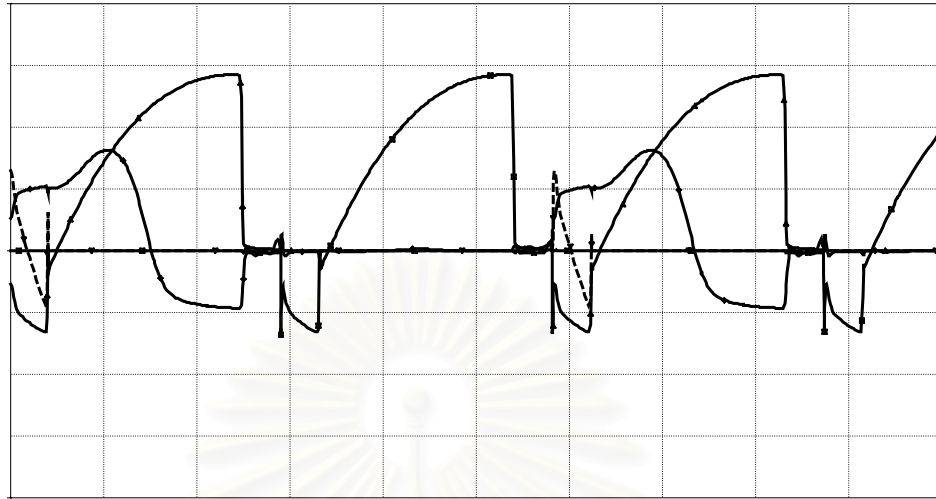
การเลือกแรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC}$  ที่แตกต่างกันคือ 350 V, 280 V และ 230 V แล้วพิจารณาความเค้นที่เกิดจากการชับนำสวิตช์ผิดจังหวะ โดยพิจารณากระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดันของอินเวอร์เตอร์และกระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ที่ไหลผ่านไดโอด จะเห็นได้ว่าการเลือกแรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC}$  ที่แตกต่างกันไม่มีผลอย่างมีนัยสำคัญต่อการเกิดการชับนำสวิตช์ผิดจังหวะ เนื่องจากขนาดของกระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดันของอินเวอร์เตอร์และกระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ที่ไหลผ่านไดโอดมีค่าสูง มีค่าแตกต่างกันไม่มากนัก แต่การเลือกขนาดของตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  จะมีนัยสำคัญต่อการเกิดการชับนำสวิตช์ผิดจังหวะ เนื่องจากขนาดของกระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดันของอินเวอร์เตอร์และกระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ที่ไหลผ่านไดโอดมีค่าแตกต่างกันมาก ซึ่งถ้าเลือกขนาดของตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ค่ามากจะไม่เอื้อต่อการเกิดการชับนำสวิตช์ก่อนที่สวิตช์จะนำกระแส แต่จะเอื้อให้เกิดการชับนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์ที่พังหยุดนำกระแสสามารถดังแสดงในรูปที่ 3.22 - 3.27



$v_s : 50V/div$  ,  $i_L : 200mA/div$  ,  $TIME : 30uSec/div$

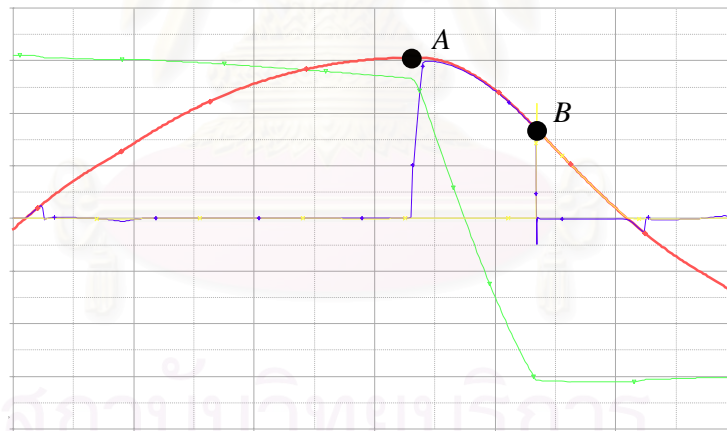
รูปที่ 3.22 รูปคลื่นกระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดันของอินเวอร์เตอร์ (A) และกระแสอินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด (B) เมื่อ  $V_{DC} = 280 V$   $C_{ig} = 13 nF$

$L = 1.8278 mH$   $f_s = 33 KHz$   $C_s = 5.3 nF$   $N_p:N_s = 3:2$   $RB = 6$



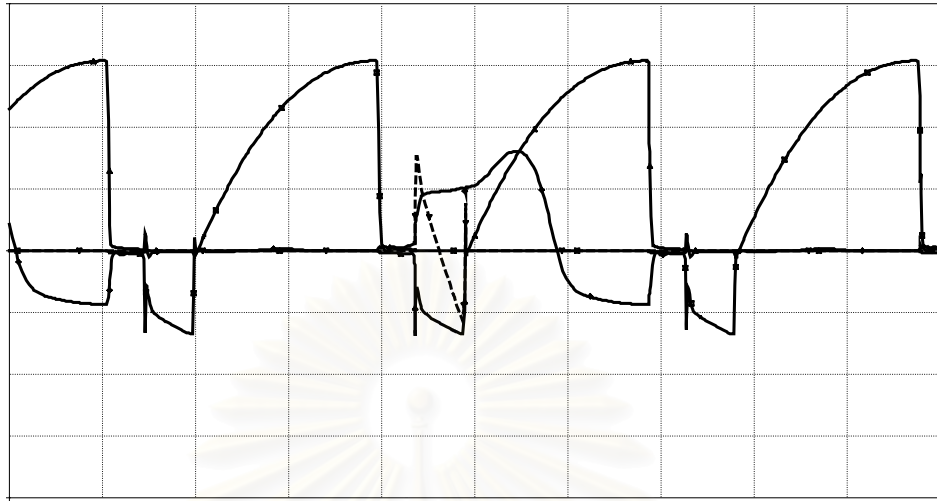
$I_{CQ1}, I_{CQ2}, I_{B2}, I_{D2}: 200\text{mA/div}, \text{TIME}: 5\mu\text{s/div}$

รูปที่ 3.23 รูปคลื่นการขั้มนำสวิตช์ผิดจังหวะ Pre-turn on และ Re-turn on เมื่อ  $V_{DC} = 280\text{ V}$   
 $C_{ig} = 13\text{ nF}$   $L = 1.8278\text{ mH}$   $f_s = 33\text{ KHz}$   $C_s = 5.3\text{ nF}$   $N_p:N_s = 3:2$   $RB = 6$



$v_s: 50\text{V/div}, i_L: 200\text{mA/div}, \text{TIME}: 30\mu\text{Sec/div}$

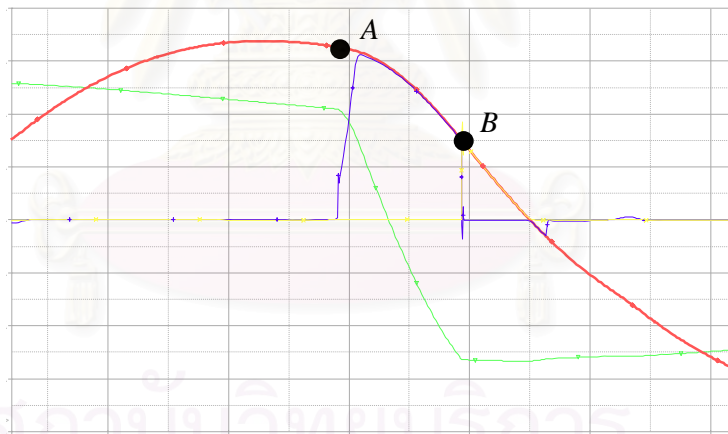
รูปที่ 3.24 รูปคลื่นกระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดันของอินเวอร์เตอร์ (A) และ  
 กระแสอินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด (B) เมื่อ  $V_{DC} = 280\text{ V}$   $C_{ig} = 15\text{ nF}$   
 $L = 1.8007\text{ mH}$   $f_s = 33\text{ KHz}$   $C_s = 5.8\text{ nF}$   $N_p:N_s = 3:2$   $RB = 7$



$I_{CQ1}, I_{CQ2}, I_{B2}, I_{D2}: 200\text{mA/div}, \text{TIME} : 5\text{uS/div}$

รูปที่ 3.25 รูปคลื่นการขั้บนำสวิตซ์พิดจ้งหระ Pre-turn on และ Re-turn on เมื่อ  $V_{DC} = 280\text{ V}$

$C_{ig} = 15\text{ nF}$   $L = 1.8007\text{ mH}$   $f_s = 33\text{ KHz}$   $C_s = 5.8\text{ nF}$   $N_p:N_s = 3:2$   $R_B = 7$

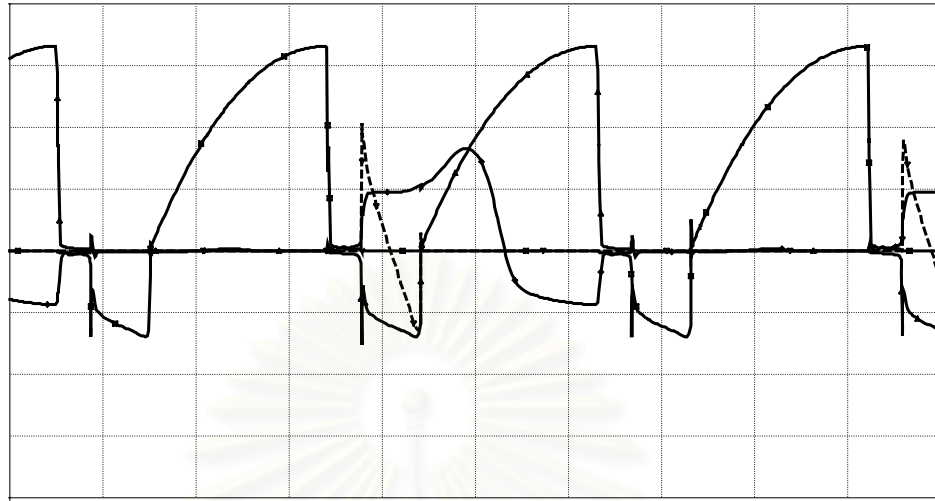


$v_s : 50\text{V/div}, i_L : 200\text{mA/div}, \text{TIME} : 30\text{uSec/div}$

รูปที่ 3.26 รูปคลื่นกระแสไหลดของอินเวอร์เตอร์ณ จุดเปลี่ยนแรงดันของอินเวอร์เตอร์ (A) และ

กระแสอินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด (B) เมื่อ  $V_{DC} = 280\text{ V}$   $C_{ig} = 17\text{ nF}$

$L = 1.7551\text{ mH}$   $f_s = 33\text{ KHz}$   $C_s = 6.6\text{ nF}$   $N_p:N_s = 3:2$   $R_B = 7.5$



$$I_{CQ1}, I_{CQ2}, I_{B2}, I_{D2}: 200\text{mA/div}, \text{TIME}: 5\mu\text{s/div}$$

รูปที่ 3.27 รูปคลื่นการขั้บนำสวิตซ์ผิดจังหวะ Pre-turn on และ Re-turn on เมื่อ  $V_{DC} = 280\text{ V}$

$$C_{ig} = 17\text{ nF} \quad L = 1.7551\text{ mH} \quad f_s = 33\text{ KHz} \quad C_s = 6.6\text{ nF} \quad N_p:N_s = 3:2 \quad R_B = 7.5$$

จากรูปที่ 3.22 - 3.27 จะเห็นได้ว่าการออกแบบวงจรโหลดที่แตกต่างกันโดยจะทำให้กระแสโหลด ณ จุดเปลี่ยนแรงดันและกระแสโหลดที่เริ่มไหลผ่านไดโอดมีค่าแตกต่างกันแต่ค่าที่แตกต่างกันนี้ไม่มีนัยสำคัญต่อการเชื่อให้เกิดการขั้บนำสวิตซ์ผิดจังหวะทั้ง 2 ลักษณะคือ การขั้บนำสวิตซ์ก่อนที่สวิตซ์ควรจะนำกระแสและการขั้บนำสวิตซ์อีกครั้งหลังจากสวิตซ์ที่หยุดนำกระแส

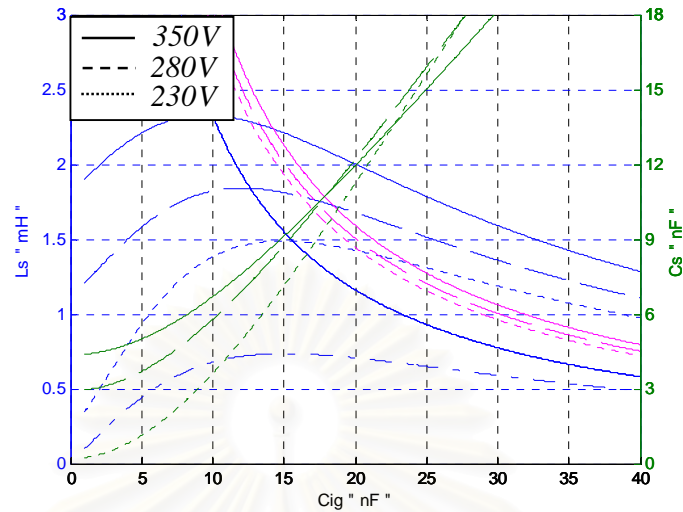
สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

### 3.2.1.2 ความเค้นที่เกิดจากการออกแบบค่าของตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่หน่วงการเปลี่ยนแปลงแรงดันคร่อมทรานซิสเตอร์ ( Snubber Capacitor ) ที่ไม่เหมาะสม

ในการออกแบบตัวเก็บประจุสแนบเบอร์  $C_s$  ที่ต่อขนานกับทรานซิสเตอร์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ทำงานแบบเรโซแนนซ์ในภาคแรงดันศูนย์นั้น การออกแบบจะต้องทำให้ความลาดเอียงของแรงดันคร่อมสวิตช์จากแรงดันสูงสุดลดลงต่ำสุดในช่วงก่อนนำกระแสและเปลี่ยนจากแรงดันต่ำสุดเพิ่มขึ้นสูงสุดในช่วงหยุดนำกระแสมีค่าที่เหมาะสมโดยจะต้องมีค่าไม่น้อยเกินไป เพื่อไม่ให้กำลังสูญเสียมีค่ามาก ทั้งนี้ความความชันน้อยจะทำให้กระแสและแรงดันที่เวลาเดียวกันในตอนหยุดนำกระแสมีค่ามากทำให้เกิดการสูญเสียมาก แต่ถ้าความลาดเอียงของแรงดันคร่อมสวิตช์ในช่วงหยุดนำกระแสมีค่ามากเกินไปทำให้แรงดันที่สวิตช์ตัวที่จะนำกระแสไม่ลดลงเป็นศูนย์ทำให้เกิดกระแสกระชากในสวิตช์ในตอนเริ่มนำกระแสเป็นผลทำให้เกิดกำลังสูญเสียในช่วงเริ่มนำกระแสมาก ในการออกแบบค่าความจุของตัวเก็บประจุจะคำนวณโดยใช้สมการที่ 3.6 เพื่อให้ตัวเก็บประจุสแนบเบอร์ทำงานอย่างเหมาะสม ตัวเก็บประจุที่ใช้ต่อในวงจรต้องเป็นชนิดที่ใช้กับความถี่สูงอีกทั้งต้องทนแรงดันและกระแสได้

$$C_{s\max} = \frac{2 * I_{Lpeak} * (1 - \cos(\theta))}{V_{dc} * (2\pi f)} \quad (3.6)$$

สมการที่ 3.6 เป็นสมการที่ใช้คำนวณหาค่าตัวเก็บประจุสแนบเบอร์ที่มีค่าสูงสุด  $C_{s\max}$  ที่ต่อขนานอยู่กับทรานซิสเตอร์เนื่องจาก  $\theta$  และ  $i_{Lpeak}$  จะขึ้นกับค่า L และ  $C_{ig}$  ของวงจรโวลต์ดิ่งนั้นจึงสามารถคำนวณหา  $C_{s\max}$  สำหรับค่า L และ  $C_{ig}$  แต่ละคู่แสดงดังในรูปที่ 3.28 แต่ในการเลือกค่าของตัวเก็บประจุในการใช้งานนั้นเราจะต้องเลือกค่าให้มีความเหมาะสม หากเลือกค่าไม่เหมาะสมจะเอื้อต่อการเกิดความเค้น 2 ลักษณะคือความเค้นที่เกิดจากสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ไม่เป็นแบบภาคแรงดันศูนย์ ZVS และความเค้นที่เกิดจากการชับนำสวิตช์ผิดจังหวะ

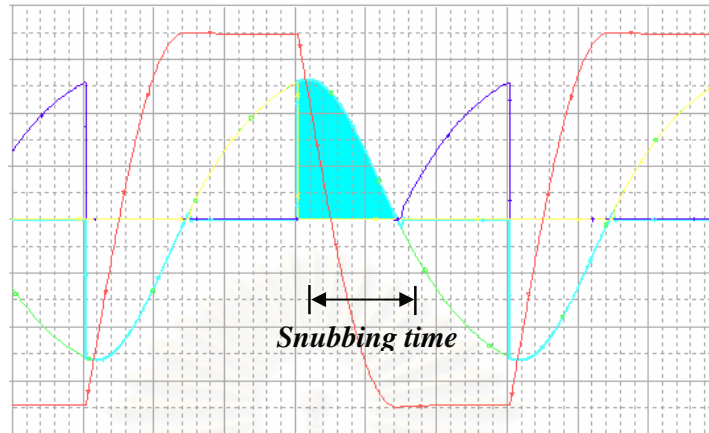


รูปที่ 3.28 ความสัมพันธ์ของตัวเก็บประจุสแน็บเบอร์  $C_s$  กับวงจรโหลด  $L$  และ  $C_{ig}$

#### - ความเค้นที่เกิดจากสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ไม่เป็นแบบภาคแรงดันศูนย์

การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์นั้นจะออกแบบให้สวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานในภาคแรงดันศูนย์ โดยให้ไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์นำกระแสก่อนที่สวิตช์จะนำกระแส ซึ่งไดโอดจะนำกระแสเมื่อแรงดันคร่อมไดโอดเป็นแบบแรงดันไปหน้า (*forward bias*) แรงดันคร่อมไดโอดจะเปลี่ยนแปลงตามการสะสมประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุสแน็บเบอร์  $C_s$  ที่ต่อขนานกับทรานซิสเตอร์ การเลือกค่าตัวเก็บประจุสแน็บเบอร์  $C_s$  ที่มีค่าแตกต่างกันจะทำให้เวลาสะสมประจุและคายประจุ (*snubbing time*) แตกต่างกันโดยที่ตัวเก็บประจุสแน็บเบอร์  $C_s$  ค่าสูงจะใช้เวลามากในการสะสมประจุและคายประจุ หากออกแบบให้ตัวเก็บประจุสแน็บเบอร์  $C_s$  มีค่าสูงเกินกว่า  $C_{Smax}$  จะทำให้เวลาสะสมประจุและคายประจุ (*snubbing time*) ซึ่งถูกจำกัดไว้แล้วจากการออกแบบวงจรโหลด ไม่เพียงพอต่อการสะสมประจุและคายประจุทำให้ไดโอดไม่สามารถนำกระแสได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.29





$v_s : 100V/div$  ,  $i_L : 200mA/div$  ,  $TIME : 50uSec/div$

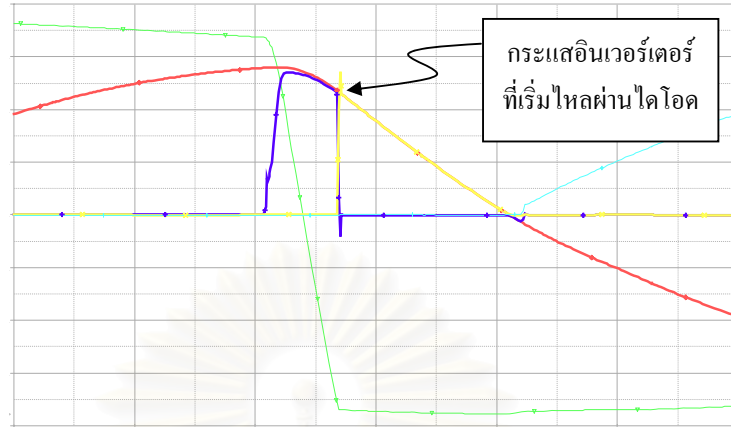
รูปที่ 3.29 แสดงช่วงเวลาการนำกระแสของตัวเก็บประจุ  $C_s$  เมื่อ  $V_{DC} = 350 V$

$C_{ig} = 10 nF$   $L = 2.3195 mH$   $f_s = 33 KHz$   $C_s = 6.9 nF$

#### - ความเค้นที่เกิดจากการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะ

การออกแบบตัวเก็บประจุสับเบอ์  $C_s$  ที่ไม่เหมาะสมก็จะส่งผลต่อการเกิดการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะเนื่องจากค่าตัวเก็บประจุสับเบอ์  $C_s$  แต่ละค่านั้นจะทำให้ขนาดของกระแสอินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับสวิตช์มีขนาดแตกต่างกัน กล่าวคือการออกแบบหากเลือกค่าตัวเก็บประจุสับเบอ์  $C_s$  ค่าน้อยจะทำให้ขนาดของกระแสอินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับสวิตช์มีค่ามากลักษณะดังกล่าว ทำให้มีค่าแรงดันพื้นตัวไปหน้าสูง ทำให้เอื้อต่อการเกิดการขับนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์ที่หยุดนำกระแส ดังแสดงในรูปที่ 3.30 - 3.33

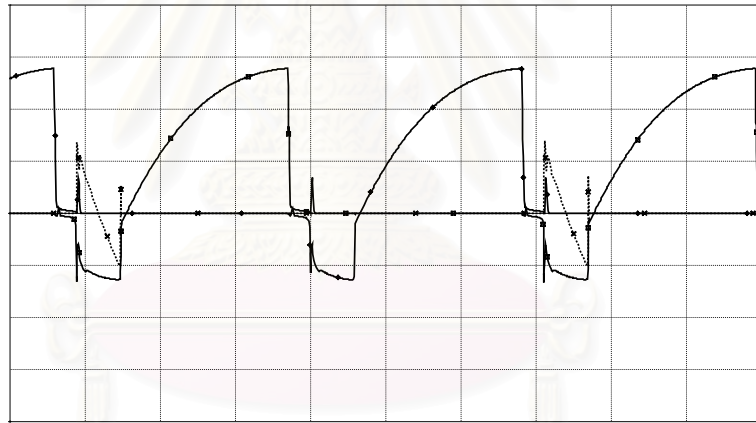
สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



$v_s : 50V/div$  ,  $i_L : 200mA/div$  ,  $TIME : 2.5\mu Sec/div$

รูปที่ 3.30 รูปคลื่นกระแสอินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด เมื่อ  $V_{DC} = 350 V$

$C_{ig} = 10 nF$   $L = 2.3195 mH$   $f_s = 33 KHz$   $C_s = 2 nF$

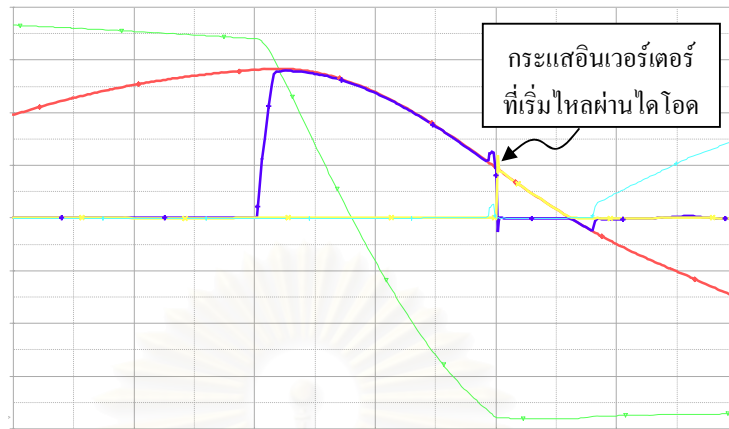


$I_{cq2}$  ,  $I_{D2} : 200mA/div$  ,  $TIME : 5\mu S/div$

รูปที่ 3.31 รูปคลื่นการขั้บนำสวิตซ์ผิดจังหวะ Re-turn on เมื่อ  $V_{DC} = 350 V$

$C_{ig} = 10 nF$   $L = 2.3195 mH$   $f_s = 33 KHz$   $C_s = 2 nF$

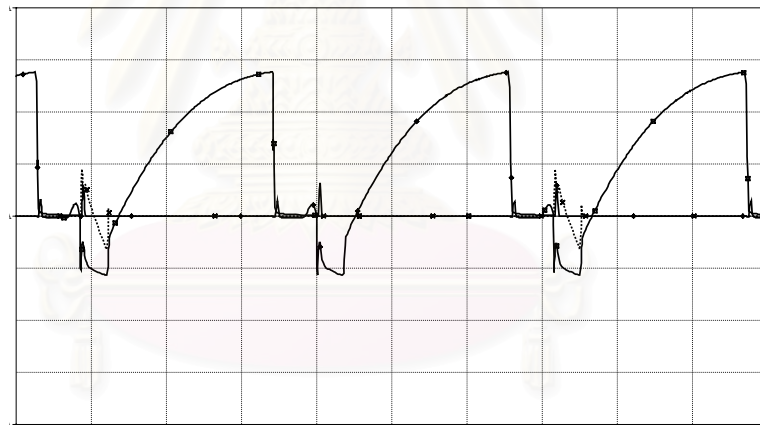
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



$v_s : 50V/div$  ,  $i_L : 200mA/div$  ,  $TIME : 2.5\mu Sec/div$

รูปที่ 3.32 รูปคลื่นกระแสอินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด เมื่อ  $V_{DC} = 350 V$

$C_{ig} = 10 nF$   $L = 2.3195 mH$   $f_s = 33 KHz$   $C_s = 4 nF$



$I_{CQ2} , I_{D2} : 200mA/div$  ,  $TIME : 5\mu S/div$

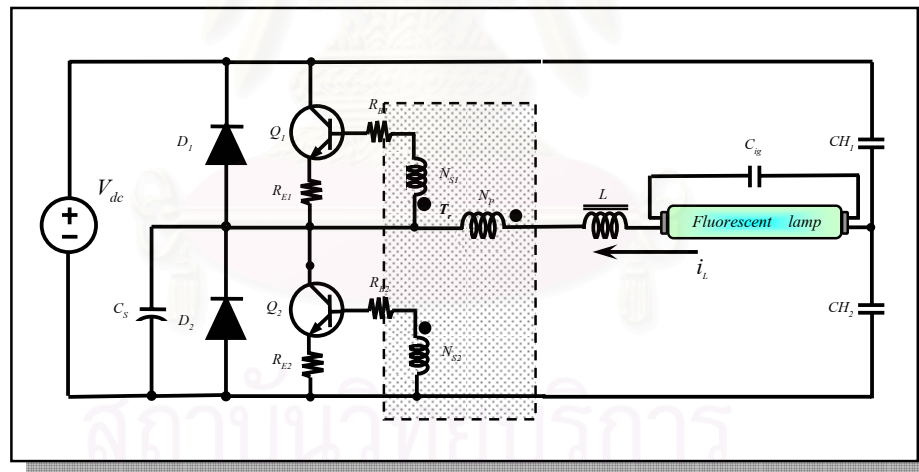
รูปที่ 3.33 รูปคลื่นการขั้บนำสวิตซ์ผิดจังหวะ Re-turn on เมื่อ  $V_{DC} = 350 V$

$C_{ig} = 10 nF$   $L = 2.3195 mH$   $f_s = 33 KHz$   $C_s = 4 nF$

จากรูปที่ 3.31 และ 3.33 แสดงผลการจำลองรูปคลื่นการขั้บนำสวิตซ์อีกครั้งหลังจากสวิตซ์ฟั้งหยุดนำกระแส จะเห็นได้ว่าการออกแบบตัวเก็บประจุสับเบออร์  $C_s$  ค่าต่ำจะทำให้เชื้อต่อการเกิดการขั้บนำสวิตซ์อีกครั้งหลังจากสวิตซ์ฟั้งหยุดนำกระแส เนื่องจากกระแสที่เกิดการขั้บนำสวิตซ์อีกครั้งหลังจากสวิตซ์ฟั้งหยุดนำกระแสมีขนาดสูงกว่ากระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุสับเบออร์  $C_s$  ค่าสูง

### 3.2.1.3 ความเค้นที่เกิดจากการออกแบบวงจรขั้วนำ

การขั้วนำสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่ใช้สวิตช์โรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ จะต้องใช้วงจรขั้วนำที่มีช่วงเวลาพัก ( *dead time* ) ที่เหมาะสม ซึ่งช่วงเวลาพักของสัญญาณขั้วนำจะต้องยาวกว่าช่วงเวลาประจุสะสมของสวิตช์และเลาในการประจุ  $C_s$  รวมกันเพื่อไม่ให้เกิดกระแสทะลุผ่าน ( *Shoot-through* ) และช่วงเวลาพักต้องสั้นกว่าผลรวมของช่วงเวลาประจุสะสมของสวิตช์และเลาในการประจุ  $C_s$  และช่วงเวลาไดโอดคู่ประกอบนำกระแส นอกจากนี้วงจรขั้วนำสวิตช์ทั้งสองชุดในแต่ละกิ่งของวงจรก็จะต้องมีการแยกโดดทางไฟฟ้าระหว่างกัน การใช้งานวงจรกำเนิดสัญญาณที่อาศัยการป้อนกลับของกระแสหรือแรงดันไหลผ่านหม้อแปลงอิมิตัว ดังแสดงในรูปที่ 3.34 มีข้อดีที่ไม่ต้องใช้แหล่งจ่ายไฟเลี้ยง ทำให้มีการแยกโดดกันทางไฟฟ้าได้ง่าย จึงสะดวกในการใช้งาน นอกจากนี้สัญญาณรบกวนจากภายนอกจะไม่ค่อยมีผลต่อการทำงานของวงจรขั้วนำสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ขั้วนำโดยใช้หม้อแปลงอิมิตัวทำให้วงจรมีความเชื่อถือได้สูง



รูปที่ 3.34 วงจรกำเนิดสัญญาณขั้วนำสวิตช์ชนิดที่อาศัยการป้อนกลับของกระแสไหลผ่านหม้อแปลงอิมิตัว ( *Saturable transformer* )

อย่างไรก็ดีพฤติกรรมการทำงานของวงจรขั้วนำสวิตช์ที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัวจะขึ้นอยู่กับพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรขั้วนำอย่างมาก หากออกแบบไม่เหมาะสมจะทำให้การทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีโอกาสผิดพลาดได้ซึ่งจะส่งผลกระทบต่ออาการเกิดความเค้นของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

### - ความเค้นที่เกิดจากการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะ

สำหรับวงจรมอเตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้หม้อแปลงอิมพัลส์ในการขับนำสวิตช์หากการออกแบบพารามิเตอร์วงจรขับนำที่ไม่เหมาะสมจะมีผลทำให้เกิดการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะได้ ซึ่งมี 2 ลักษณะ คือ การขับนำสวิตช์ก่อนที่สวิตช์ควรจะนำกระแส ซึ่งจะเกิดขึ้นเนื่องจากการเปลี่ยนแปลงกระแสเบส ณ จุดเปลี่ยนแรงดันของอินเวอร์เตอร์ ( $di_B / dt$ ) มีค่าสูง และการขับนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์พังหยุดนำกระแส ซึ่งจะเกิดขึ้นเนื่องจากกระแสอินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับสวิตช์มีค่าสูง ลักษณะดังกล่าวทำให้มีกำลังสูญเสียในสวิตช์สูงกว่าปรกติและมีความเค้นสูงเกิดขึ้นกับสวิตช์โวลงานซึ่งมีผลทำให้สวิตช์มีอายุการใช้งานสั้นลง หัวข้อนี้จะศึกษาผลของการออกแบบพารามิเตอร์ของวงจรขับนำที่แตกต่างกันต่อการเกิดความเค้นจากการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะ ซึ่งสามารถจำแนกพารามิเตอร์ที่ใช้ในการออกแบบวงจรขับนำออกเป็นกลุ่มได้ดังนี้คือ คุณสมบัติของสารแม่เหล็กที่ใช้ทำ Core Material ( $\mu$ ) , ขนาดของแกน Core Geometry ประกอบด้วยพื้นที่หน้าตัดของแกน A (Area) และความยาวของแกน  $l_m$  ( Mean magnetic path length ), ความต้านทานขาเบส ( $R_B$ ) ความต้านทานขาอิมิตเตอร์ ( $R_E$ ) จำนวนรอบทางด้านปฐมภูมิ  $N_p$  และทางด้านทุติยภูมิ  $N_{s1}(N_{s2})$

- การเปลี่ยนแปลง  $N_p : N_{S1}(N_{S2})$  ต่อการขับนำสวิตช์ชนิดจ้งหะ

การเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรขับนำสวิตช์จะใช้วิธีการเปลี่ยนแปลงจำนวนรอบ ทางด้านปฐมภูมิ  $N_p$  และทางด้านทุติยภูมิ  $N_{S1}(N_{S2})$  จากที่  $N_p = 3, N_{S1}(N_{S2}) = 2$  เปลี่ยนเป็น  $N_p = 6, N_{S1}(N_{S2}) = 4$  แล้วปรับค่าความต้านทาน  $R_B$  พื้นที่หน้าตัดของแกน  $A$  ความยาวของแกน  $l_m$  และค่าความซาบซึมสัมพัทธ์  $\mu_i$  เพื่อให้ความถี่การสวิตช์คงที่ แล้วพิจารณาผลของขนาดกระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดันและกระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด ซึ่งได้ค่าดังตารางที่ 3.6-3.9

ตารางที่ 3.6 ค่ากระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดัน ( $i_L$  Cs On) ของอินเวอร์เตอร์ และกระแสไหลของ อินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด ( $i_L$  D On) สำหรับการออกแบบวงจรขับนำ  $N_p = 3, N_{S1}(N_{S2}) = 2$

Vdc(V)	fs(KHz)	L(mH)	Cig(nF)	Cs(nF) 20%	Np:Ns	Area (cm <sup>2</sup> )	$\mu_i$	$R_B$	$i_L$ (Cs on)	$i_L$ (D on)
350	33	2.3195	10	3.7	3:2	0.1224	4300	19	548.443	349.18
350	33	2.3098	11	3.9	3:2	0.1224	4300	19	569.486	363.417
350	33	2.2918	12	4.1	3:2	0.1224	4300	20	589.667	377.769
350	33	2.2669	13	4.2	3:2	0.1224	4300	21	611.354	404.895
350	33	2.2364	14	4.35	3:2	0.1224	4300	21	634.965	423.572
280	33	1.8278	13	5.3	3:2	0.1224	4300	6	572.484	302.189
280	33	1.8171	14	5.5	3:2	0.1224	4300	7	596.889	322.131
280	33	1.8007	15	5.8	3:2	0.1224	4300	7	621.994	334.124
280	33	1.7797	16	6.1	3:2	0.1224	4300	7	647.954	356.471
280	33	1.7551	17	6.6	3:2	0.1224	4300	7.5	673.567	363.934
230	33	1.4723	16	6.4	3:3	0.1224	4300	22	588.622	277.024
230	33	1.4632	17	6.7	3:3	0.1224	4300	22	615.130	288.611
230	33	1.45	18	7	3:3	0.1224	4300	22	644.21	321.792
230	33	1.4334	19	7.2	3:3	0.1224	4300	22	673.192	343.027
230	33	1.4143	20	7.3	3:3	0.1224	4300	22	701.171	360.614



ตารางที่ 3.7 ค่ากระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดัน ( $i_L$  Cs On) ของอินเวอร์เตอร์ และกระแสไหลของ อินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด ( $i_L$  D On) สำหรับการ ออกแบบวงจรถับนำ  $N_p = 6, N_{s1}(N_{s2}) = 4$  ปรับค่าความต้านทาน  $R_B$

Vdc(V)	fs(KHz)	L(mH)	Cig(nF)	Cs(nF) 20%	Np:Ns	Area (cm <sup>2</sup> )	$\mu i$	$R_B$	$i_L$ (Cs on)	$i_L$ (D on)
350	33	2.3195	10	3.7	6:4	0.1224	4300	91	550.334	403.565
350	33	2.3098	11	3.9	6:4	0.1224	4300	90	570.028	421.456
350	33	2.2918	12	4.1	6:4	0.1224	4300	89	590.303	439.651
350	33	2.2669	13	4.2	6:4	0.1224	4300	87	612.913	464.536
350	33	2.2364	14	4.35	6:4	0.1224	4300	84	637.517	487.902
280	33	1.8278	13	5.3	6:4	0.1224	4300	65	595.749	367.633
280	33	1.8171	14	5.5	6:4	0.1224	4300	63	622.444	396.628
280	33	1.8007	15	5.8	6:4	0.1224	4300	61	650.08	427.262
280	33	1.7797	16	6.1	6:4	0.1224	4300	60	678.48	444.599
280	33	1.7551	17	6.6	6:4	0.1224	4300	59	707.402	475.104
230	33	1.4723	16	6.4	6:6	0.1224	4300	97	635.239	340.546
230	33	1.4632	17	6.7	6:6	0.1224	4300	95	668.835	373.488
230	33	1.45	18	7	6:6	0.1224	4300	92	702.666	402.353
230	33	1.4334	19	7.2	6:6	0.1224	4300	90	737.002	432.091
230	33	1.4143	20	7.3	6:6	0.1224	4300	87	771.696	474.044

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ 3.8 ค่ากระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดัน ( $i_L$  Cs On) ของอินเวอร์เตอร์ และกระแสไหลของ อินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด ( $i_L$  D On) สำหรับการ ออกแบบวงจรถับนำ  $N_p = 6, N_{S1}(N_{S2}) = 4$  ปรับพื้นที่หน้าตัดของแกน Area

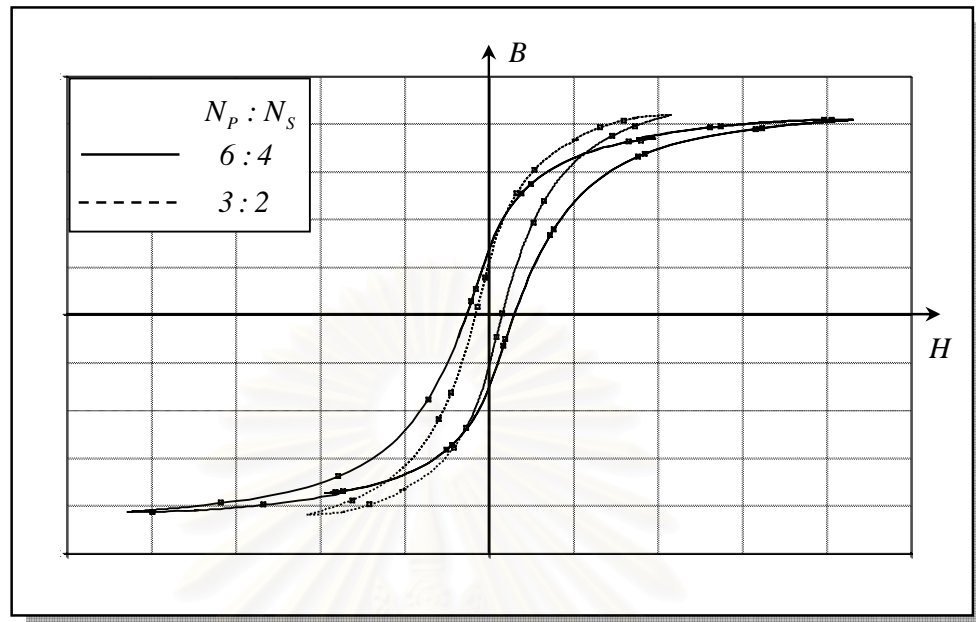
Vdc(V)	fs(KHz)	L(mH)	Cig(nF)	Cs(nF) 20%	Np:Ns	Area (cm <sup>2</sup> )	$\mu i$	R <sub>B</sub>	$i_L$ (Cs on)	$i_L$ (D on)
350	33	2.3195	10	3.7	6:4	0.0585	4300	19	561.294	351.42
350	33	2.3098	11	3.9	6:4	0.058	4300	19	582.179	376.77
350	33	2.2918	12	4.1	6:4	0.058	4300	20	604.807	398.565
350	33	2.2669	13	4.2	6:4	0.058	4300	21	628.305	422.354
350	33	2.2364	14	4.35	6:4	0.058	4300	21	652.897	446.314
280	33	1.8278	13	5.3	6:4	0.059	4300	6	599.82	314.415
280	33	1.8171	14	5.5	6:4	0.059	4300	7	627.709	347.283
280	33	1.8007	15	5.8	6:4	0.058	4300	7	656.53	373.152
280	33	1.7797	16	6.1	6:4	0.058	4300	7	685.681	402.389
280	33	1.7551	17	6.6	6:4	0.0575	4300	7.5	716.347	418.588
230	33	1.4723	16	6.4	6:6	0.059	4300	22	632.004	281.23
230	33	1.4632	17	6.7	6:6	0.0595	4300	22	667.032	312.809
230	33	1.45	18	7	6:6	0.0595	4300	22	702.549	344.837
230	33	1.4334	19	7.2	6:6	0.0595	4300	22	738.612	377.83
230	33	1.4143	20	7.3	6:6	0.059	4300	22	775.86	401.273

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ตารางที่ 3.9 ค่ากระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดัน ( $i_L$  Cs On) ของอินเวอร์เตอร์ และกระแสไหล อินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอด ( $i_L$  D On) สำหรับผลการ ออกแบบวงจรขั้วนำ  $N_p = 6, N_{s1}(N_{s2}) = 4$  ปรับค่าความซาบซึมสัมพัทธ์  $\mu_i$

Vdc(V)	fs(KHz)	L(mH)	Cig(nF)	Cs(nF) 20%	Np:Ns	Area (cm <sup>2</sup> )	$\mu_i$	$R_B$	$i_L$ (Cs on)	$i_L$ (D on)
350	33	2.3195	10	3.7	6:4	0.1224	537.5	19	560.266	350.849
350	33	2.3098	11	3.9	6:4	0.1224	537.5	19	582.098	375.923
350	33	2.2918	12	4.1	6:4	0.1224	537.5	20	604.397	398.41
350	33	2.2669	13	4.2	6:4	0.1224	537.5	21	628.483	423.261
350	33	2.2364	14	4.35	6:4	0.1224	537.5	21	654.758	447.255
280	33	1.8278	13	5.3	6:4	0.1224	537.5	6	600.137	315.802
280	33	1.8171	14	5.5	6:4	0.1224	537.5	7	627.691	348.00
280	33	1.8007	15	5.8	6:4	0.1224	537.5	7	656.643	374.09
280	33	1.7797	16	6.1	6:4	0.1224	537.5	7	685.942	402.809
280	33	1.7551	17	6.6	6:4	0.1224	537.5	7.5	716.825	420.115
230	33	1.4723	16	6.4	6:6	0.1224	537.5	22	632.468	283.431
230	33	1.4632	17	6.7	6:6	0.1224	537.5	22	668.209	315.328
230	33	1.45	18	7	6:6	0.1224	537.5	22	703.178	346.213
230	33	1.4334	19	7.2	6:6	0.1224	537.5	22	740.534	384.413
230	33	1.4143	20	7.3	6:6	0.1224	537.5	22	777.429	404.209

จากตารางที่ 3.6 - 3.9 จะเห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงพารามิเตอร์ของวงจรขั้วนำ ที่แตกต่างกัน ขนาดของกระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ ณ จุดเปลี่ยนแรงดันและกระแส อินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับสวิตช์ที่ค่าใกล้เคียงกันกัน ดังนั้นจึงสามารถสรุป ได้ว่าการเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ต่างๆไม่มีนัยสำคัญต่อกระแสไหลของอินเวอร์เตอร์ ณ จุด เปลี่ยนแรงดันและกระแสอินเวอร์เตอร์ที่เริ่มไหลผ่านไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับสวิตช์ อย่างไรก็ตาม การเปลี่ยนแปลงจำนวนรอบที่ต่างกันจะมีนัยสำคัญต่อระดับการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลงขั้ว นำซึ่งสามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังรูปที่ 3.35 และการเปลี่ยนแปลงความต้านทาน  $R_B$  มี นัยสำคัญต่อการเปลี่ยนแปลงกระแสเบสของสวิตช์ซึ่งจะหยุดนำกระแสทำให้การเหนี่ยวนำของ ( $di_b / dt$ ) มีค่าแตกต่างกันดังแสดงในรูปที่ 3.38

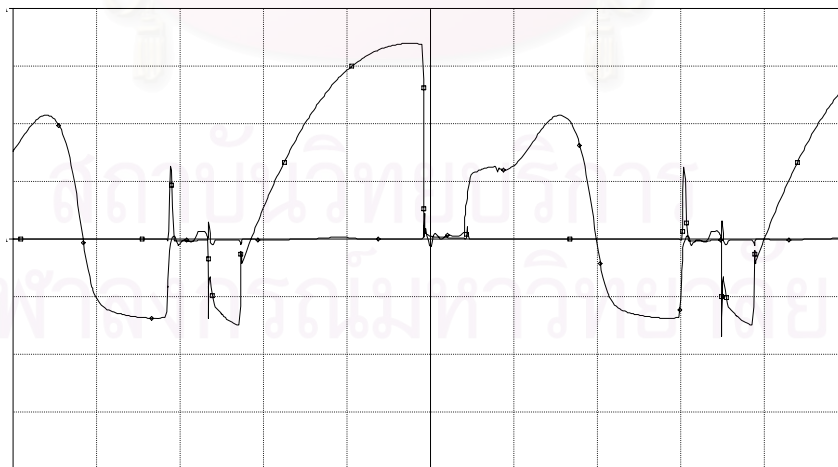


$B : 1000 \text{ Gauss / div} , H : 0.5 \text{ Oersteds / div}$

รูปที่ 3.35 B-H Curve ของแกนหม้อแปลงขณะทำงานจริง เมื่อ  $V_{DC} = 280 \text{ V}$

$C_{ig} = 13 \text{ nF} , L = 1.8278 \text{ mH} , f_s = 33 \text{ KHz} , C_s = 5.3 \text{ nF}$

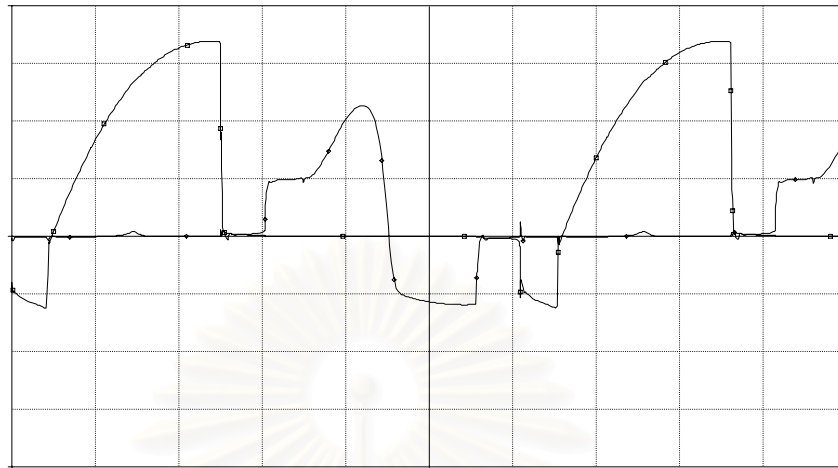
จากรูปที่ 3.35 แสดงให้เห็นว่าการออกแบบจำนวนรอบที่แตกต่างกันจะทำให้ระดับการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลงมีระดับที่ต่างกันหากออกแบบให้จำนวนรอบมีจำนวนมากขึ้นจะทำให้แกนหม้อแปลงอิ่มตัวลึกขึ้นช่วยลดปัญหาการเกิดการขั้วนำสวิตซ์ผิดจังหวะได้โดยแสดงการเปรียบเทียบการเกิดการขั้วนำสวิตซ์ผิดจังหวะดังแสดงในรูปที่ 3.36 -3.37



$I_{CQ2} , I_{B2} = 200 \text{ mA/DIV} ; \text{Time} = 5 \text{ uS/DIV}$

รูปที่ 3.36 รูปคลื่นการขั้วนำสวิตซ์ผิดจังหวะ เมื่อ  $V_{DC} = 280 \text{ V} , C_{ig} = 13 \text{ nF}$

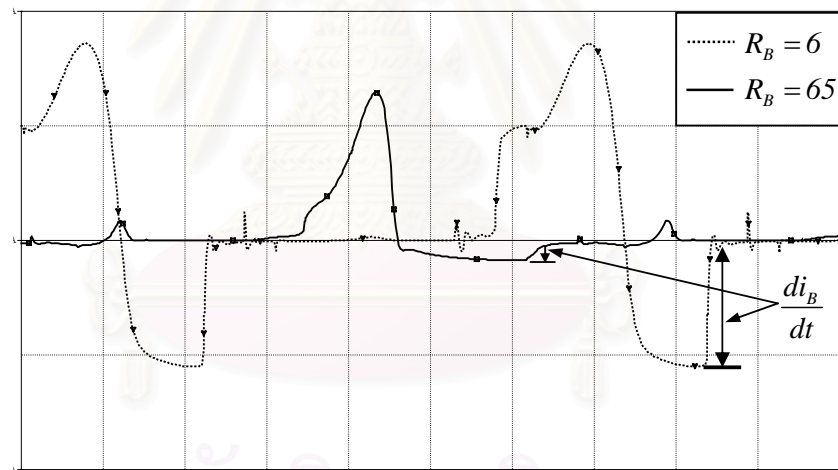
$L = 1.8278 \text{ mH} , f_s = 33 \text{ KHz} , C_s = 5.3 \text{ nF} , R_B = 4 , R_E = 1.8 , N_p : N_s = 3 : 2 , \mu_i = 4300$



$I_{CQ2}, I_{B2} = 200 \text{ mA/DIV}; \text{Time} = 5 \text{ } \mu\text{S/DIV}$

รูปที่ 3.37 รูปคลื่นการขับนำสวิตซ์ผิดจังหวะ เมื่อ  $V_{DC} = 280 \text{ V}$   $C_{ig} = 13 \text{ nF}$

$L = 1.8278 \text{ mH}$ ,  $f_s = 33 \text{ KHz}$ ,  $C_s = 5.3 \text{ nF}$ ,  $R_B = 4$ ,  $R_E = 1.8$ ,  $N_p:N_s = 6:4$ ,  $\mu_i = 537.5$

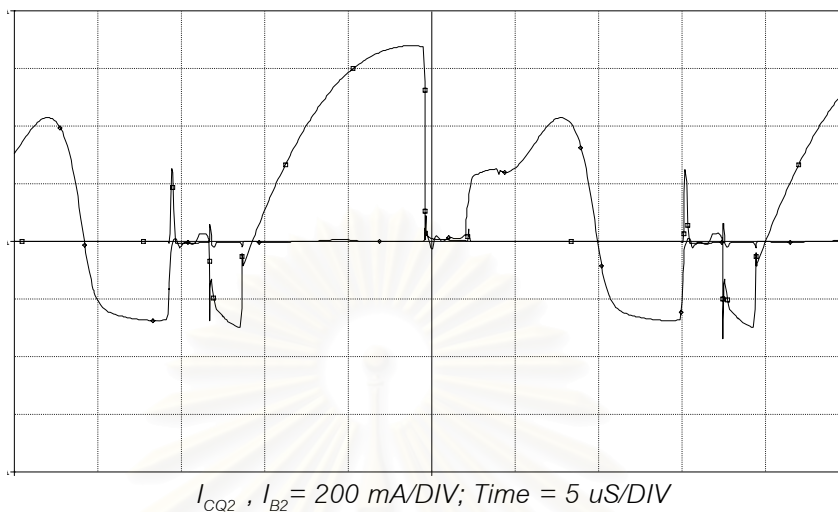


$I_B = 250 \text{ mA/DIV}; \text{Time} = 5 \text{ } \mu\text{S/DIV}$

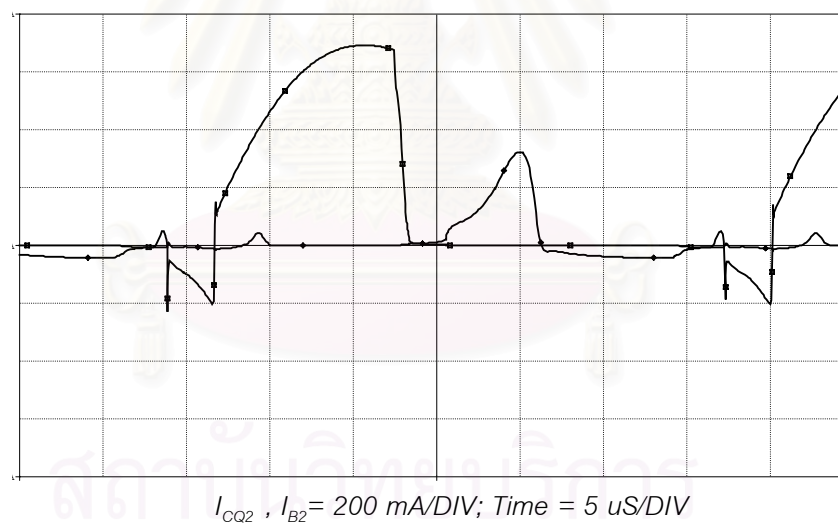
รูปที่ 3.38 รูปคลื่นการขับนำสวิตซ์ผิดจังหวะ เมื่อ  $V_{DC} = 280 \text{ V}$   $C_{ig} = 13 \text{ nF}$

$L = 1.8278 \text{ mH}$ ,  $f_s = 33 \text{ KHz}$ ,  $C_s = 5.3 \text{ nF}$

จากรูปที่ 3.38 แสดงให้เห็นว่าการออกแบบความต้านทาน  $R_B$  ที่แตกต่างกันจะทำให้การเปลี่ยนแปลงกระแสเบสของสวิตซ์ช่วงจะหยุดนำกระแสแตกต่างกัน และทำให้การเหนี่ยวนำที่เกิดจาก  $(di_B/dt)$  มีค่าแตกต่างกันหากออกแบบให้ความต้านทาน  $R_B$  มากขึ้นจะทำให้ทำให้การเหนี่ยวนำของ  $(di_B/dt)$  ลดลงทำให้ลดปัญหาการเกิดการขับนำสวิตซ์ผิดจังหวะได้โดยแสดงการเปรียบเทียบการเกิดการขับนำสวิตซ์ผิดจังหวะดังแสดงในรูปที่ 3.39 -3.40



รูปที่ 3.39 รูปคลื่นการขับนำสวิตซ์ผิดจังหวะ เมื่อ  $V_{dc} = 280 \text{ V}$   $C_{ig} = 13 \text{ nF}$   
 $L = 1.8278 \text{ mH}$ ,  $f_s = 33 \text{ KHz}$ ,  $C_s = 5.3 \text{ nF}$ ,  $N_p:N_s = 3 : 2$ ,  $R_B = 6$



รูปที่ 3.40 รูปคลื่นการขับนำสวิตซ์ผิดจังหวะ เมื่อ  $V_{dc} = 280 \text{ V}$   $C_{ig} = 13 \text{ nF}$   
 $L = 1.8278 \text{ mH}$ ,  $f_s = 33 \text{ KHz}$ ,  $C_s = 5.3 \text{ nF}$ ,  $N_p:N_s = 3 : 2$ ,  $R_B = 65$

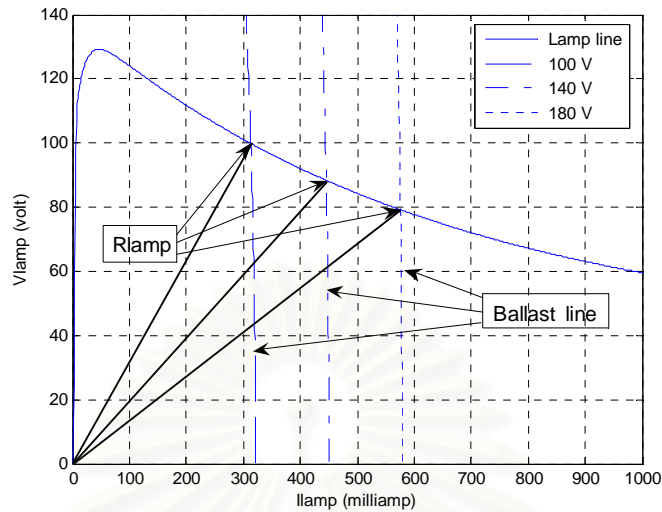


### 3.2.2 ความเค้นที่เกิดจากการทำงานไม่ปกติเมื่อแรงดันด้านเข้าเปลี่ยนแปลง

ในภาวะการทำงานวงจรอินเวอร์เตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะได้รับการออกแบบให้กระแสไหลดล้าหลังแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ( $i_L$  ล้าหลัง  $v_{AB}$ ) อย่างไรก็ดีในบางภาวะของการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ เช่นในภาวะที่แรงดันด้านเข้ามีค่าลดลง ความต้านทานของหลอด ( $R_{lamp}$ ) จะเพิ่มขึ้น ซึ่งทำให้ค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรไหลด ( $Q_p$ ) เพิ่มขึ้น และทำให้กระแสออกของอินเวอร์เตอร์นำหน้าแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์ ( $i_L$  นำหน้า  $v_{AB}$ ) สวิตช์จะไม่สามารถทำงานในภาคแรงดันศูนย์ได้ ทำให้เกิดความเค้นกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ นอกจากนี้ในภาวะที่แรงดันด้านเข้ามีค่าลดลง กระแสไหลด  $i_L$  ของวงจรอินเวอร์เตอร์ลดลงด้วย ส่งผลให้กระแสทำแม่เหล็ก  $i_m$  ลดลงซึ่งจะมีผลทำให้ระดับการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลงลดลง ทำให้เชื้อต่อการเกิดขั้วนำสวิตช์ผิดจังหวะด้วย

#### 3.2.2.1 ความเค้นที่เกิดจากสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ไม่เป็นแบบภาคแรงดันศูนย์

โดยทั่วไปบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะถูกออกแบบให้ทำงานในช่วงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับรอบๆค่าพิกัดโดยยอมให้มีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันด้านเข้าได้ระดับหนึ่ง และห้ามปรับหรือแสงโดยการลดแรงดันด้านเข้าด้วย แต่ในสภาพการใช้งานจริงแรงดันด้านเข้าอาจจะลดลงต่ำกว่าพิกัดที่ได้ถูกออกแบบไว้ซึ่งอาจจะทำให้เกิดปัญหาด้านความเชื่อถือได้ (Reliability) กับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ในภาวะปกติสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์จะทำงานแบบเรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ ( $i_L$  ล้าหลัง  $v_{AB}$ ) และจากการศึกษาพบว่าในบางเงื่อนไขของการออกแบบ การลดลงของแรงดันด้านเข้ามีผลทำให้  $i_L$  นำหน้า  $v_{AB}$  สวิตช์ในวงจรอินเวอร์เตอร์ไม่ทำงานแบบเรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ กล่าวคือเมื่อแรงดันด้านเข้ามีขนาดลดลงจะทำให้กำลังไฟฟ้าที่หลอดมีค่าลดลง ค่าความต้านทานของหลอด ( $R_{lamp}$ ) มีค่าสูงขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 3.41 เนื่องจากหลอดมีค่าความต้านทานพลวัตเป็นลบ [20] และส่งผลให้  $Q_p$  ของวงจรเพิ่มขึ้นและหาก  $Q_p$  มีค่าสูงถึงค่าหนึ่ง ( $i_L$  นำหน้า  $v_{AB}$ ) ทำให้สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ไม่ทำงานเป็นแบบเรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์



รูปที่ 3.41 ความสัมพันธ์ระหว่าง Ballast Line กับ Lamp Line สำหรับแรงดันไฟตรงด้านเข้า 3 ค่า

จากกราฟในรูปที่ 3.41 จะเห็นได้ว่าเมื่อแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ลดลง  $R_{lamp}$  ซึ่งเท่ากับ Slope ของเส้นตรงที่ลากจากจุด Origin ไปยังจุดตัดระหว่างเส้น Ballast Line กับ Lamp Line จะมีค่าเพิ่มขึ้น การหาจุดทำงานโดยวิธีทางกราฟดังแสดงในรูปที่ 3.41 จะทำให้สามารถหาค่า  $R_{lamp}$  เมื่อมีการแปรค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC}$

โดยในอดีตได้มีการศึกษาความเค้นที่เกิดขึ้นจากการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ไม่เป็นแบบภาคแรงดันศูนย์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงขนาดของแรงดันด้านเข้า[9] โดยการศึกษาในอดีตได้อธิบายการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ ในภาวะที่แรงดันด้านเข้าลดลงต่ำกว่าแรงดันที่ได้ ออกแบบไว้ และแสดงรูปคลื่นผลการจำลองในภาวะปรกติดังแสดงในรูปที่ 3.42 เมื่อใช้พารามิเตอร์ ดังนี้ แรงดันไฟตรงด้านเข้า 230 V และความถี่การสวิตช์  $f_s = 40 \text{ kHz}$  โดยที่  $L = 1 \text{ mH}$ ,  $C_{ig} = 5.6 \text{ nF}$  ให้ค่า  $f_r = 67 \text{ kHz}$  และแสดงรูปคลื่นผลการจำลองในภาวะที่แรงดันด้านเข้าลดลงเหลือ 120 V และความถี่การสวิตช์  $f_s = 40 \text{ kHz}$  โดยที่  $L = 1 \text{ mH}$ ,  $C_{ig} = 5.6 \text{ nF}$  ดังในรูปที่ 3.43 ซึ่งงานวิจัยดังกล่าวได้กำหนดให้ความถี่การสวิตช์คงที่ไม่มีการเปลี่ยนแปลงในภาวะที่แรงดันด้านเข้าลดลง ทำให้กระแสไหล  $i_L$  นำหน้าแรงดันของอินเวอร์เตอร์  $v_{AB}$  มาก แต่จากการจำลองการทำงานของบัสลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง[14] พบว่าในภาวะที่แรงดันด้านเข้าลดลงนั้นความถี่การสวิตช์จะมีค่าสูงขึ้นทำให้กระแส  $i_L$  นำหน้าแรงดันของอินเวอร์เตอร์  $v_{AB}$  น้อยมาก และต้องลดแรงดันด้านเข้าลงจนมีค่าประมาณ 50 V จึงทำให้กระแสไหล  $i_L$  นำหน้าแรงดันของอินเวอร์เตอร์  $v_{AB}$  เนื่องจากความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์จะเพิ่มจาก 40 kHz เป็น

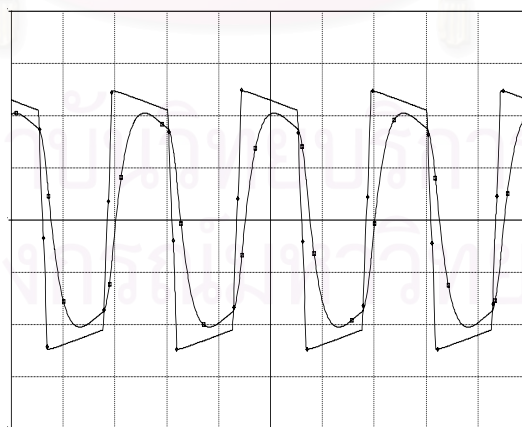
60 kHz ดังแสดงในรูปที่ 3.46 ทำให้ส่วนจินตภาพ (Imaginary part) ของอิมพีแดนซ์รวมของวงจร สมมูลบัลลาสต์อิเล็กทริกในสมการที่ 2.9 โดยให้มีค่าเท่ากับศูนย์ ดังแสดงในสมการที่ 3.37 จะทำให้สามารถหาค่าความต้านทานโหลด  $R_{Critical}$  ที่ทำให้กระแสไหล  $i_L$  และแรงดันออกของ อินเวอร์เตอร์  $v_{AB}$  มีเฟสตรงกันดังแสดงในสมการที่ 3.39

$$L - \frac{R_{Critical}^2 C}{1 + R_{Critical}^2 C^2 \omega_s^2} = 0 \quad (3.37)$$

$$L + R_{Critical}^2 C \left( \frac{\omega_s}{\omega_o} \right)^2 - R_{Critical}^2 C = 0 \quad (3.38)$$

$$R_{Critical} = \frac{Z_o^2}{\sqrt{1 - \left( \frac{\omega_s}{\omega_o} \right)^2}} = \frac{Z_o}{\sqrt{1 - \omega_n^2}} \quad (3.39)$$

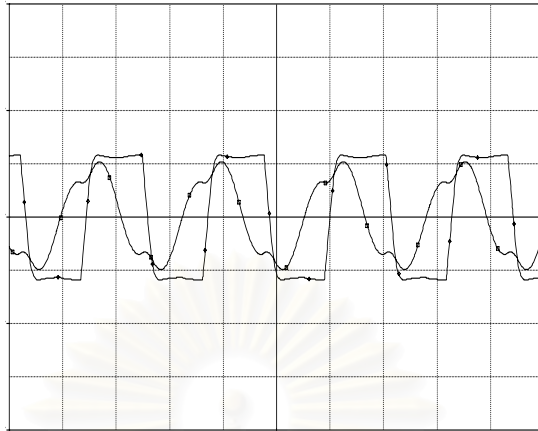
จากสมการที่ 3.39 จะเห็นได้ว่าหากความถี่การสวิตช์มีค่าเพิ่มขึ้นจะทำให้ความต้านทานโหลดมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย ดังนั้นเมื่อลดแรงดันไฟตงด้านเข้าแล้วความถี่การสวิตช์สูงขึ้นจึงทำให้สามารถลดแรงดันด้านเข้าได้มากขึ้นกว่าที่กระแสไหล  $i_L$  และแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์  $v_{AB}$  มีลำดับเฟสตรงกัน



$v_{AB} : 50V/div$  ,  $i_L : 200mA/div$  ,  $TIME : 10\mu s/div$

รูปที่ 3.42 รูปคลื่นผลการจำลอง  $v_{AB}$  และ  $i_L$  ที่แรงดันด้านเข้า 230 V ความถี่การสวิตช์

$f_s = 40 \text{ kHz}$  ,  $L = 1mH$  ,  $C_{ig} = nF$



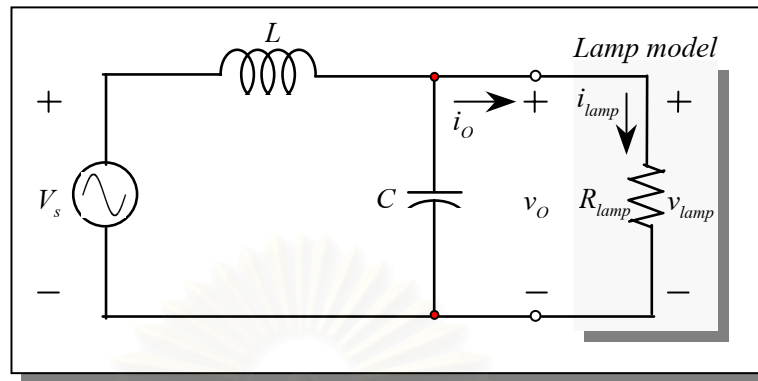
$v_{AB} : 50V/div , i_L : 200mA/div , TIME : 10\mu S/div$

รูปที่ 3.43 รูปคลื่นผลการจำลอง  $v_{AB}$  และ  $i_L$  ที่แรงดันด้านเข้า 120 V ความถี่การสวิตช์

$$f_s = 40 \text{ kHz} , L = 1\text{mH}, C_{ig} = \quad \text{nF}$$

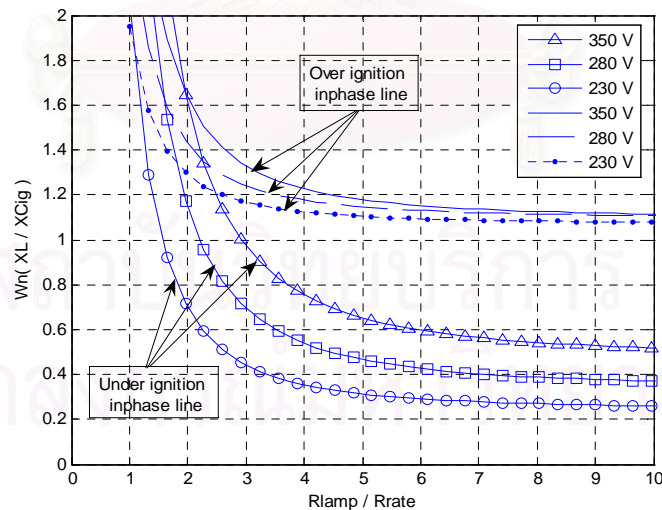
วิทยานิพนธ์นี้ศึกษาผลของขนาด  $R_{lamp}$  และการเปลี่ยนแปลงแรงดันด้านเข้าต่อการทำงานของสวิตช์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และความสัมพันธ์ของความต้านทาน  $R_{lamp} / R_{rate}$  และ  $\omega_n$  สำหรับค่าของวงจรโหลด ตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และ ตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  แต่ละคู่ กับแรงดันไฟตรงด้านเข้า ( $V_{dc}$ ) ค่าต่างๆกันที่สวิตช์ยังคงทำงานแบบเรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ ซึ่งความสัมพันธ์ดังกล่าวยังขึ้นอยู่กับแรงดันที่พิกัดด้วย การศึกษาดังกล่าวจะทำให้ทราบถึงสาเหตุและปัญหาที่เกิดขึ้นกับบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์เมื่อนำไปใช้งานที่แรงดันด้านเข้าลดลงต่ำกว่าค่าการออกแบบ เพื่อเป็นแนวทางในการแก้ไขสำหรับการออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ให้เหมาะสมกับสภาพการใช้งานจริง จากรูปที่ 3.34 เป็นวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนานโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์สวิตช์ทำงานในภาคแรงดันศูนย์ต่อร่วมกับโหลดฟลูออเรสเซนต์ ซึ่งประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำที่ทำหน้าที่ควบคุมกระแสผ่านโหลด  $L$  และตัวเก็บประจุที่เป็นทางผ่านของกระแสแล้วโหลด  $C_{ig}$  การทำงานของวงจรได้อธิบายไว้ใน บทที่ 2

การวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์ใช้วงจรสมมูลในรูปที่ 3.44 ซึ่งในภาวะการทำงานปกติหลังจากโหลดฟลูออเรสเซนต์จุดติดแล้วจะมีกระแสไหลผ่านโหลดทำให้ค่าความต้านทานสมมูลของโหลดฟลูออเรสเซนต์ ( $R_{lamp}$ ) ลดลงเท่ากับค่าที่พิกัด โดยที่ค่าความต้านทานสมมูลได้โหลด ( $R_{r1}, R_{r2}$ ) ที่มีค่าน้อยมากสามารถละเลยได้ ดังแสดงในรูปที่ 3.44



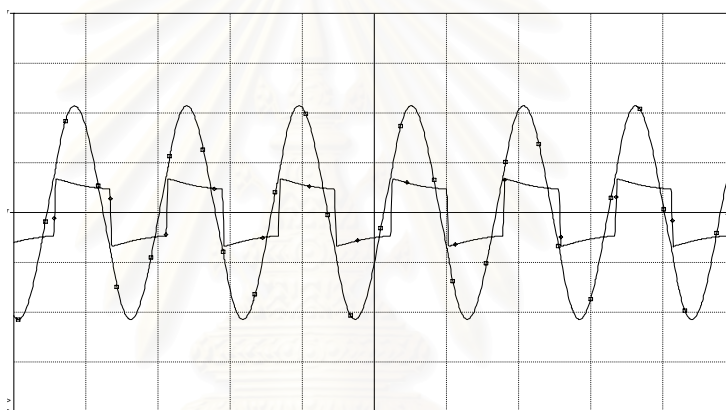
รูปที่ 3.44 วงจรสมมูลของวงจรอินเวอร์เตอร์ในขณะทำงานปกติ

จากวงจรสมมูลของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 3.44 การออกแบบค่า  $L$  ,  $C_{ig}$  ให้โหลดมีกำลังพิกัด สามารถแยกการออกแบบค่า  $L$  ,  $C_{ig}$  ออกเป็น 2 กลุ่ม ในแต่ละกลุ่มจะใช้แรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC}$  3 ค่าในการออกแบบ โดยกลุ่มแรกจะออกแบบให้กระแสไหลตลอดจนจุดโหลดนำหน้าแรงดันของอินเวอร์เตอร์ กลุ่มที่ 2 จะออกแบบให้กระแสไหลตลอดจนจุดโหลดล่าหลังแรงดันของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งทำให้ได้ความสัมพันธ์ของความต้านทานโหลด  $R_{lamp} / R_{rate}$  และ  $\omega_n$  สำหรับค่าของวงจรโหลด ตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และ ตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  แต่ละคู่ ดังแสดงในรูปที่ 3.45



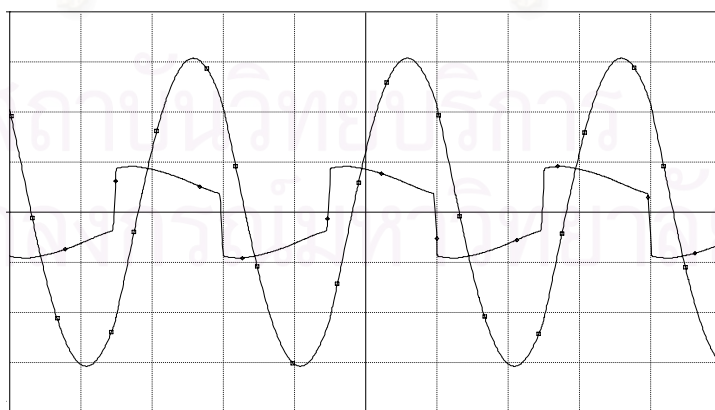
รูปที่ 3.45 ความสัมพันธ์ของความต้านทาน  $R_{lamp} / R_{rate}$  และ  $\omega_n$  สำหรับค่าของวงจร โหลด ตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และ ตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  แต่ละคู่

จากรูปที่ 3.45 จะเห็นได้ว่าการออกแบบค่า  $L$  ,  $C_{ig}$  ให้ความถี่เรโซแนนซ์  $f_r$  สูงกว่าความถี่การสวิตช์  $f_s$  เมื่อแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ลดลงจะทำให้กระแสไหลคมีโอกาสนำหน้าแรงดันของอินเวอร์เตอร์ ซึ่งค่าของ  $L$  ,  $C_{ig}$  ที่ออกแบบจากแรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC}$  คำน้อย จะไวต่อการลดแรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC}$  ทำให้การทำงานจะเปลี่ยนจากภาวะกระแสล้าหลังแรงดันเป็นกระแสนำหน้าแรงดัน ดังแสดงในรูปที่ 3.46 อันจะมีผลทำให้สวิตช์ไม่สามารถทำงานแบบเรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ได้ แต่ในทางกลับกันการออกแบบค่า  $L$  ,  $C_{ig}$  โดยให้กระแสไหลคตอนจุดไหลคล้าหลังแรงดันของอินเวอร์เตอร์ ไม่ว่าจะแรงดันด้านเข้าจะลดลงมากเท่าใดก็ตามการทำงานจะไม่เปลี่ยนจากภาวะกระแสล้าหลังแรงดันเป็นกระแสนำหน้าแรงดัน ดังแสดงในรูปที่ 3.47



$$v_{AB} = 50V/div ; i_L = 0.2 A/div ; Time = 100 us/div$$

รูปที่ 3.46 รูปคลื่นผลการจำลอง  $i_L$  และ  $v_{AB}$  ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า 50 โวลท์  
เมื่อ  $L = 1mH, C_{ig} = 5.6 nF, f_s = 60 kHz$



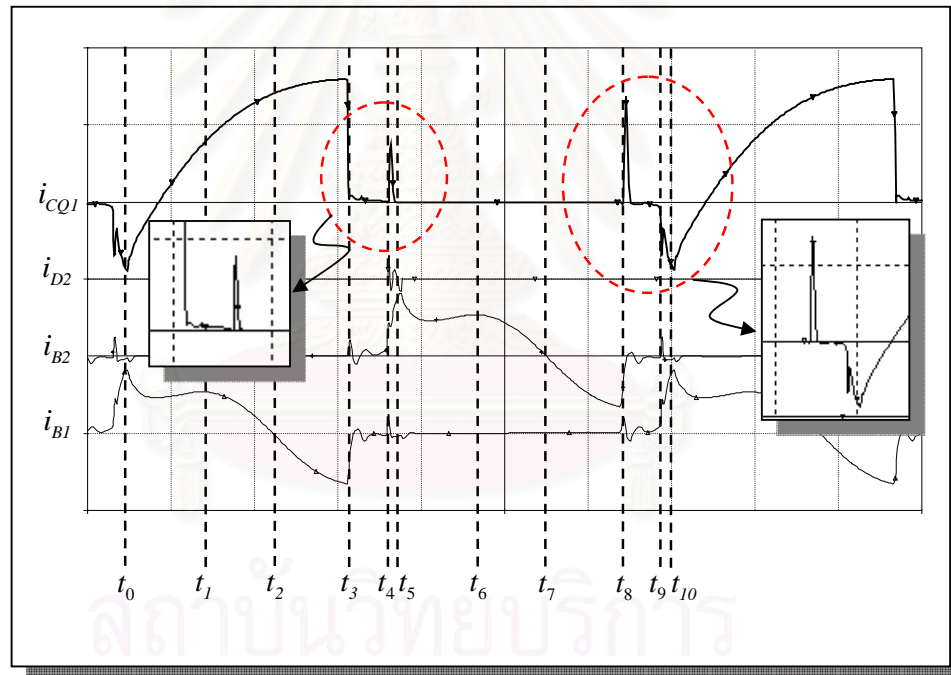
$$v_{AB} = 50V/div ; i_L = 0.2 A/div ; Time = 100 us/div$$

รูปที่ 3.47 รูปคลื่นผลการจำลอง  $i_L$  และ  $v_{AB}$  ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า 50 โวลท์  
เมื่อ  $L = 1.4143mH, C_{ig} = 20 nF, f_s = 31.65 kHz$



### 3.2.2.2 ความเค้นที่เกิดจากการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะ

จากการศึกษาสาเหตุของการเกิดความเค้นในบทที่ 2 ทำให้ทราบว่าระดับการอิมิตัวของแกนหม้อแปลงนั้นมีผลต่อการเกิดการขับนำสวิตช์ผิดพลาดได้ ซึ่งในภาวะที่แรงดันด้านเข้ามีค่าลดลงนั้นทำให้กระแสไหล  $i_L$  ของวงจรถออินเวอร์เตอร์ลดลง ส่งผลให้กระแสทำแม่เหล็ก  $i_m$  ลดลงด้วยซึ่งจะมีผลให้ระดับการอิมิตัวของแกนหม้อแปลงลดลงจึงเป็นสาเหตุให้เอื้อต่อการเกิดขับนำสวิตช์ผิดจังหวะ ซึ่งมี 2 ลักษณะ คือ การขับนำสวิตช์ก่อนที่สวิตช์ควรจะนำกระแส และการขับนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์เพิ่งหยุดนำกระแส ลักษณะดังกล่าวทำให้มีกำลังสูญเสียในสวิตช์สูงกว่าปรกติและมีความเค้นสูงเกิดขึ้นกับสวิตช์ไวงานซึ่งมีผลทำให้สวิตช์มีอายุการใช้งานสั้นลง ซึ่งสามารถแสดงการเกิดการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะทั้ง 2 ลักษณะ ดังแสดงในรูปที่ 3.48



$$i_{B1}, i_{B2}, i_{CQ1}, i_{D1} = 200 \text{ mA/DIV} ; \text{Time} = 5 \text{ } \mu\text{s/DIV}$$

รูปที่ 3.48 รูปคลื่นกระแสต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันด้านเข้าลดลงเหลือ 200 V

$$\text{และ } L = 2.3195 \text{ mH}, C_{ig} = 10 \text{ nF}$$

## บทที่ 4

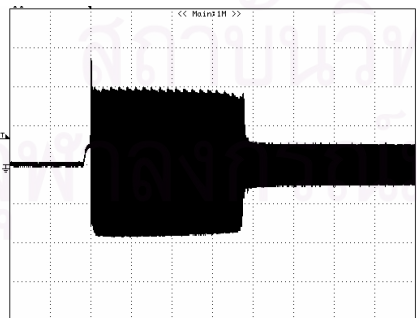
### ผลการทดสอบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง

#### 4.1 บทนำ

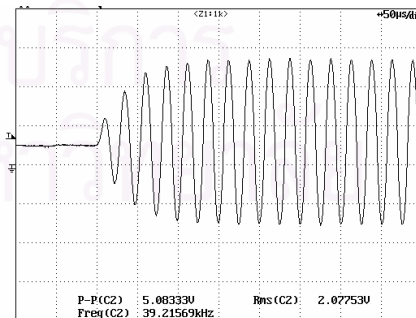
ในบทที่ 3 ได้ศึกษาผลการออกแบบที่แตกต่างกันต่อความเค้นของอุปกรณ์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และศึกษาแนวทางในการลดความเค้นต่างๆ ที่เกิดขึ้น ในบทนี้แสดงผลการทดลองเพื่อทดสอบความถูกต้องของแนวทางการลดความเค้นที่น่าเสนอ โดยเปรียบเทียบกับผลการคำนวณทางทฤษฎีในบทที่ 3

#### 4.2 ผลการทดสอบความเค้นที่เกิดขึ้นเนื่องจากการจุดหลอดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

การทดสอบผลของการออกแบบวงจรโหนดอินเวอร์เตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่แตกต่างกันในช่วงการจุดหลอด ซึ่งหลอดฟลูออเรสเซนต์ต้องการแรงดันสูงที่เพียงพอในการจุดหลอดให้ติดสว่างและทำงานที่กำลังออกเท่ากับปกติในภาวะการทำงานปกติ ในการจุดหลอดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์จะสร้างแรงดันสูงโดยการเรโซแนนซ์ของวงจรโหนดของอินเวอร์เตอร์ที่ความต้านทานหลอดฟลูออเรสเซนต์ขณะจุดหลอดเป็นอนันต์ รูปคลื่นของแรงดันเปิดวงจรในช่วงจุดหลอด  $v_{ig}$  และกระแสผ่านไส้หลอดในช่วงจุดหลอด  $i_{ig}$  ดังแสดงในรูปที่ 4.1 – 4.18 โดยได้แบ่งการทดสอบออกเป็น 3 กรณี คือแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์เป็น 350 V, 280 V, 230 V ตามลำดับสำหรับแรงดันแต่ละค่าได้เลือกค่าอุปกรณ์ของวงจรโหนดคือ ค่าเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ต่างกัน ดังแสดงในตารางที่ 3.1 บทที่ 3



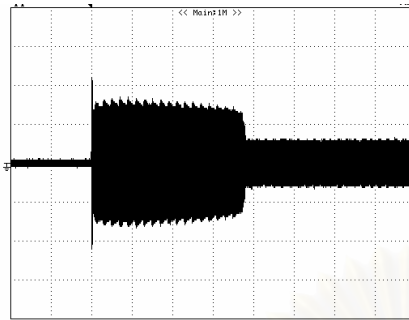
$v_{ig}$ :250V/div , TIME : 50ms/div



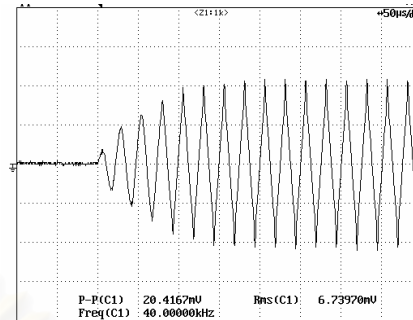
$v_{ig}$ :250V/div , TIME : 50us/div

รูปที่ 4.1 รูปคลื่นแรงดันขณะจุดหลอด  $v_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 350$  V สำหรับค่า  $L = 2.3195$  mH

$C_{ig} = 10$  nF  $f_s = 39.215$  kHz เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ที่ความถี่ 33 kHz

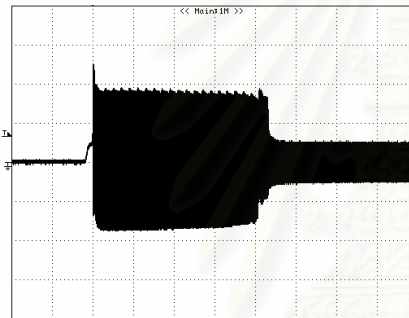


$i_{ig}: 1 \text{ A/div}$ , TIME : 50ms/div

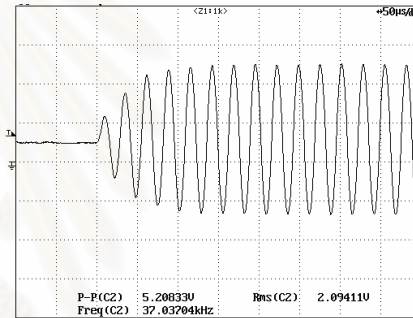


$i_{ig}: 1 \text{ A/div}$ , TIME : 50us/div

รูปที่ 4.2 รูปคลื่นกระแสจุดหลอด  $i_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 350 \text{ V}$  สำหรับค่า  $L = 2.3195 \text{ mH}$   
 $C_{ig} = 10 \text{ nF}$   $f_s = 40 \text{ kHz}$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ที่ความถี่ 33 kHz

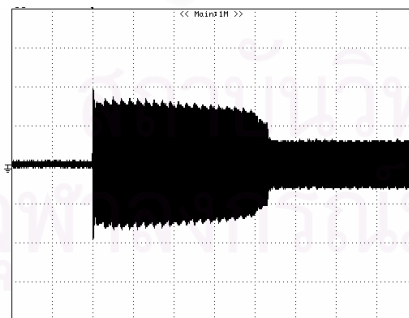


$v_{ig}: 250\text{V/div}$ , TIME : 50ms/div

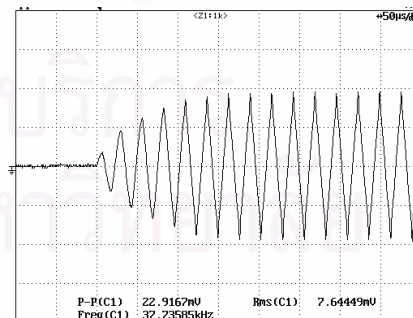


$v_{ig}: 250\text{V/div}$ , TIME : 50us/div

รูปที่ 4.3 รูปคลื่นแรงดันจุดหลอด  $v_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 350 \text{ V}$  สำหรับค่า  $L = 2.3098 \text{ mH}$   
 $C_{ig} = 11 \text{ nF}$   $f_s = 37.037 \text{ kHz}$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ที่ความถี่ 33 kHz

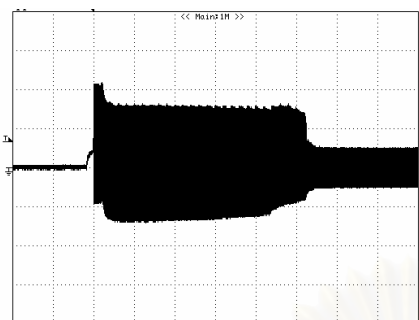


$i_{ig}: 1 \text{ A/div}$ , TIME : 50ms/div

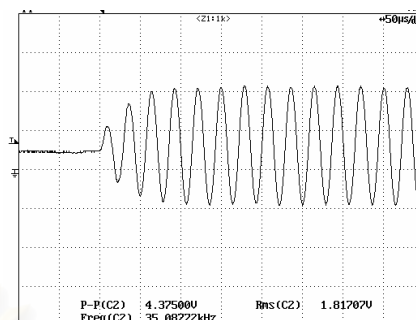


$i_{ig}: 1 \text{ A/div}$ , TIME : 50us/div

รูปที่ 4.4 รูปคลื่นกระแสจุดหลอด  $i_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 350 \text{ V}$  สำหรับค่า  $L = 2.3098 \text{ mH}$   
 $C_{ig} = 11 \text{ nF}$   $f_s = 37.735 \text{ kHz}$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ที่ความถี่ 33 kHz

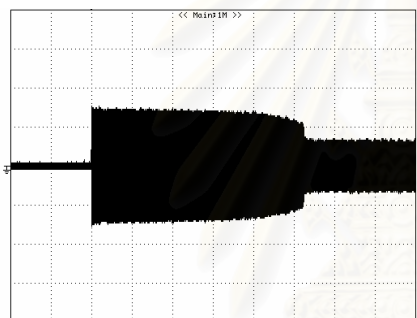


$v_{ig}$ :250V/div , TIME : 50ms/div

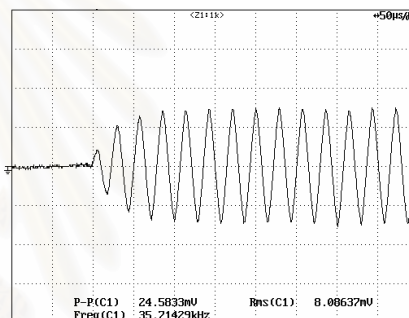


$v_{ig}$ :250V/div , TIME : 50us/div

รูปที่ 4.5 รูปคลื่นแรงดันจุดโหลด  $v_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 350 V$  สำหรับค่า  $L = 2.2364 mH$   
 $C_{ig} = 14 nF$   $f_s = 35.08 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ที่ความถี่ 33 kHz

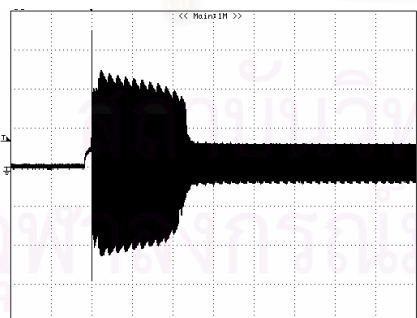


$i_{ig}$ :1 A/div , TIME : 50ms/div

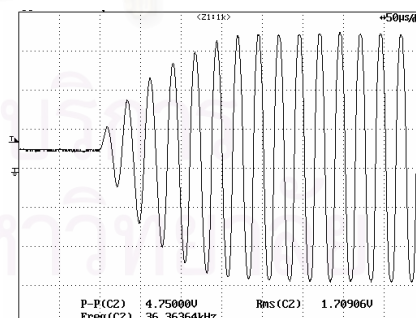


$i_{ig}$ :1 A/div , TIME : 50us/div

รูปที่ 4.6 รูปคลื่นกระแสจุดโหลด  $i_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 350 V$  สำหรับค่า  $L = 2.2364 mH$   
 $C_{ig} = 14 nF$   $f_s = 35.714 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ที่ความถี่ 33 kHz

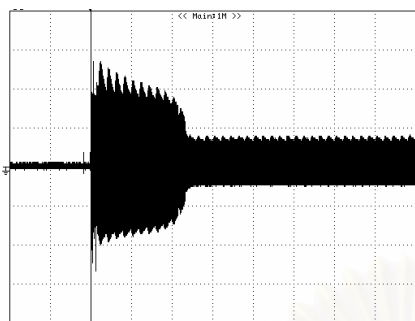


$v_{ig}$ :250V/div , TIME : 50ms/div

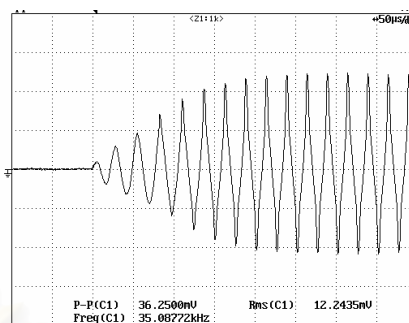


$v_{ig}$ :250V/div , TIME : 50us/div

รูปที่ 4.7 รูปคลื่นแรงดันจุดโหลด  $v_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 280 V$  สำหรับค่า  $L = 1.8278 mH$   
 $C_{ig} = 13 nF$   $f_s = 36.363 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ที่ความถี่ 33 kHz

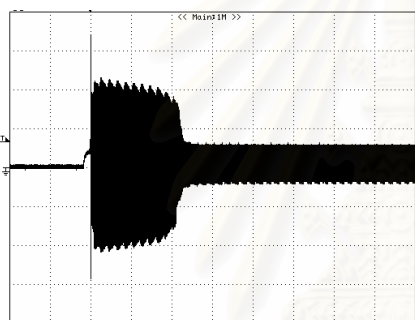


$i_{ig}: 2 \text{ A/div}$ ,  $\text{TIME} : 50 \text{ ms/div}$

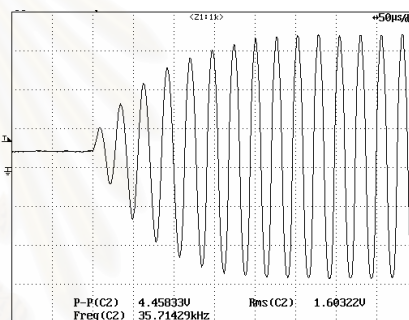


$i_{ig}: 2 \text{ A/div}$ ,  $\text{TIME} : 50 \mu\text{s/div}$

รูปที่ 4.8 รูปคลื่นกระแสจุดหลอด  $i_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 280 \text{ V}$  สำหรับค่า  $L = 1.8278 \text{ mH}$   
 $C_{ig} = 13 \text{ nF}$   $f_s = 35.087 \text{ kHz}$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ที่ความถี่ 33 kHz

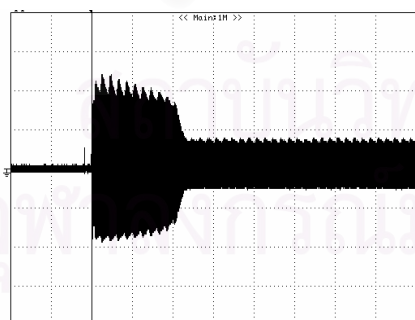


$v_{ig}: 250 \text{ V/div}$ ,  $\text{TIME} : 50 \text{ ms/div}$

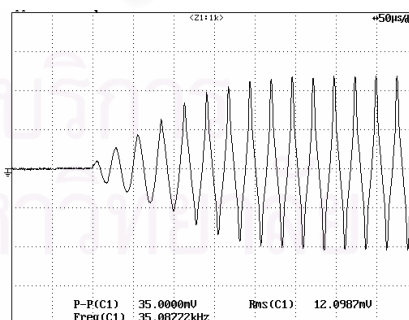


$v_{ig}: 250 \text{ V/div}$ ,  $\text{TIME} : 50 \mu\text{s/div}$

รูปที่ 4.9 รูปคลื่นแรงดันจุดหลอด  $v_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 280 \text{ V}$  สำหรับค่า  $L = 1.8171 \text{ mH}$   
 $C_{ig} = 14 \text{ nF}$   $f_s = 35.714 \text{ kHz}$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ที่ความถี่ 33 kHz

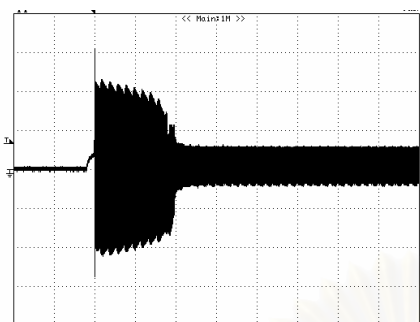


$i_{ig}: 2 \text{ A/div}$ ,  $\text{TIME} : 50 \text{ ms/div}$

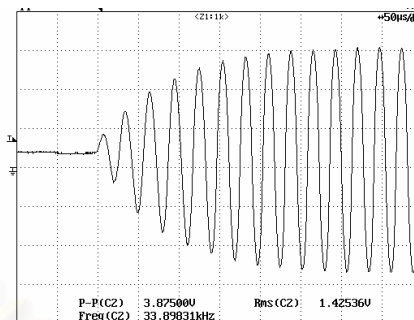


$i_{ig}: 2 \text{ A/div}$ ,  $\text{TIME} : 50 \mu\text{s/div}$

รูปที่ 4.10 รูปคลื่นกระแสจุดหลอด  $i_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 280 \text{ V}$  สำหรับค่า  $L = 1.8171 \text{ mH}$   
 $C_{ig} = 14 \text{ nF}$   $f_s = 35.087 \text{ kHz}$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ที่ความถี่ 33 kHz

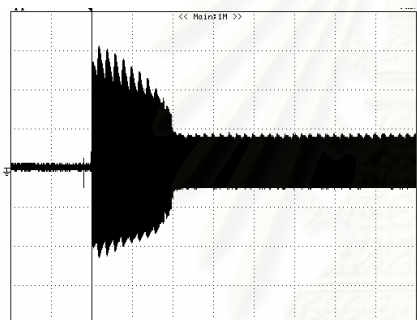


$v_{ig}: 250V/div$ ,  $TIME: 50ms/div$

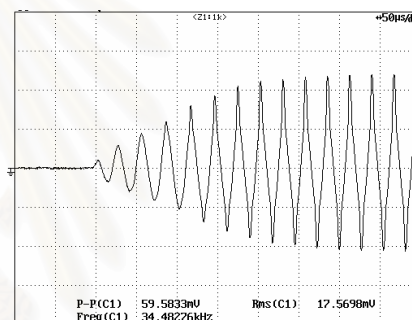


$v_{ig}: 250V/div$ ,  $TIME: 50us/div$

รูปที่ 4.11 รูปคลื่นแรงดันจุดโหลด  $v_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 280 V$  สำหรับค่า  $L = 1.7551 mH$   
 $C_{ig} = 17 nF$   $f_s = 33.898 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ที่ความถี่ 33 kHz

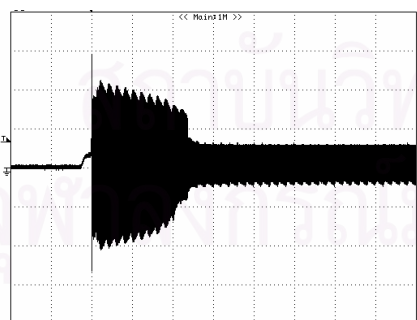


$i_{ig}: 2 A/div$ ,  $TIME: 50ms/div$

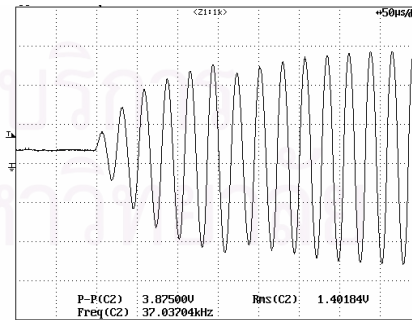


$i_{ig}: 2 A/div$ ,  $TIME: 50us/div$

รูปที่ 4.12 รูปคลื่นกระแสจุดโหลด  $i_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 280 V$  สำหรับค่า  $L = 1.7551 mH$   
 $C_{ig} = 17 nF$   $f_s = 34.482 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ที่ความถี่ 33 kHz



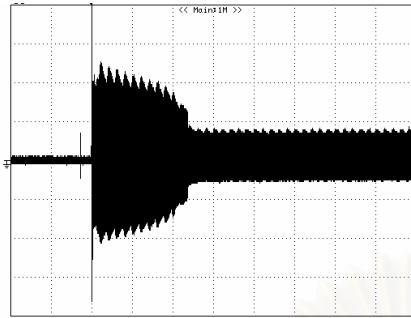
$v_{ig}: 250V/div$ ,  $TIME: 50ms/div$



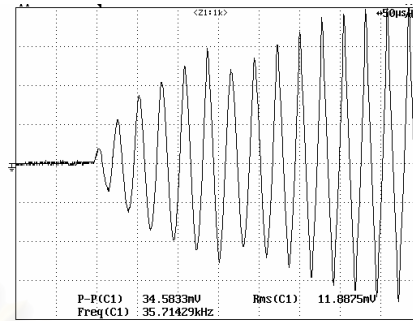
$v_{ig}: 250V/div$ ,  $TIME: 50us/div$

รูปที่ 4.13 รูปคลื่นแรงดันจุดโหลด  $v_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 230 V$  สำหรับค่า  $L = 1.4732 mH$   
 $C_{ig} = 16 nF$   $f_s = 37.037 kHz$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ที่ความถี่ 33 kHz



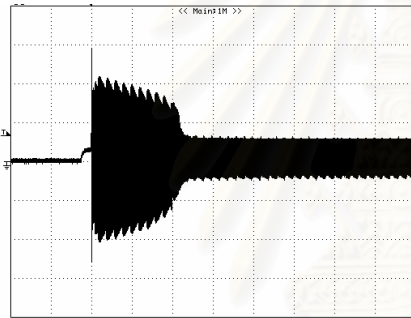


$i_{ig}:1 \text{ A/div}$  ,  $\text{TIME} : 50\text{ms/div}$

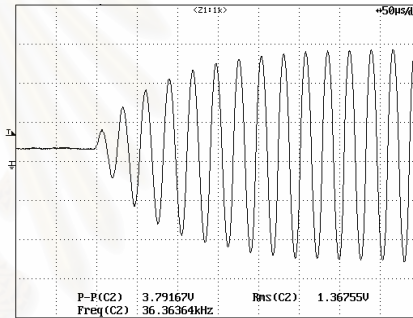


$i_{ig}:1 \text{ A/div}$  ,  $\text{TIME} : 50\mu\text{s/div}$

รูปที่ 4.14 รูปคลื่นกระแสจุดหลอด  $i_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 230 \text{ V}$  สำหรับค่า  $L = 1.4732 \text{ mH}$   
 $C_{ig} = 16 \text{ nF}$   $f_s = 35.714 \text{ kHz}$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ที่ความถี่ 33 kHz

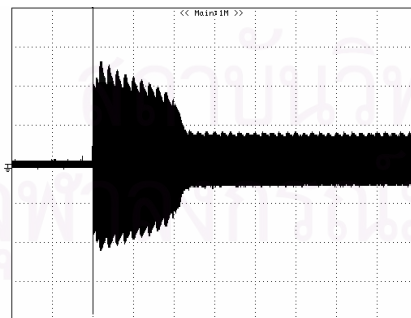


$v_{ig}:250\text{V/div}$  ,  $\text{TIME} : 50\text{ms/div}$

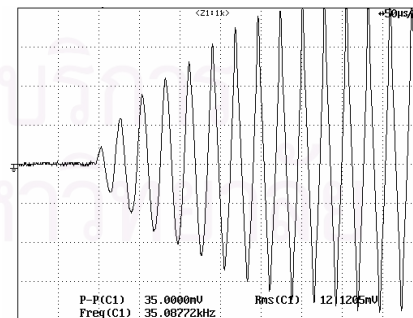


$v_{ig}:250\text{V/div}$  ,  $\text{TIME} : 50\mu\text{s/div}$

รูปที่ 4.15 รูปคลื่นแรงดันจุดหลอด  $v_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 230 \text{ V}$  สำหรับค่า  $L = 1.4632 \text{ mH}$   
 $C_{ig} = 17 \text{ nF}$   $f_s = 36.36 \text{ kHz}$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ที่ความถี่ 33 kHz

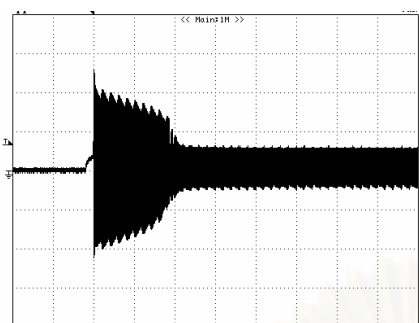


$i_{ig}:1 \text{ A/div}$  ,  $\text{TIME} : 50\text{ms/div}$

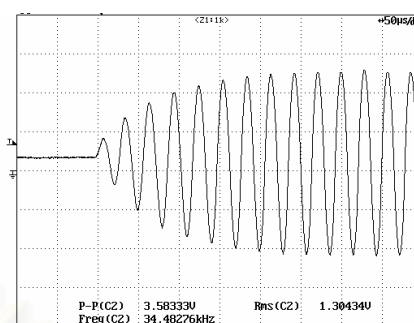


$i_{ig}:1 \text{ A/div}$  ,  $\text{TIME} : 50\mu\text{s/div}$

รูปที่ 4.16 รูปคลื่นกระแสจุดหลอด  $i_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 230 \text{ V}$  สำหรับค่า  $L = 1.4632 \text{ mH}$   
 $C_{ig} = 17 \text{ nF}$   $f_s = 35.08 \text{ kHz}$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ที่ความถี่ 33 kHz



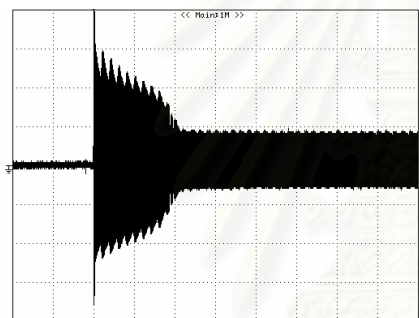
$v_{ig}: 250\text{V/div}$ ,  $\text{TIME}: 50\text{ms/div}$



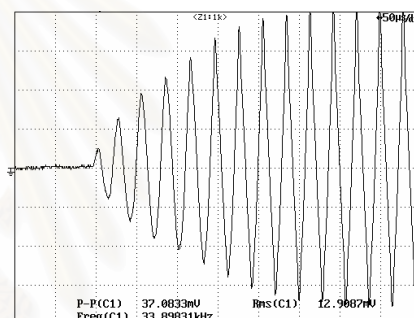
$v_{ig}: 250\text{V/div}$ ,  $\text{TIME}: 50\mu\text{s/div}$

รูปที่ 4.17 รูปคลื่นแรงดันจุดโหลด  $v_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 230\text{ V}$  สำหรับค่า  $L = 1.4143\text{ mH}$

$C_{ig} = 20\text{ nF}$ ,  $f_s = 34.48\text{ kHz}$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ที่ความถี่ 33 kHz



$i_{ig}: 1\text{ A/div}$ ,  $\text{TIME}: 50\text{ms/div}$



$i_{ig}: 1\text{ A/div}$ ,  $\text{TIME}: 50\mu\text{s/div}$

รูปที่ 4.18 รูปคลื่นกระแสจุดโหลด  $i_{ig}$  เมื่อ  $V_{DC} = 230\text{ V}$  สำหรับค่า  $L = 1.4143\text{ mH}$

$C_{ig} = 20\text{ nF}$ ,  $f_s = 33.898\text{ kHz}$  เพื่อให้ได้กำลังออกที่พิกัด 32 วัตต์ที่ความถี่ 33 kHz

จากรูปที่ 4.1- 4.18 แสดงรูปคลื่นแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์ขณะจุดโหลด สำหรับค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC}$  และค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ของวงจรโหลดที่แตกต่างกันโดยสามารถแสดงความสัมพันธ์ขนาดของแรงดัน และกระแสเปิดวงจรขณะจุดโหลด กับค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ของวงจรโหลด ได้ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ความสัมพันธ์ของกระแสและแรงดันในขณะจุดโหลดกับค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และ ตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ของวงจรโหลด

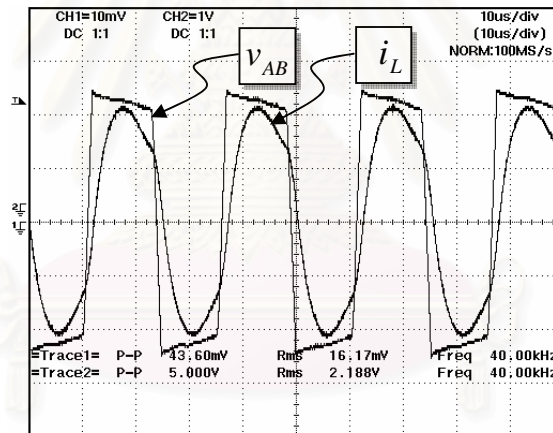
$V_{DC}(V)$	$f_{sig}(kHz)$	$L(mH)$	$C_{ig}(nF)$	$f_r(kHz)$	$f_s/f_r$	$i_{ig}(A)$	$v_{igP}(V)$	$i_{igP}(A)$
350	40	2.3195	10	33	1.21	1.5	660	2.1
350	37.5	2.3098	11	31.6	1.19	1.65	620	1.8
350	35.4	2.2364	14	28.4	1.24	1.4	520	1.4
280	36.2	1.8278	13	32.7	1.11	1.8	875	4.5
280	35.4	1.8171	14	31.6	1.12	2.2	850	4.4
280	34.1	1.7551	17	29.1	1.17	2.65	750	4.2
230	36.5	1.4732	16	32.8	1.11	2.2	730	3.8
230	35.7	1.4632	17	31.9	1.12	2.45	660	3.9
230	34.2	1.4143	20	29.9	1.14	2.7	625	3.8

จากตารางที่ 4.1 แสดงให้เห็นว่าในการเลือกค่าของตัวเหนี่ยวนำ  $L$  และตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ของวงจรโหลดที่แตกต่างกัน จะทำให้ขนาดของแรงดันและกระแสจุดโหลดที่แตกต่างกัน โดยถ้าเลือกค่าตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ที่มีค่าต่ำๆจะทำให้สามารถช่วยลดขนาดกระแสของอินเวอร์เตอร์ช่วงจุดโหลดลงได้ ซึ่งก็จะช่วยให้อุปกรณ์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์และโหลดฟลูออเรสเซนต์มีความเครียดน้อยลงและมีอายุการใช้งานนานขึ้น

#### 4.3 ผลการทดสอบความเค้นที่เกิดเนื่องจากการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ไม่เป็นแบบภาคแรงดันศูนย์

เพื่อทดสอบผลการคำนวณทางทฤษฎี ได้ออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ของวงจรโหลด เพื่อให้โหลดมีกำลังที่พิกัด 32 W โดยเปรียบเทียบการออกแบบวงจรโหลดแตกต่างกัน 2 กรณี กรณีแรกจะให้ความถี่การสวิตช์ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_s < f_r$ ) ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์มีค่า 230 V และความถี่การสวิตช์  $f_s = 40$  kHz โดยที่  $L = 1$  mH  $C_{ig} = 5.6$  nF ให้ค่า  $f_r = 67$  kHz ซึ่งสูงกว่า  $f_s$  และกรณีที่ 2 ออกแบบค่า ตัวเหนี่ยวนำ  $L$  ตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ของวงจรโหลด เมื่อให้ความถี่การสวิตช์สูงกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ( $f_s > f_r$ ) โดยโหลดมีกำลังพิกัด 32 W ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์มีค่า 230 V และความถี่การสวิตช์

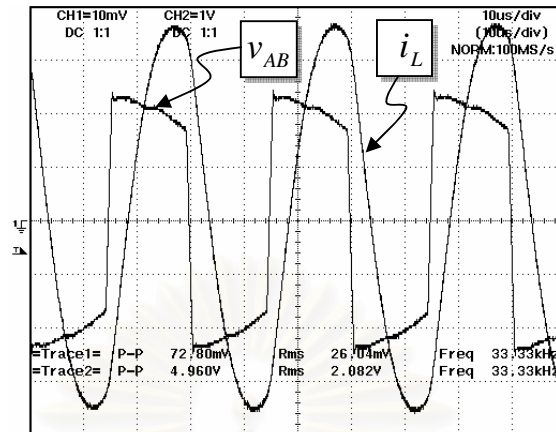
$f_s = 33 \text{ kHz}$  โดยที่  $L = 1.4143 \text{ mH}$ ,  $C_{ig} = 20 \text{ nF}$  ให้ค่า  $f_r = 30 \text{ kHz}$  ซึ่งต่ำกว่า  $f_s$  ได้แสดงรูปคลื่นกระแสออก  $i_L$  และแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์  $v_{AB}$  สำหรับเงื่อนไขการออกแบบที่แตกต่างกันจะเห็นได้ว่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าที่พิกัด กระแสไหล  $i_L$  จะล้าหลังแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์  $v_{AB}$  ทั้งสองกรณีดังแสดงในรูปที่ 4.19 - 4.20 แต่เมื่อลดแรงดันไฟตรงด้านเข้าจากพิกัดลดลงเหลือ  $50 \text{ V}$  จะทำให้ความต้านทานสมมูลของหลอดฟลูออเรสเซนต์  $R_{lamp}$  เพิ่มขึ้นทำให้กระแสไหล  $i_L$  จะนำหน้าแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์  $v_{AB}$  ในกรณีที่เรากลับมาออกแบบให้  $f_s < f_r$  ดังแสดงในรูปที่ 3.21 ซึ่งจะทำให้เกิดความเค้นในสวิตช์และกำลังสูญเสียเพิ่มมากขึ้น อันจะเป็นผลเสียต่ออายุการใช้งานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ แต่กรณีออกแบบให้  $f_s > f_r$  กระแสไหล  $i_L$  ยังคงล้าหลังแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์  $v_{AB}$  ต่อไปแสดงดังรูปที่ 3.22 โดยผลการจำลองการทำงานในรูปที่ 3.37 - 3.38 และผลการทดลองในรูปที่ 4.21 - 4.22 มีลักษณะใกล้เคียงกัน



$v_{AB} : 50\text{V/div}$ ,  $i_L : 200\text{mA/div}$ ,  $\text{TIME} : 10\mu\text{s/div}$

รูปที่ 4.19 รูปคลื่นผลการทดลอง  $v_{AB}$  และ  $i_L$  ที่แรงดันด้านเข้า  $230 \text{ V}$  ความถี่การสวิตช์

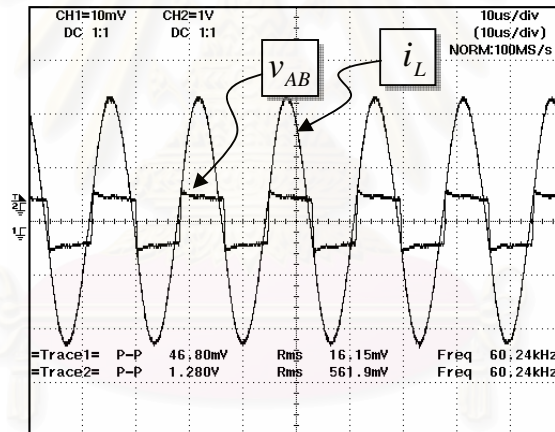
$$f_s = 40 \text{ kHz}, L = 1\text{mH}, C_{ig} = \quad \text{nF}$$



$v_{AB} : 50V/div$  ,  $i_L : 200mA/div$  ,  $TIME : 10\mu s/div$

รูปที่ 4.20 รูปคลื่นผลการทดลอง  $v_{AB}$  และ  $i_L$  ที่แรงดันด้านเข้า 230 V ความถี่การสวิตช์

$$f_s = 33 \text{ kHz} , L = 1.4143mH, C_{ig} = 20nF$$

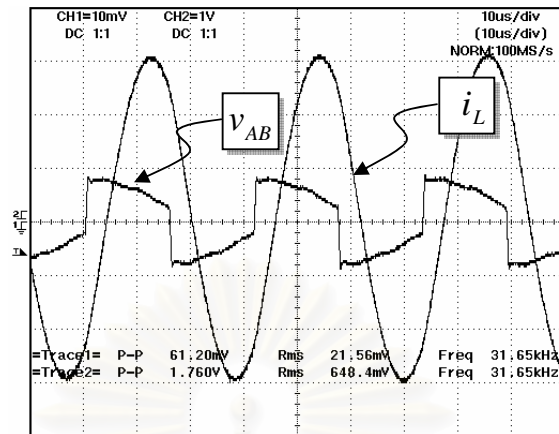


$v_{AB} : 50V/div$  ,  $i_L : 200mA/div$  ,  $TIME : 10\mu s/div$

รูปที่ 4.21 รูปคลื่นผลการทดลอง  $v_{AB}$  และ  $i_L$  ที่แรงดันด้านเข้า 50 V ความถี่การสวิตช์

$$f_s = 60.24 \text{ kHz} , L = 1mH, C_{ig} = \quad nF$$

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



$v_{AB} : 50V/div$  ,  $i_L : 200mA/div$  ,  $TIME : 10\mu s/div$

รูปที่ 4.22 รูปคลื่นผลการทดลอง  $v_{AB}$  และ  $i_L$  ที่แรงดันด้านเข้า 50 V ความถี่การสวิตช์

$$f_s = 31.65 \text{ kHz} , L = 1.4143 \text{ mH} , C_{ig} = 20 \text{ nF}$$

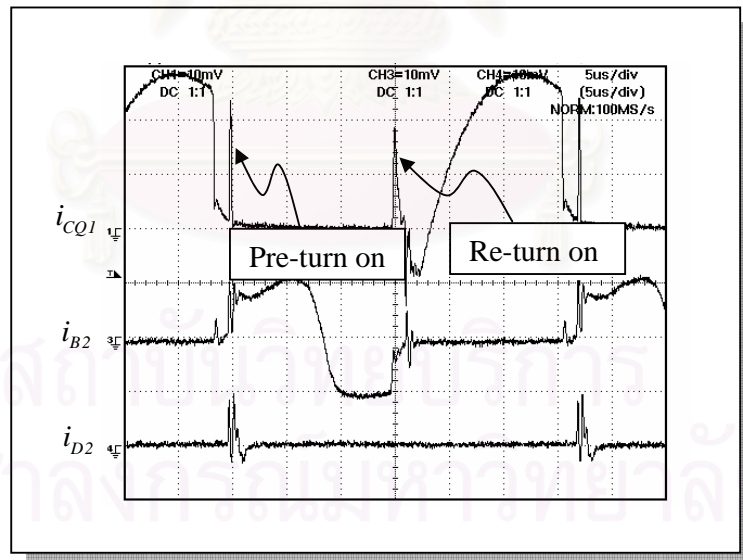
จากผลการคำนวณทางทฤษฎีการจำลองและผลการทดลอง จะเห็นได้ว่าในกรณีที่ ออกแบบให้ความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ต่ำกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ขอบเขตของแรงดันไฟตรง ด้านเข้า  $V_{DC}$  ที่สามารถลดลงต่ำสุดโดยสวิตช์ยังคงทำงานแบบเรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ จะ ขึ้นกับการออกแบบค่า  $L, C_{ig}$  และแรงดันไฟตรงพิกัดด้านเข้า  $V_{DCrate}$  โดยทั่วไปตัวประกอบ คุณภาพไหลดที่พิกัด  $Q_{rate}$  จะน้อยกว่าหนึ่ง กระแสไหลด  $i_L$  จึงจะล้าหลังแรงดันด้านออกของ อินเวอร์เตอร์  $v_{AB}$  การลดแรงดันไฟตรงด้านเข้าส่งผลให้ความต้านทานของไหลดและ  $Q_p$  มีค่า สูงขึ้น ในกรณีที่ออกแบบให้  $f_s < f_r$  กระแสไหลด  $i_L$  มีโอกาสนำหน้าแรงดันด้านออกของ อินเวอร์เตอร์  $v_{AB}$  แต่ในกรณีที่ออกแบบให้  $f_s > f_r$  แม้ว่าแรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC}$  จะลดลงจน หลอดดับก็จะไม่ทำให้เกิดภาวะกระแสไหลด  $i_L$  นำหน้าแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์  $v_{AB}$

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



#### 4.4 ผลการทดสอบความเค้นที่เกิดจากการขับนำสวิตช์ที่ผิดจังหวะของวงจรขับนำเบสที่ใช้หม้อแปลงอิมิตัว

ในหัวข้อนี้เสนอผลการทดลองเพื่อทดสอบผลของการออกแบบที่แตกต่างกันต่อการเกิดความเค้นของอุปกรณ์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และแนวทางการลดความเค้นที่เกิดการขับนำสวิตช์ที่ผิดจังหวะทั้ง 2 ลักษณะ รูปที่ 4.23 แสดงรูปคลื่นจากการทดลองวัดกระแสในสวิตช์ไวงาน ในขณะที่มีการเกิดการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะทั้งสองกรณีเนื่องจากมีแรงดันเหนี่ยวนำค่าสูงเกิดขึ้นในจังหวะที่ไม่เหมาะสม โดยมีสาเหตุจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสทำแม่เหล็กที่มีผลมาจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสในวงจรขับนำมีค่าสูงและการเชื่อมโยงผ่านวงจรแม่เหล็กของแกนหม้อแปลงขับนำที่อิมิตัวไม่สมบูรณ์ ดังนั้นการลดปัญหาการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะที่เกิดจากปัจจัยทั้ง 2 ดังกล่าวข้างต้น จำเป็นต้องลดปัจจัยที่ทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำลงให้น้อยที่สุดซึ่งได้แก่ 1 ลดการเชื่อมโยงผ่านแกนหม้อแปลงโดยการเพิ่มระดับการอิมิตัวของแกนหม้อแปลง และ 2 การลดการเปลี่ยนแปลงของกระแสทำแม่เหล็ก ซึ่งมีวิธีการที่แตกต่างกันสำหรับการลดปัญหาการขับนำสวิตช์ก่อนเวลาที่สวิตช์ควรจะนำกระแส และการลดปัญหาการขับนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์พึ่งหยุดนำกระแส

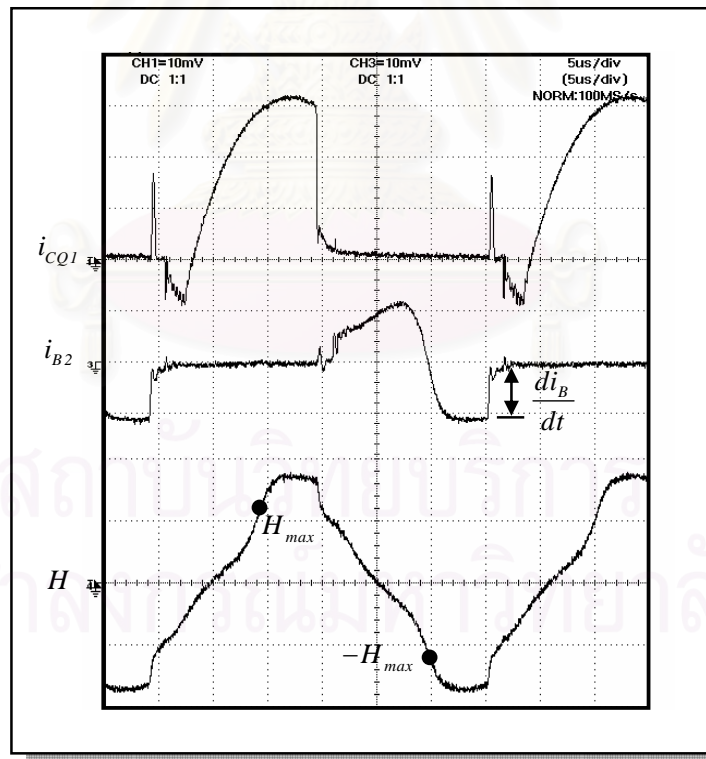


$$I_{CQ1}, I_{B2}, I_{D2} = 200 \text{ mA/DIV}; \text{ Time} = 5 \text{ }\mu\text{s/DIV}$$

รูปที่ 4.23 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า 230 V และมีค่า  $L=1.4632 \text{ mH}$ ,  $C_{ig}=17 \text{ nF}$

#### 4.4.1 การลดปัญหาการขั้บนำสวิตช์ก่อนเวลาที่สวิตช์ควรจะนำกระแส (Pre-turn on)

การทดสอบผลของการออกแบบที่แตกต่างกันต่อการเกิดความเค้นของอุปกรณ์ในบัลลัสต์อิเล็กทรอนิกส์ และแนวทางการลดการขั้บนำสวิตช์ผิดจังหวะที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 2 โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์โวลเทจแชนซ์อนุกรมของบัลลัสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขั้บนำด้วยตัวเอง รูปที่ 4.24 เป็นรูปคลื่นกระแสของวงจรบัลลัสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ได้มีการเลือกค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในวงจรขั้บนำเบส และแกนหม้อแปลงอิมิตัวในลักษณะที่เอื้อต่อการเกิดขั้บนำสวิตช์ก่อนเวลาที่สวิตช์ควรจะนำกระแส เมื่อแรงดันด้านไฟตรงด้านเข้า  $V_{dc}$  230 V โดยมีพารามิเตอร์ของวงจรขั้บนำเบส ดังนี้  $R_B = 5 \Omega$ ,  $R_E = 1.8 \Omega$ ,  $N_p = 3$  รอบ,  $N_s = 3$  รอบ พื้นที่หน้าตัดของหม้อแปลงอิมิตัว ( $A_c$ ) =  $12.24 \times 10^{-6} \text{ m}^2$ , ความยาวทางเดินแม่เหล็ก ( $l_m$ ) = 0.02451 m และมีค่าพารามิเตอร์ของวงจรโหลด คือ  $L = 1.4632 \text{ mH}$ ,  $C_{ig} = 17 \text{ nF}$  จะเห็นได้ว่าการขั้บนำสวิตช์ผิดพลาด ซึ่งเรียกว่า การขั้บนำสวิตช์ก่อนเวลาที่สวิตช์ควรจะนำกระแส ดังแสดงในรูปที่ 4.24

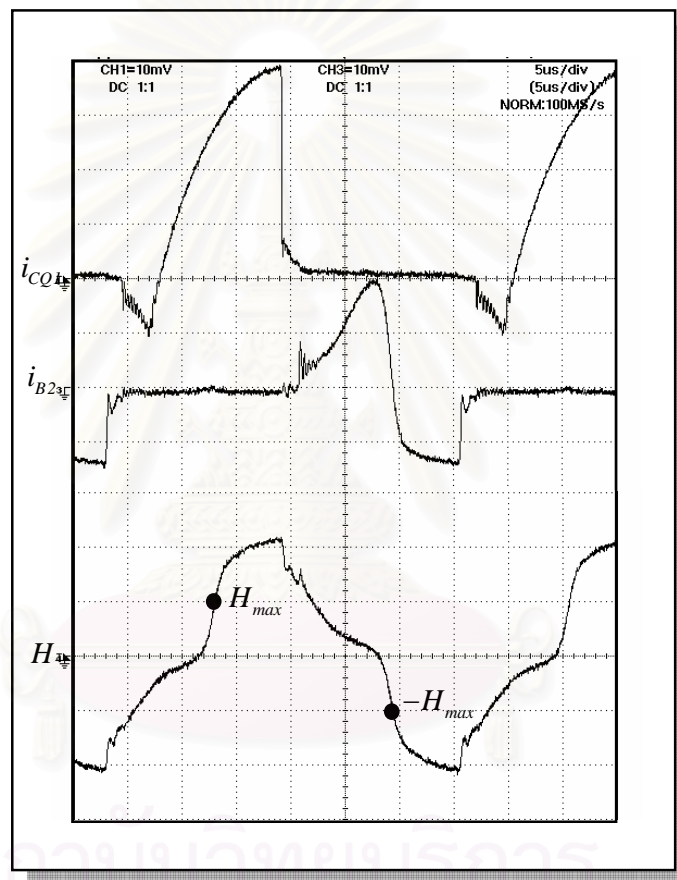


$i_{CQ2}$ ,  $i_{B2} = 200 \text{ mA/DIV}$ ,  $H = 60 \text{ A-T/m /DIV}$ ; Time = 5  $\mu\text{s/DIV}$

รูปที่ 4.24 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า

230 V และมีค่า  $L=1.4632 \text{ mH}$ ,  $C_{ig}=17 \text{ nF}$

เพื่อเป็นการยืนยันแนวทางการลดความเค้นที่เกิดขึ้นจากการขับนำสวิตช์ก่อนเวลาที่สวิตช์ควรจะนำกระแส ด้วยวิธีการที่ 1 คือการเพิ่มระดับการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลงโดยการเพิ่มขนาด  $mmf$  ในภาวะอิ่มตัว ( $N_p i_L$ ) เพิ่มจำนวนรอบของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ ( $N_p$ ) จาก 3 รอบ เป็น 5 รอบ และเพิ่มแรงดันไฟตรงด้านเข้า ( $V_{dc}$ ) จาก 230 V เป็น 300 V เพื่อเพิ่มกระแสไหล  $i_L$  ให้หม้อแปลงอิ่มตัวมากขึ้น จะเห็นได้ว่าสามารถแก้ไขการเกิดการขับนำสวิตช์ก่อนที่สวิตช์ควรจะนำกระแสดังแสดงในรูปที่ 4.25

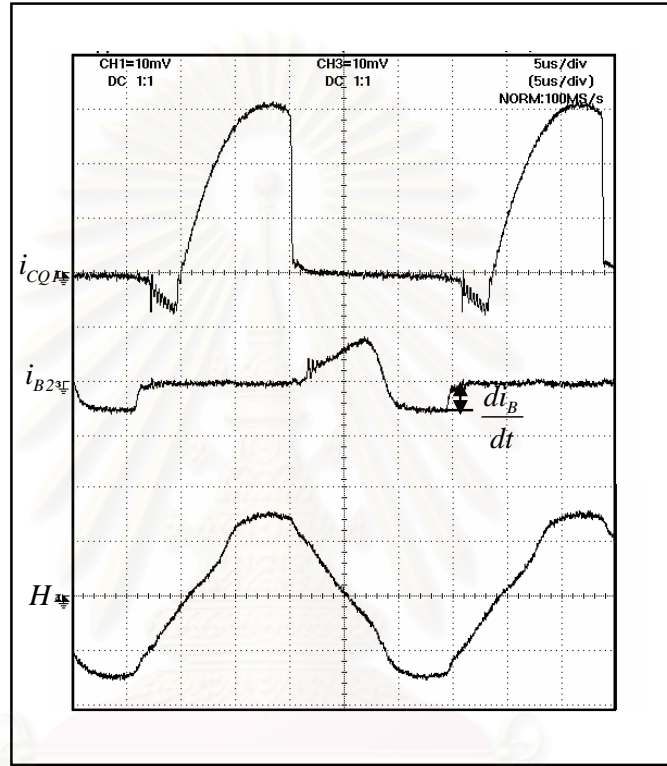


$$I_{CQ2}, I_{B2} = 200 \text{ mA/DIV}, H = 100 \text{ A-T/m /DIV}; \text{Time} = 5 \text{ uS/DIV}$$

รูปที่ 4.25 รูปคลื่นกระแสต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า 230 V และมีค่า  $L=1.4632 \text{ mH}$ ,  $C_{ig}=17 \text{ nF}$

ถึงแม้ว่าการแก้ปัญหาการขับนำสวิตช์ก่อนที่สวิตช์ควรจะนำกระแส โดยการเพิ่มจำนวนรอบทางด้านปฐมภูมิเพื่อเพิ่มระดับการอิ่มตัวจะทำให้ค่าของ  $di_B / dt$  ในรูปที่ 4.25 เพิ่มขึ้นมากกว่า  $di_B / dt$  ในรูปที่ 4.24 ก็ตามแต่ระดับการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลงอยู่ในระดับการอิ่มตัวที่ลึกมาก ทำให้การเปลี่ยนแปลงกระแสเบสของสวิตช์ช่วงหยุดนำกระแสไม่สามารถเหนี่ยวนำผ่านหม้อแปลงไปขับนำให้สวิตช์ที่จะนำกระแสให้นำกระแสได้

การแก้ปัญหาการเกิดการซับนำกระแสก่อนที่สวิตช์ควรจะนำกระแสด้วยวิธีที่ 2 โดยการลดแรงดันเหนี่ยวนำที่มีผลมาจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสเบส ( $di_B/dt$ ) โดยการเพิ่มค่าความต้านทาน  $R_B$  ให้มีค่าสูงขึ้นจาก  $5\ \Omega$  เพิ่มเป็น  $15\ \Omega$  ซึ่งจะทำให้ขนาดของกระแสเบส  $i_{B2}$  ลดลง จะเห็นได้ว่าสามารถแก้ไขการเกิดการซับนำสวิตช์ก่อนที่สวิตช์ควรจะนำกระแสดังแสดงในรูปที่ 4.26



$$I_{CQ2} \cdot I_{B2} = 200 \text{ mA/DIV}, H = 60 \text{ A-T/m /DIV}; \text{Time} = 5 \text{ }\mu\text{s/DIV}$$

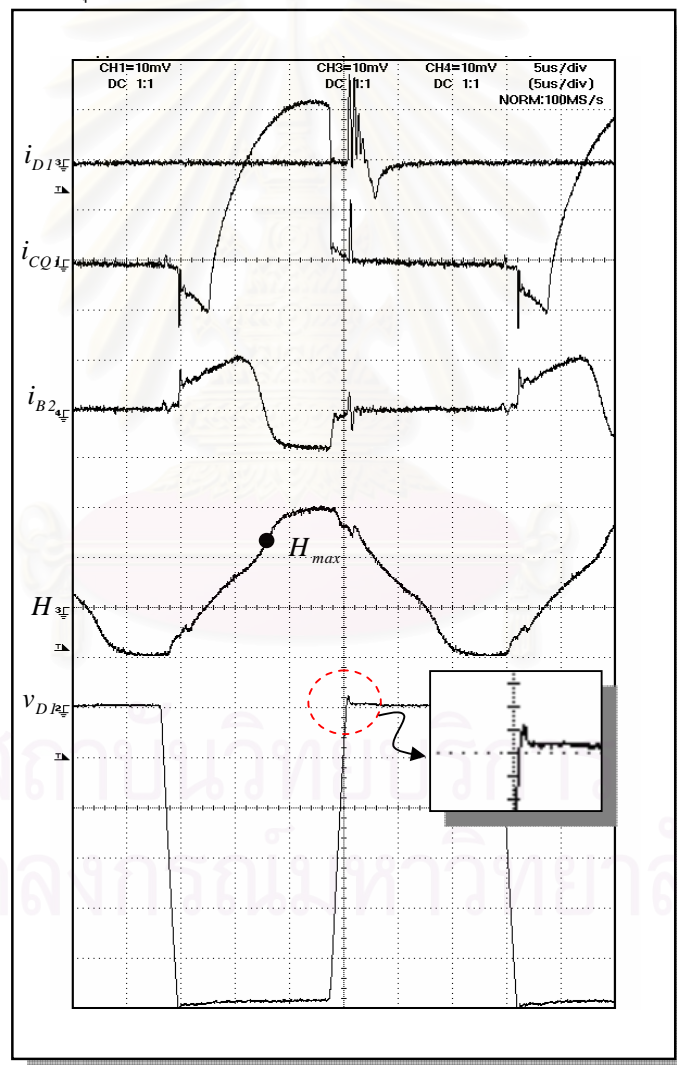
รูปที่ 4.26 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า

เท่ากับ  $230\ \text{V}$  และมีค่า  $L=1.4632\ \text{mH}$ ,  $C_{ig}=17\ \text{nF}$

#### 4.4.2 การลดปัญหาการซับนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์ที่หยุดนำกระแส (Re-turn on)

การเกิดการซับนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์ที่หยุดนำกระแส นั้นมีสาเหตุมาจากแกนหม้อแปลงมีระดับการอิ่มตัวไม่ลึกและการเปลี่ยนแปลงของกระแสเบสที่มีค่าสูงเนื่องจากไดโอดมีค่าแรงดันฟื้นตัวไปหน้า (*forward recovery voltage*;  $v_{FD}$ ) สูง ดังนั้นการแก้ปัญหาดังกล่าวสามารถทำได้โดยการ (1) เพิ่มระดับการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลงโดยการเพิ่มจำนวนรอบปฐมภูมิ และเพิ่มแรงดันไฟตรงด้านเข้าเพื่อเพิ่มกระแสไหล  $i_L$  (2) ลดอัตราการเปลี่ยนแปลงโดยการใช้ *Diode fast recovery* ลดกระแสผ่านหม้อแปลงและ (3) ลดอัตราการเปลี่ยนแปลงโดยการลด

การเปลี่ยนแปลงของกระแสเบส รูปที่ 4.27 เป็นรูปคลื่นของกระแส และแรงดันของบัลลาสต์ อิเล็กทรอนิกส์ที่ได้มีการเลือกค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในวงจรขั้วนำเบส และแกนม้วนแปลงอิมิตัวใน ลักษณะที่เอื้อต่อการเกิดขั้วนำสวิตซ์อีกครั้งหลังจากสวิตซ์พังหยุดนำกระแส เมื่อแรงดันด้าน ไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC} = 230 \text{ V}$  โดยมีพารามิเตอร์ของวงจรขั้วนำเบส ดังนี้  $R_B = 10 \ \Omega$ ,  $R_E = 1.8 \ \Omega$ ,  $N_p = 3$  รอบ,  $N_s = 3$  รอบ พื้นที่หน้าตัดของหม้อแปลงอิมิตัว ( $A_c$ ) =  $12.24 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$ , ความยาว ทางเดินแม่เหล็ก ( $l_m$ ) =  $0.02451 \text{ m}$  และมีค่าพารามิเตอร์ของวงจรโหลด คือ  $L = 1.4632 \text{ mH}$ ,  $C_{ig} = 17 \text{ nF}$  จะเห็นได้ว่าการเกิดการขั้วนำสวิตซ์ผิดพลาด ซึ่งเรียกว่า การขั้วนำสวิตซ์สวิตซ์อีก ครั้งหลังจากสวิตซ์พังหยุดนำกระแส ( Re-turn on )

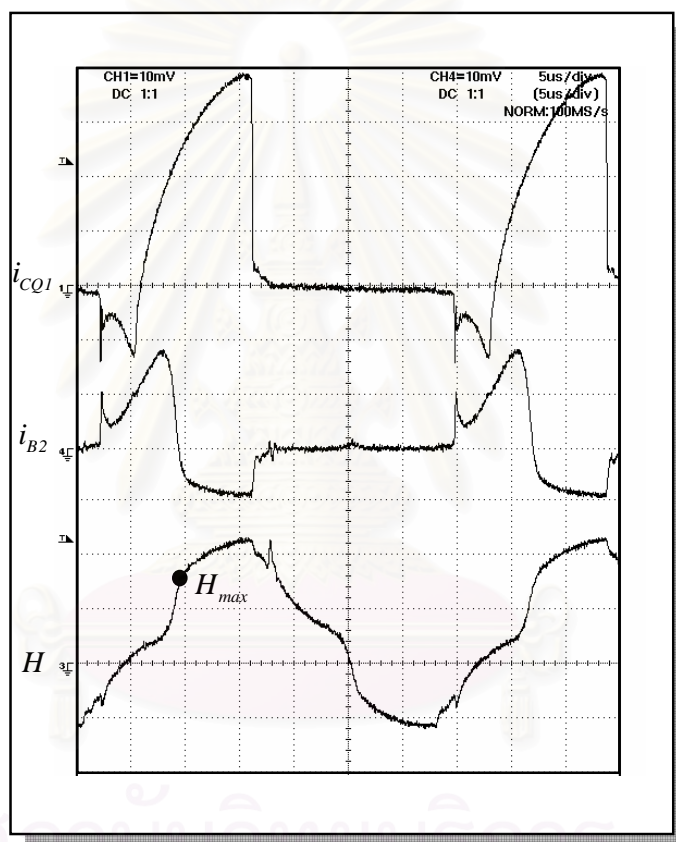


$i_{D1}$ ,  $i_{CQ2}$ ,  $i_{B2} = 200 \text{ mA/DIV}$ ,  $H = 60 \text{ (A-T/m) /DIV}$ ,  $V_{D1} = 40 \text{ V/DIV}$ ; Time =  $5 \text{ us/DIV}$

รูปที่ 4.27 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า

เท่ากับ  $230 \text{ V}$  และมีค่า  $L = 1.4632 \text{ mH}$ ,  $C_{ig} = 17 \text{ nF}$

เพื่อเป็นการยืนยันแนวทางการลดความเค้นที่เกิดจากการขับนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์พังหยุดนำกระแส ด้วยวิธีการที่ 1 คือการเพิ่มระดับการอิมิตัวของแกนหม้อแปลงโดยการเพิ่มขนาด  $mmf$  ในภาวะอิมิตัว ( $N_p i_L$ ) เพิ่มจำนวนรอบของขดลวดทางด้านปฐมภูมิ ( $N_p$ ) จาก 3 รอบ เพิ่มเป็น 5 รอบ และเพิ่มแรงดันไฟตรงด้านเข้า ( $V_{dc}$ ) จาก 230 V เป็น 300 V เพื่อเพิ่มกระแสไหล  $i_L$  ให้หม้อแปลงอิมิตัวมากขึ้น จะเห็นได้ว่าสามารถแก้ไขการเกิดการขับนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์พังหยุดนำกระแสดังแสดงในรูปที่ 4.28

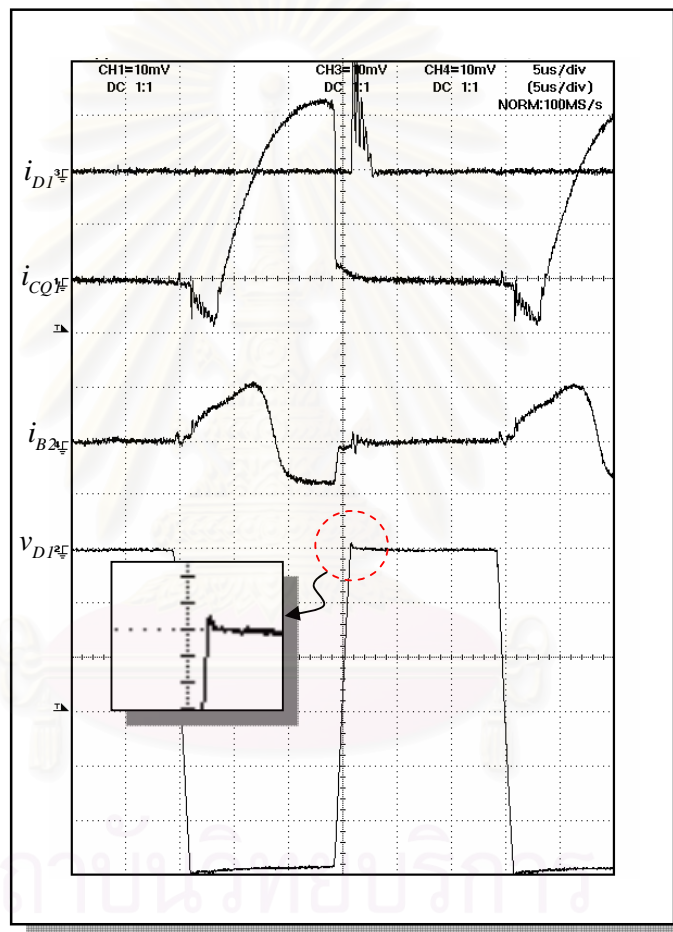


$$I_{CQ2}, I_{B2} = 200 \text{ mA/DIV}, H = 100 \text{ (A-T/m) /DIV}; \text{Time} = 5 \text{ }\mu\text{s/DIV}$$

รูปที่ 4.28 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้าเท่ากับ 230 V และมีค่า  $L=1.4632 \text{ mH}$ ,  $C_{ig}=17 \text{ nF}$



การแก้ปัญหาการขั้บนำสวิตซ์อีกครั้งหลังจากสวิตซ์พังหยุดนำกระแส วิธีการที่ 2 คือการเปลี่ยนไดโอดที่ต่อขนานกับสวิตซ์จากเดิม *IN4007* ที่มีแรงดันฟื้นตัวไปหน้าที่มีค่าสูง[ประมาณ 5-10 volt] เป็นไดโอดฟื้นตัวเร็ว *Fast recovery MUR460* ที่มีแรงดันฟื้นตัวไปหน้า ที่มีค่าต่ำ [ประมาณ 1 volt] จะเห็นได้ว่าสามารถแก้ไขการเกิดการขั้บนำสวิตซ์อีกครั้งหลังจากสวิตซ์พังหยุดนำกระแส ดังแสดงในรูปที่ 4.29

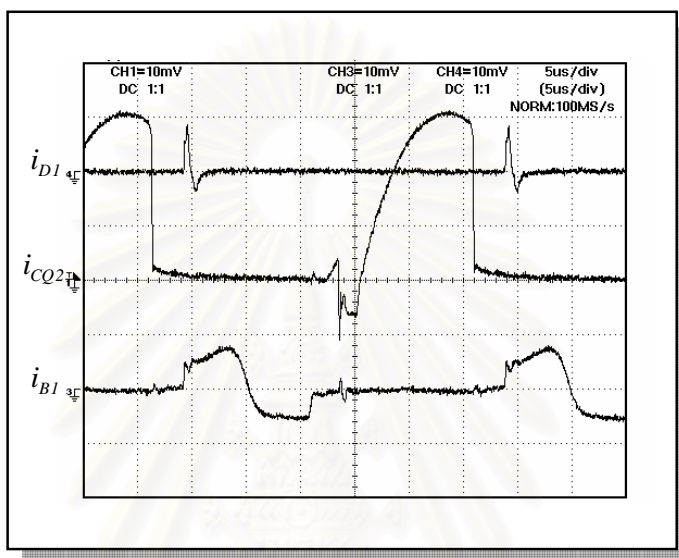


$$I_{D1}, I_{CQ2}, I_{B2} = 200 \text{ mA/DIV}, V_{D1} = 40 \text{ V/DIV}; \text{Time} = 5 \text{ }\mu\text{s/DIV}$$

รูปที่ 4.29 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า

เท่ากับ 230 V และมีค่า  $L=1.4632 \text{ mH}$ ,  $C_{ig}=17 \text{ nF}$

การแก้ปัญหาคำอธิบายการซบนำสวิตซ์อีกครั้งหลังจากสวิตซ์ที่หยุดนำกระแส วิธีการที่ 3 คือการใช้ค่าตัวเก็บประจุสับเบอร์  $C_S$  ค่าใหญ่ขึ้น จาก  $3nF$  เพิ่มเป็น  $6nF$  ซึ่งจะทำให้กระแสไหลลัดของอินเวอร์เตอร์ช่วงไดโอดนำกระแสเริ่มต้นจะมีค่าน้อยลง จะเห็นได้ว่าสามารถแก้ไขการเกิดการซบนำสวิตซ์อีกครั้งหลังจากสวิตซ์ที่หยุดนำกระแส ดังแสดงในรูปที่ 4.30

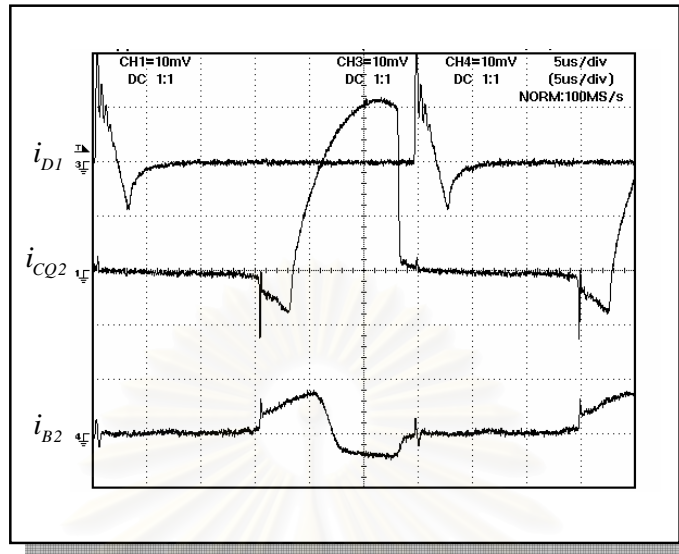


$$I_{D1}, I_{CQ2}, I_{B1} = 200 \text{ mA/DIV}; \text{ Time} = 5 \text{ uS/DIV}$$

รูปที่ 4.30 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า

เท่ากับ  $230 \text{ V}$  และมีค่า  $L=1.4632 \text{ mH}$ ,  $C_{ig}=17 \text{ nF}$

การแก้ปัญหาคำอธิบายการซบนำสวิตซ์อีกครั้งหลังจากสวิตซ์ที่หยุดนำกระแสวิธีที่ 4 โดยการลดแรงดันเหนี่ยวนำที่มีผลมาจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสเบส ( $di_B/dt$ ) โดยการเพิ่มค่าความต้านทาน  $R_B$  ให้มีค่าสูงขึ้นจาก  $10 \text{ } \Omega$  เพิ่มเป็น  $20 \text{ } \Omega$  ซึ่งจะทำให้ขนาดของกระแสเบส  $i_{B2}$  ลดลง จะเห็นได้ว่าสามารถแก้ไขการเกิดการซบนำสวิตซ์อีกครั้งหลังจากสวิตซ์ที่หยุดนำกระแส ดังแสดงในรูปที่ 4.31



$$I_{D1}, I_{CQ2}, I_{B2} = 200 \text{ mA/DIV}; \text{ Time} = 5 \text{ uS/DIV}$$

รูปที่ 4.31 รูปคลื่นกระแสและแรงดันต่างๆ ของอินเวอร์เตอร์ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้าเท่ากับ 230 V และมีค่า  $L=1.4632 \text{ mH}$ ,  $C_{ig}=17 \text{ nF}$

การศึกษาผลของการออกแบบที่แตกต่างกัน และผลการทดสอบทำให้เข้าใจถึงสาเหตุและวิธีการแก้ไขความเค้นที่เกิดขึ้นเนื่องจากการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะของวงจรถับนำโดยใช้หม้อแปลงอิมิตัวอย่างชัดเจน การนำขับนำสวิตช์ผิดจังหวะทั้ง 2 ลักษณะ ซึ่งเกิดจากผลการเชื่อมโยงทางแม่เหล็กในขณะที่แกนหม้อแปลงอิมิตัวไม่เต็มที และ  $di_B/dt$  ที่มีค่าสูง สามารถแก้ไขหรือบรรเทาปัญหาที่เกิดขึ้นได้ด้วยการออกแบบวงจรโหลดและวงจรถับนำโดยเลือกชนิดและขนาดของอุปกรณ์ที่ใช้ในวงจรอย่างเหมาะสมจะสามารถช่วยลดความเค้นที่เกิดขึ้นกับอุปกรณ์ในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์และกำลังสูญเสียในสวิตช์ลงได้

จากผลการทดสอบแนวทางการแก้ไขปัญหาการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะทั้ง 2 ลักษณะ สำหรับการลดปัญหาการขับนำสวิตช์ก่อนเวลาที่สวิตช์ควรจะนำกระแส โดยใช้วิธีการเพิ่มระดับการอิมิตัวของแกนหม้อแปลงและการค่าความต้านทาน  $R_B$  สามารถลดปัญหาการเกิดการขับนำสวิตช์ก่อนเวลาที่สวิตช์ควรจะนำกระแสลงได้ และสำหรับการลดปัญหาการขับนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์พึ่งหยุดนำกระแส โดยใช้วิธีการเพิ่มระดับการอิมิตัวของแกนหม้อแปลง ใช้ไดโอดที่มีแรงดันพื้นตัวไปหน้าค่าต่ำๆ ใช้ตัวเก็บประจุค่าสับเบอร์  $C_s$  ค่าสูงและการเพิ่มค่าความต้านทาน  $R_B$  สามารถลดปัญหาการเกิดการขับนำสวิตช์อีกครั้งหลังจากสวิตช์พึ่งหยุดนำกระแส ลงได้

## บทที่ 5

### บทสรุปและข้อเสนอแนะ

#### 5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้ศึกษาสาเหตุของการเกิดความเค้น (Stress) รวมทั้งศึกษาผลของการออกแบบที่แตกต่างกันต่อการเกิดความเค้นของอุปกรณ์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และนำเสนอวิธีทางแก้ไข โดยจำแนกความเค้นเป็น 2 กลุ่ม ดังนี้คือ

1. ความเค้นที่เกิดจากการทำงานปกติ
2. ความเค้นที่เกิดจากการทำงานไม่ปกติ

ผู้วิจัยได้นำเสนอการศึกษาค้นคว้าผลของการออกแบบที่แตกต่างกันต่อการเกิดความเค้นของอุปกรณ์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และแนวทางแก้ไข ซึ่งประกอบด้วย ความเค้นที่เกิดจากการออกแบบวงจรโหลด, ความเค้นที่เกิดจากการออกแบบค่าของตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่หน่วงการเปลี่ยนแปลงแรงดันคร่อมทรานซิสเตอร์ รวมทั้งความเค้นที่เกิดจากการออกแบบวงจรขับน้ำที่ไม่เหมาะสม จากการศึกษาดังกล่าวจะทำให้เข้าใจสาเหตุและผลของการออกแบบที่แตกต่างกันต่อการเกิดความเค้น และแนวทางการแก้ไขความเค้นที่เกิดกับอุปกรณ์ภายในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ในแต่ละประเด็นดังต่อไปนี้

##### 5.1.1 ความเค้นที่เกิดจากการออกแบบวงจรโหลด

ความเค้นที่เกิดจากการออกแบบวงจรโหลดที่ไม่เหมาะสมทำให้เอื้อต่อการเกิดความเค้นซึ่งสามารถแบ่งออกเป็น 3 ส่วน คือ (1) ความเค้นที่เกิดขึ้นในขณะจุดโหลดเกิดจากการออกแบบแรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC}$  ค่าต่ำทำให้ต้องเลือกตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ค่าสูงเพื่อให้ได้กำลังที่พิกัดซึ่งจะทำให้กระแสโหลดของอินเวอร์เตอร์ตอนช่วงจุดโหลดมีค่าสูง สามารถแก้ไขได้โดยเลือกแรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC}$  ค่าสูงขึ้น ทำให้เลือกตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ค่าต่ำๆ ได้ (2) ความเค้นที่เกิดจากสวิตช์ไม่ทำงานแบบภาคแรงดันศูนย์เกิดจากการออกแบบแรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC}$  ค่าต่ำทำให้มุมเฟส  $\theta_{RUN}$  มีขนาดน้อยเพื่อให้ได้กำลังที่พิกัดซึ่งจะมีโอกาสทำให้สวิตช์ไม่สามารถทำงานในภาคแรงดันศูนย์ได้ สามารถแก้ไขโดยเลือกแรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC}$  ค่าสูงและออกแบบให้  $f_s > f_r$

จะทำให้มุมเฟส  $\theta_{RUN}$  มีขนาดใหญ่ขึ้น (3) ความเค้นที่เกิดจากการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะเกิดจากการออกแบบที่แรงดันไฟตรงด้านเข้า  $V_{DC}$  ค่าหนึ่งแล้วเลือกตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ค่าสูงทำให้กระแสไหลลด ณ จุดเปลี่ยนแรงดันและเริ่มไหลผ่านไดโอดมีค่าสูง สามารถแก้ไขโดยเลือกตัวเก็บประจุ  $C_{ig}$  ค่าต่ำๆทำให้กระแสไหลลด ณ จุดเปลี่ยนแรงดันและเริ่มไหลผ่านไดโอดมีค่าลดลง

5.1.2 ความเค้นที่เกิดจากการออกแบบค่าของตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่หน่วงการเปลี่ยนแปลงแรงดันคร่อมทรานซิสเตอร์ ( Snubber Capacitor )

ความเค้นที่เกิดจากการออกแบบค่าตัวเก็บประจุนับเบอร์  $C_s$  ที่ไม่เหมาะสมจะทำให้เชื้อต่อการเกิดความเค้นซึ่งสามารถแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ (1) ความเค้นที่เกิดจากสวิตช์ไม่ทำงานแบบภาคแรงดันศูนย์เกิดจากการออกแบบตัวเก็บประจุนับเบอร์  $C_s$  ที่มีค่าสูงเกินไปทำให้เวลาที่ใช้ในการสะสมประจุและคายประจุ ( *Snubbing time* ) ที่ถูกกำหนดไว้แล้วจากการออกแบบวงจรไหลดไม่เพียงพอ ทำให้แรงดันคร่อมไดโอดที่ต่อขนานกับสวิตช์ไวงานไม่ถูกไบแอสตรงก่อนสวิตช์ไวงานจะเริ่มนำกระแส สามารถแก้ไขโดยออกแบบให้ตัวเก็บประจุนับเบอร์  $C_s$  มีค่าน้อยลงทำให้เวลาที่ใช้ในการสะสมประจุและคายประจุน้อยลง (2) ความเค้นที่เกิดจากการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะเกิดจากการออกแบบตัวเก็บประจุนับเบอร์  $C_s$  มีค่าน้อยทำให้กระแสช่วงไดโอดเริ่มนำกระแสมีค่าสูงส่งผลให้แรงดันพื้นตัวไปหน้ามีค่ามาก สามารถแก้ไขได้โดยการเพิ่มขนาดตัวเก็บประจุนับเบอร์  $C_s$  มีค่าสูงขึ้นและเลือกไดโอดที่มีแรงดันพื้นตัวไปหน้าต่ำ

5.1.3 ความเค้นที่เกิดจากการออกแบบวงจรขับนำ

ความเค้นที่เกิดจากการออกแบบวงจรขับนำที่ไม่เหมาะสมทำให้เกิดการขับนำสวิตช์ผิดจังหวะทั้ง 2 ลักษณะซึ่งจะเกิดขึ้นในช่วงที่แกนหม้อแปลงกำลังอิมตัวและออกจากการอิมตัวหากออกแบบให้แกนหม้อแปลงอิมตัวไม่ลึกลงจะทำให้เกิดการเหนี่ยวนำจาก  $di_b / dt$  ที่มีค่าสูง ซึ่งสามารถแก้ไขได้โดยเพิ่มจำนวนรอบทางด้านปฐมภูมิ  $N_p$  ให้มากขึ้นเพื่อให้แกนหม้อแปลงอิมตัวลึกลงและลดการเหนี่ยวนำของ  $di_b / dt$  โดยเพิ่มความต้านทาน  $R_b$  สูงขึ้น

ผลการศึกษาดังกล่าวทำให้เข้าใจผลของการออกแบบที่แตกต่างกันต่อความเค้นของอุปกรณ์ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และแนวทางแก้ไขแต่ละประเด็นได้อย่างชัดเจน

## 5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนา

1. ในการวิเคราะห์ส่วนใหญ่ได้ละเลยผลของกระแสฮาร์มอนิกส์โดยคิดเฉพาะความถี่หลักมูลของแรงดันด้านออกอินเวอร์เตอร์ซึ่งทำได้ง่ายกว่า และได้ผลการวิเคราะห์ที่ใกล้เคียงกับผลการทดสอบ

2. ในการแก้ไขหรือบรรเทาปัญหาจากการเกิดการขับนำสวิตซ์ผิดจังหวะซึ่งทำได้ด้วยการออกแบบวงจรขับนำ และวิธีการป้องกันที่เหมาะสมซึ่งสามารถช่วยลดความเค้นและกำลังสูญเสียในสวิตซ์ลงได้ ซึ่งในแต่ละวิธีไม่ได้ปรับให้ความถี่การสวิตซ์คงที่ซึ่งอาจจะทำให้ตัวแปรต่างๆมีความคลาดเคลื่อนไปบ้าง

3. ความถี่การสวิตซ์ในช่วงจุดโหลดและในภาวะการทำงานปรกติของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองยังไม่สามารถคำนวณได้อย่างแม่นยำเนื่องจากความไม่เป็นเชิงเส้นของโหลดฟลูออเรสเซนต์และความไม่เป็นเชิงเส้นของวงจรขับนำแต่สามารถทราบได้จากการจำลอง



### รายการอ้างอิง

- [1] P.N. Wood. Fluorescent Ballast Design Using Passive PFC and Crest Factor Control. Conference Proceeding of IEEE Industry Applications Society Annual Meeting 3 (1998): 2076 – 2081.
- [2] Gyu Chae, Tae-Ha Ryoo, Gyu-Hyeong Cho. Electronic Ballast with Valve Fill and Charge Pump Capacitor for Prolonged Filaments Preheating and Power Factor Correction. Proceeding of IEEE Power Electronics Specialists Conference 2(1999): 1097-1102.
- [3] R. Prado, A. Seidel, F. Bisogno, T. Marchesan. Boost Push-Pull Electronic Ballast Converter With High Power Factor for Fluorescent Lamp. Power Electronic Congress. Acapulco, Mexico. (2000): 182-187.
- [4] N. Takahashi, Y. Kato, M. Ohkita, K. Okutu, M. Matsuyama, M. Nakaoka. An Electronic Ballast for Suppression of the Input Harmonic Current. Conference Record of Industry Applications Conference. Rome Italy. 4(2000): 2317-2322
- [5] ไพศาล บุญเยี่ยม ยุทธนา กุลวิฑิต. บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่มีการอุ่นไส้ก่อนจุดหลอดควบคุมด้วยวงจรโหลด. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า 23 (2543): 257-260.
- [6] จิโรจน์ พรวัฒนา ยุทธนา กุลวิฑิต. การวิเคราะห์การทำงานของวงจรขับนำสวิตซ์แรงดันศูนย์ที่ใช้น้ำมือแปลงอิมิตัว. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า 22 (2542): 264-267.
- [7] ยุทธนา กุลวิฑิต. ความแม่นยำของการวิเคราะห์วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์โดยประมาณด้วยความถี่หลักมูล. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า 26 (2546): 776-781.
- [8] YU. T.H., HUANG, H.M., and WU, T.F. Self-excited half-bridge series resonant parallel loaded fluorescent lamp electronic ballasts. 10th IEEE Applied power electronics conference and exposition APEC 95 (1995): 632-638.
- [9] จิโรจน์ พรวัฒนา ยุทธนา กุลวิฑิต. ผลของการเปลี่ยนแปลงแรงดันเข้าต่อความเชื่อถือได้ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า 23 (2543): 249-252.
- [10] จิโรจน์ พรวัฒนา ยุทธนา กุลวิฑิต. การขับนำสวิตซ์ชนิดจ้งหะของวงจรขับนำเบสที่ใช้น้ำมือแปลงอิมิตัว. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า 23 (2543): 165-168.

- [11] Stephen Prigozy. PSPICE Computer Modeling of Hysteresis Effect. IEEE Transactions 36 (1993): 2-5.
- [12] Naoki Onishi, Tsutomu Shiomi, Tokushi Yamauchi. A Fluorescent Lamps Model for High Frequency Wide Range Dimming Electronic Ballast Simulation. IEEE Transactions (1999): 1001-1005.
- [13] ไพศาล บุญเจียม ยุทธนา กุลวิฑิต. วิธีเลือกค่าอุปกรณ์ในวงจรโหลดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า 23 (2543): 253-256.
- [14] ไพบุลย์ สุขเถื่อน ยุทธนา กุลวิฑิต. การจำลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำหนดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง. การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า 27 (2547): 337-340.
- [15] ยุทธนา กุลวิฑิต. รายงานวิจัยฉบับสมบูรณ์โครงการการออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์อย่างเป็นระบบ. สำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (2545): 12 – 14.
- [16] 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 14. 1 (1999): 160-167.
- [17] M K. Kazimierczuk and W. Szaraniec. Electronic ballast for fluorescent lamps. IEEE Trans. Power Electronic 7 (1994) : 386-395.
- [18] Melvinn C Cosby and R. M. Nelms. Designing a Parallel-loaded Resonant Inverter for an Electronic Ballast Using the Fundamental Approximation . IEEE Power Electronic 7 (1993) : 386-395.
- [19] Y.-R Yang and C.-L Chen. Analysis of self-excited electronic ballasts using BJTs / MOSFETs as switching devices. IEE Proc.-Circuits Devices 145. 2 (1998): 95-104.
- [20] 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 46. 2 (1999): 249-260.

- [21] 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 (1995): 2083-2089.
- [22] Yuuji Takahashi, Masahiko Kamata, Keiichi Shimizu. Efficiency improvement of Electronic Ballast. IEEE Transactions on Industry Applications (1997): 2284-2290.
- [23] E. Gluskin. A Contribution to the theory of fluorescent lamp circuits. This Paper Appears in Circuits and Systems, IEEE International Symposium on 2 (1988) : 1385-1388.
- [24] E. Gluskin. The Non-linear Theory of Fluorescent lamp circuits. Int. J. of Electronics 63(1987): 687-705
- [25] E. Gluskin. On the theory of fluorescent lamp circuits. IEE Proceedings 137. 4 (1990).



สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



ภาคผนวก

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

### ภาคผนวก ก

ความสัมพันธ์ระหว่าง L และ  $C_{ig}$

ภาคผนวก ก.1 ความสัมพันธ์ระหว่าง L และ  $C_{ig}$  ที่กำลังออกเท่ากับพิกัด

ในการพิจารณากำลังออกเท่ากับพิกัด จะใช้สมการฟังก์ชันโอนย้ายของ  $V_{lamp}$  และ  $V_S$  ดังในสมการที่ 2.11 เมื่อทราบค่าขององค์ประกอบที่กำลังออกที่พิกัดแล้ว สามารถหาความสัมพันธ์ได้โดยพิจารณาเฉพาะขนาดของฟังก์ชันโอนย้าย ดังนี้

$$\left[ \frac{V_{lamp}}{V_S} \right]^2 = \frac{\left[ \frac{R_{lamp}}{R_{lamp} + R_f} \right]^2 + \left[ \frac{\omega R_f R_{lamp} C_{ig}}{R_{lamp} + R_f} \right]^2}{\left[ 1 - \omega^2 LC_{ig} \right]^2 + \left[ \frac{\omega L}{R_{lamp} + R_f} + \frac{\omega(2R_{lamp} R_f) R_f C_{ig}}{R_{lamp} + R_f} \right]^2} \quad (ก.1.1)$$

จัดรูปสมการ ก.1.1 ใหม่

$$\begin{aligned} & 1 - 2\omega^2 LC_{ig} + (\omega^2 LC_{ig})^2 + \left( \frac{\omega L}{R_{lamp} + R_f} \right)^2 + \frac{2\omega^2 (2R_{lamp} + R_f) R_f C_{ig} L}{(R_{lamp} + R_f)^2} \\ & + \left( \frac{\omega(2R_{lamp} + R_f) R_f C_{ig}}{R_{lamp} + R_f} \right)^2 - \left[ \left( \frac{R_{lamp}}{R_{lamp} + R_f} \right)^2 + \left( \frac{\omega R_f R_{lamp} C_{ig}}{R_{lamp} + R_f} \right)^2 \right] \times \left[ \frac{V_S}{V_{lamp}} \right]^2 = 0 \end{aligned} \quad (ก.1.2)$$

นำ  $(R_{lamp} + R_f)^2$  คูณตลอด

$$\begin{aligned} & (R_{lamp} + R_f)^2 - 2\omega^2 LC_{ig} (R_{lamp} + R_f)^2 + (\omega^2 LC_{ig} (R_{lamp} + R_f))^2 + (\omega L)^2 \\ & + 2\omega^2 (2R_{lamp} + R_f) R_f C_{ig} L + (\omega(2R_{lamp} + R_f) R_f C_{ig})^2 \\ & - (R_{lamp}^2 + (\omega R_f R_{lamp} C_{ig})^2) \times \left[ \frac{V_S}{V_{lamp}} \right]^2 = 0 \end{aligned} \quad (ก.1.3)$$

จัดรูปสมการให้อยู่ในรูปกำลังสัมบูรณ์

$$\begin{aligned} & \left[ \omega^2 + (\omega^2 C_{ig} (R_{lamp} + R_f))^2 \right] L^2 + \left[ -2\omega^2 C_{ig} (R_{lamp} + R_f)^2 + 2\omega^2 (2R_{lamp} + R_f) R_f C_{ig} \right] L + \\ & (R_{lamp} + R_f)^2 + (\omega R_f C_{ig} (R_{lamp} + R_f))^2 - (R_{lamp}^2 + (\omega R_f R_{lamp} C_{ig})^2) \times \left[ \frac{V_S}{V_{lamp}} \right]^2 = 0 \end{aligned} \quad (ก.1.4)$$

แสดงสัมประสิทธิ์ของสมการที่ 3.1 ได้ดังสมการที่ ก.1.5

$$\begin{aligned} a(C_{ig}) &= \left[ \omega^2 + (\omega^2 C_{ig} (R_{lamp} + R_f))^2 \right] \\ b(C_{ig}) &= \left[ -2\omega^2 C_{ig} (R_{lamp} + R_f)^2 + 2\omega^2 (2R_{lamp} + R_f) R_f C_{ig} \right] \\ k(C_{ig}) &= (R_{lamp} + R_f)^2 + (\omega R_f C_{ig} (R_{lamp} + R_f))^2 - (R_{lamp}^2 + (\omega R_f R_{lamp} C_{ig})^2) \times \left[ \frac{V_S}{V_{lamp}} \right]^2 \end{aligned} \quad (ก.1.5)$$

ภาคผนวก ก.2 ความสัมพันธ์ระหว่าง L และ  $C_{ig}$  ชีตจำกัดแรงดันจุดหลอดวงจรเปิด (Ignition rate open Voltage)

ในการพิจารณาขีดจำกัดแรงดันจุดหลอดที่วงจรสามารถสร้างได้ จะใช้สมการฟังก์ชันอินทรีย์ของ  $V_{ig}$  กับ  $V_S$  ดังในสมการที่ 2.71 สามารถหาความสัมพันธ์ได้โดยพิจารณาเฉพาะขนาดของฟังก์ชันอินทรีย์ ดังนี้

$$\left[ \frac{V_{ig}}{V_S} \right]^2 = \frac{1 + (\omega R_f C_{ig})^2}{(1 - \omega^2 L C_{ig})^2 + (2\omega R_f C_{ig})^2} \quad (ก.2.1)$$

จัดรูปสมการ ก.2.1 ใหม่

$$1 - 2LC_{ig}\omega^2 + (\omega^2 LC_{ig})^2 + (2\omega R_f C_{ig})^2 - (1 + (\omega R_f C_{ig})^2) \times \left[ \frac{V_{ig}}{V_S} \right]^2 = 0 \quad (ก.2.2)$$



จัดรูปสมการให้อยู่ในรูปกำลังสัมบูรณ์

$$(\omega^2 C_{ig})^2 L^2 - 2\omega^2 C_{ig} L + 1 + (2\omega R_f C_{ig})^2 - (1 + (\omega R_f C_{ig})^2) \times \left[ \frac{V_S}{V_{ig}} \right]^2 = 0 \quad (\text{ก.2.3})$$

แสดงสัมประสิทธิ์ของสมการที่ 3.1 ได้ดังสมการที่ ก.2.4

$$\begin{aligned} a(C_{ig}) &= (\omega^2 C_{ig})^2 \\ b(C_{ig}) &= -2\omega^2 C_{ig} \\ k(C_{ig}) &= 1 + (2\omega R_f C_{ig})^2 - (1 + (\omega R_f C_{ig})^2) \times \left[ \frac{V_S}{V_{ig}} \right]^2 \end{aligned} \quad (\text{ก.2.4})$$

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

## ภาคผนวก ข

## การจำลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง

## Modeling of a Self-Oscillate Electronic Ballast

โทบูลย์ สุชเดือน อุตสาหกรรมศาสตรบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

254 ถนนพญาไท เขตปทุมวัน กรุงเทพมหานคร 10330

โทร: 0-2218-6540 แฟกซ์: 0-2251-8991 E-mail: yothana.k@chula.ac.th

## บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอแบบจำลองของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่มีคุณสมบัติแปรตามกำลังหลอดที่ได้รับ การปรับปรุงความถูกต้องในย่านกำลังออกต่ำ การสร้างแบบจำลองใช้ ABM และอุปกรณ์พื้นฐานในโปรแกรม PSPICE ลักษณะสมบัติกระแส-แรงดัน ณ เวลาใดๆ ที่แปรตามกำลังหลอดขึ้นกับความสัมพันธ์แบบไม่เชิงเส้นของค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแสและแรงดันหลอด และการปรับปรุงลักษณะสมบัติกระแส-แรงดัน ณ เวลาใดๆ ในย่านกำลังต่ำให้มีความถูกต้องทำโดยการปรับปรุงความสัมพันธ์ของค่ารากกำลังสองเฉลี่ยแบบไม่เชิงเส้น ลักษณะไม่เชิงเส้นของลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของหลอด ณ เวลาใดๆ ของหลอดสามารถเปลี่ยนแปลงได้โดยการปรับค่ายกกำลังของกระแสใน nonlinear behavior control block แบบจำลองดังกล่าวใช้จำลองการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตนเอง การปรับปรุงความถูกต้องของการจำลองได้มีการปรับค่าของ B-H Curve ของหม้อแปลงขับนำที่อิมิตได้ และ storage time ของทรานซิสเตอร์ ให้มีค่าถูกต้องและสอดคล้องกับค่าในวงจรที่ใช้ทดลอง

**คำสำคัญ :** บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์, แบบจำลอง, หลอดฟลูออเรสเซนต์ขับนำด้วยตัวเอง, หม้อแปลงอิมิต, ทรานซิสเตอร์

## Abstract

A nonlinear, power-dependent fluorescent lamp model with accuracy improvement in the low power range is presented. The model was implemented on PSPICE program using ABM and standard components. The power dependent of the instantaneous lamp  $i-v$  curve is controlled by the nonlinear relationship between the root-mean-square of lamp current(I) and voltage(V), and the improvement of the power dependent characteristic in the low power range was accomplished by improving this I-V relationship. The nonlinear characteristic of the  $i-v$  curve itself can be modified by adjusting the exponent of the instantaneous lamp current in the nonlinear behavior control block. The lamp model was applied for the modeling of a self-oscillating electronic ballast using saturable transformer. In order to improve the accuracy of the simulation results, B-H curve of the

saturable transformer as well as storage time of the transistor in the model have also been adjusted accordingly.

**Keywords :** Electronic Ballast, Model, Fluorescent Lamp, Self-Oscillate Saturable Transformer, Hysteresis Loop

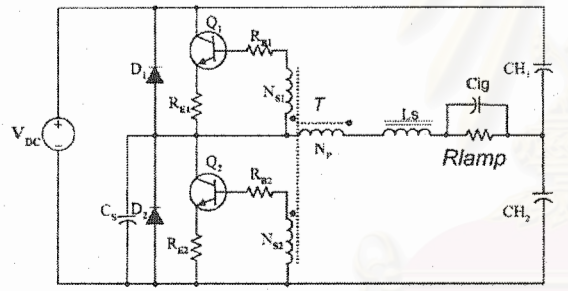
## 1. คำนำ

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ โดยทั่วไปใช้วงจรอินเวอร์เตอร์อนุกรมที่ต่อโหลดขนานและใช้สวิตช์รีโซแนนซ์เดี่ยวภาคแรงดันศูนย์ ให้แรงดันออกที่มีรูปคลื่นใกล้เคียงรูปสี่เหลี่ยม การวิเคราะห์และออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้อินเวอร์เตอร์แรงดันรูปสี่เหลี่ยมป้อนพลังงานไฟฟ้าให้กับหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่มีลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันไม่เชิงเส้นและเปลี่ยนแปลงตามจุดทำงานนิยมใช้วิธีประมาณโดยแทนหลอดด้วยตัวต้านทานแบบเชิงเส้น เนื่องจากเมื่อใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์กับไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงจะทำให้ลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของหลอดมีฮิสเทอรีซิสแควนและความไม่เป็นเชิงเส้นลดลง เนื่องจากวงจรโหลดของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นวงจรกรองผ่านต่ำ ทำให้แรงดันและกระแสที่หลอดมีผลของฮาร์มอนิกจากแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์น้อย ดังนั้นการคำนวณจึงใช้เฉพาะแรงดันรูปคลื่นไซน์ที่ความถี่หลักมูล การวิเคราะห์และออกแบบโดยวิธีดังกล่าวให้ผลที่แตกต่างจากการทดลองประมาณร้อยละ 3 ถึง 5 [1 อุตสาหกรรม] การวิเคราะห์โดยวิธีดังกล่าวข้างต้นต้องการงานจุดทำงานของหลอดก่อนจึงจะสามารถกำหนดค่าความต้านทานสมมูลของหลอด หากไม่ทราบเช่นในกรณีที่มีการแปรค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าหรือความถี่ของอินเวอร์เตอร์จำเป็นต้องใช้การคำนวณแบบทำซ้ำหรือใช้วิธีการทางกราฟ [2 จิโรจน์] อย่างไรก็ตามในกรณีที่ความถี่การทำงานของอินเวอร์เตอร์มีการเปลี่ยนแปลงตามจุดทำงานแบบไม่เชิงเส้นพร้อมกันกับการเปลี่ยนแปลงความต้านทานหลอดเช่นในกรณีของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันของแหล่งจ่ายไฟของวงจรอินเวอร์เตอร์ การวิเคราะห์วงจรโดยวิธีคำนวณแบบทำซ้ำหรือวิธีการทางกราฟจะมีความซับซ้อนมากทำให้ไม่เหมาะสมสำหรับการศึกษาการวิเคราะห์และออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ การศึกษาการทำงานของวงจรโดยใช้การจำลองการทำงานด้วยคอมพิวเตอร์ร่วมกับการคำนวณด้วยวิธีการประมาณจะช่วยให้การวิเคราะห์และออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับ

นำตัวตัวเองทำได้ง่ายและทำให้สามารถศึกษาผลของพฤติกรรมที่ไม่เป็นเชิงเส้นของหลอดและวงจรขับนำเพิ่มเติมได้ด้วย บทความนี้นำเสนอแบบจำลองสำหรับกรับจำลองการทำงานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเองที่ใช้หม้อแปลงที่อิ่มตัวได้ในการกำเนิดสัญญาณขับนำที่สามารถกำหนดรูปร่าง B-H curve ของแกนหม้อแปลงขับนำ [3] และแบบจำลองของหลอดที่มีลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่เปลี่ยนตามจุดทำงาน โดยสามารถปรับลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นและ Hysteresis Loop ได้

2. บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง

รูปที่ 1 เป็นวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตนเองโดยการป้อนกลับกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ผ่านหม้อแปลงที่อิ่มตัวได้ (T) เพื่อขับนำ BJT ของวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งประกอบด้วย Q1 และ Q2 ที่ทำหน้าที่เหมือนไฟที่กระแสขับให้กับโหลดคือหลอดฟลูออเรสเซนต์ผ่านวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่ต่อโหลดขนาน การจำลองวงจรดังกล่าวจำเป็นต้องมีแบบจำลองของหลอดฟลูออเรสเซนต์ ซึ่งเป็นอุปกรณ์ไม่เชิงเส้นที่ไม่มีในโปรแกรม PSPICE ส่วนอุปกรณ์อื่น ๆ จะใช้แบบจำลองที่มีในโปรแกรมเองทั้งหมดยกเว้นหม้อแปลงที่อิ่มตัวได้ จะมีการใช้ B-H Curve ที่วัดจากวงจรที่ทดลองขณะทำงานจริงเพื่อให้ได้แบบจำลองที่ใกล้เคียงกับผลการทดลองยิ่งขึ้น



รูปที่ 1 วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตัวเอง

3. แบบจำลองของหลอดฟลูออเรสเซนต์

หลอดฟลูออเรสเซนต์มีลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันไม่เชิงเส้นที่เปลี่ยนแปลงตามกำลังของหลอด ดังนั้นแบบจำลองของหลอดจะต้องให้ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากระแส-แรงดัน ณ เวลาใด ๆ เป็นแบบไม่เชิงเส้นดังในรูปที่ 3 รวมทั้งต้องใช้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันกับกระแส ดังในรูปที่ 4 ได้มีการนำเสนอสมการที่ให้ความสัมพันธ์ระหว่างค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันกับกระแสสำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ โดยแรงดันมีค่าเท่ากับผลบวกของค่าคงที่และค่าออกซิโพนอนเซียสของกระแสซึ่งเขียน 3 พจน์แรกของสมการที่ 1 [4] ความสัมพันธ์ดังกล่าวจะสอดคล้องกับผลการทดลองเป็นส่วนใหญ่แต่ให้ผลที่คาดเคลื่อนในย่านกำลังออกต่ำ ๆ บทความนี้ได้

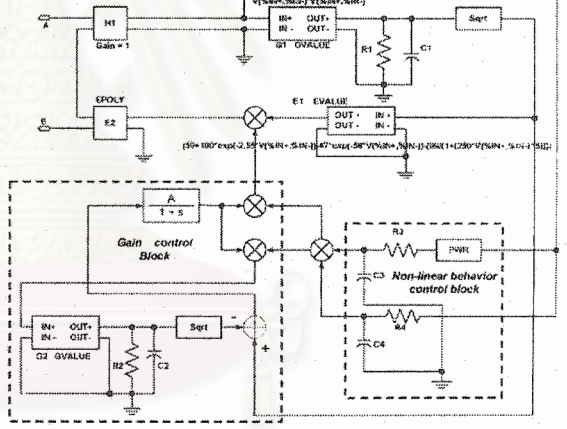
ปรับปรุงความสัมพันธ์ดังกล่าวโดยเพิ่มพจน์ที่ 4 ในสมการที่ 1 ซึ่งมีผลให้ความสัมพันธ์ระหว่างค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันกับกระแสในย่านกำลังออกต่ำ ๆ สอดคล้องกับผลการทดลองมากขึ้น ทำให้ค่าความต้านทานของหลอดฟลูออเรสเซนต์แปรตามค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแสตามสมการที่ 2 รูปที่ 2 เป็นแบบจำลองสำหรับโปรแกรม PSPICE ที่ใช้ ABM (Analog Behavior Modeling) ซึ่งให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแส ณ เวลาใด ๆ จะมีค่าขึ้นกับค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแสตามสมการที่ 3 แบบจำลองในรูปที่ 2 นอกจากจะมีการปรับปรุงสมการความสัมพันธ์ระหว่างค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันกับกระแสแล้ว ยังมีการเพิ่มเติมนส่วน Non-linear behavior control block ที่ทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแส ณ เวลาใด ๆ มีความไม่เป็นเชิงเส้นดังในรูปที่ 3 ทำให้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันกับกระแส ณ เวลาใด ๆ มีค่าตามสมการที่ 4

$$V_{rms} = 50 + 100e^{(-2.55I_{rms})} - 47e^{(-58I_{rms})} - \frac{99}{1 + (250I_{rms})^5} \dots (1)$$

$$R_{lamp} = \frac{V_{rms}}{I_{rms}} \dots (2)$$

$$V(t) = R_{lamp} * I(t) \dots (3)$$

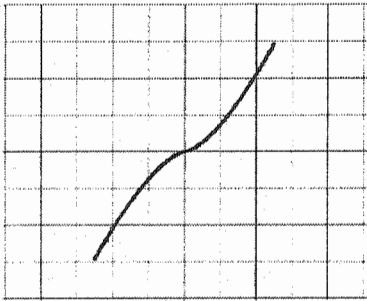
$$V(t) = R_{lamp} * I(t) * I(t)^R * K \dots (4)$$



รูปที่ 2 วงจรแบบจำลองของหลอดฟลูออเรสเซนต์

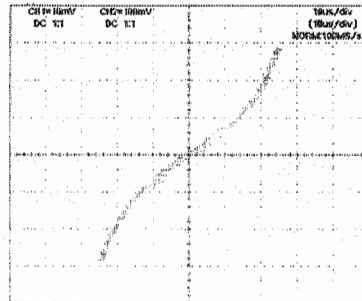
วงจรรูปที่ 2 เป็นแบบจำลองของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่สามารถปรับลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นและ Hysteresis Loop ได้ แบบจำลองประกอบไปด้วย แหล่งกระแสควบคุมแหล่งแรงดัน H1 ที่ทำหน้าที่ตรวจจับกระแส ณ เวลาใด ๆ ที่ไหลผ่านหลอด G1 เป็นวงจรยกกำลังสองของกระแส ส่งผ่านวงจรกรอง RC และวงจรลดอัตรา Sqrt จะได้ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแส ค่าของ RC จะเป็นตัวกำหนดลักษณะของ Hysteresis Loop E1 คือแหล่งแรงดันควบคุมด้วยแรงดันที่ใช้กำหนดสมการความสัมพันธ์ระหว่างค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันกับกระแส สัญญาณออกของ E1 เป็นค่าความต้านทานของหลอด (RLamp) ตามสมการที่ 2 PWR ที่อยู่ใน Non-Linear Behavior





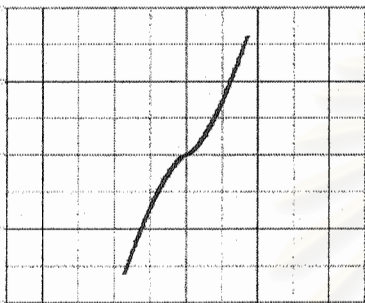
(a)  $V_{lamp} = 50 \text{ Volt/div}$ ,  $I_{lamp} = 200 \text{ mA/div}$

ผลการจำลองลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของหลอด (25kHz)



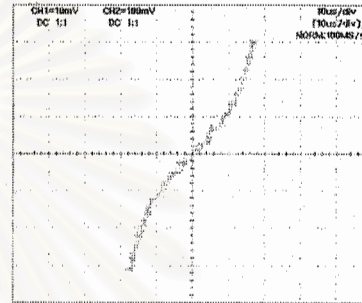
(b)  $V_{lamp} = 50 \text{ Volt/div}$ ,  $I_{lamp} = 200 \text{ mA/div}$

ผลการทดลองลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของหลอด (25kHz)



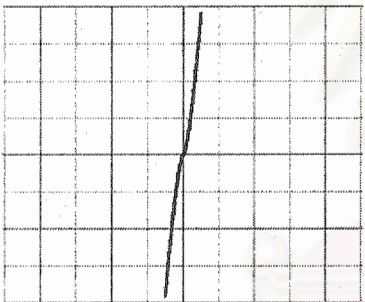
(c)  $V_{lamp} = 50 \text{ Volt/div}$ ,  $I_{lamp} = 200 \text{ mA/div}$

ผลการจำลองลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของหลอด (33kHz)



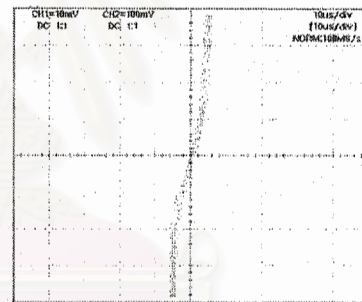
(d)  $V_{lamp} = 50 \text{ Volt/div}$ ,  $I_{lamp} = 200 \text{ mA/div}$

ผลการทดลองลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของหลอด (33kHz)



(e)  $V_{lamp} = 50 \text{ Volt/div}$ ,  $I_{lamp} = 200 \text{ mA/div}$

ผลการจำลองลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของหลอด (45kHz)



(f)  $V_{lamp} = 50 \text{ Volt/div}$ ,  $I_{lamp} = 200 \text{ mA/div}$

ผลการทดลองลักษณะสมบัติกระแส-แรงดันของหลอด (45kHz)

รูปที่ 3 การเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการทดลองที่ความถี่ต่างๆ

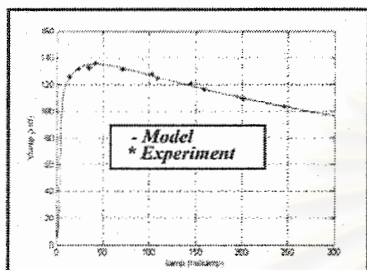
Control Block ทำหน้าที่ปรับลักษณะความไม่เป็นเชิงเส้นระหว่างค่า  
ณ เวลาใดๆ ของแรงดันกับกระแสของหลอด และ Gain Control Block  
จะทำหน้าที่ปรับให้ค่าแรงกำลังสองเฉลี่ยของกระแสและแรงดันสำหรับกำลังที่  
ความสัมพันธ์ที่กำหนดโดย E1 ซึ่งเป็นแบบจำลองตามสมการที่ 1  
แรงดันออกของ E2 จะเป็นแรงดันของแบบจำลองที่แปรตามกระแส  
ณ เวลาใด ๆ ที่ชื่อ AB

4. การเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการทดลอง

เพื่อทดสอบความถูกต้องของแบบจำลองได้ทดลองวัดคุณสมบัติ  
กระแส-แรงดันหลอด สำหรับกำลังที่หลอดแตกต่างกัน 3 ค่าและนำไป  
เขียนกราฟลักษณะสมบัติของหลอด เพื่อเปรียบเทียบกับผลจำลองใน

รูปที่ 3 จะเห็นได้ว่าผลการจำลองโดยใช้แบบจำลองที่นำเสนอมีลักษณะ  
ใกล้เคียงกับผลการทดลอง นอกจากนั้นยังได้ทดลองวัดความสัมพันธ์  
ระหว่างค่าแรงกำลังสองเฉลี่ยของกระแสและแรงดันสำหรับกำลังที่  
หลอดแตกต่างกันและเปรียบเทียบกับผลจำลองดังในรูปที่ 4 จะเห็น  
ได้ว่า แบบจำลองที่นำเสนอให้ผลที่สอดคล้องกับการทดลองแม้ในย่านที่  
หลอดมีกำลังต่ำมาก เมื่อนำแบบจำลองของหลอดในรูปที่ 2 และ ค่า B-H  
Curve ที่ได้จากการวัดขณะทำงานจริงรวมทั้ง Storage time ของ  
ทรานซิสเตอร์ที่สอดคล้องกับค่าในวงจรจริง แทนลงในวงจรในรูปที่ 1  
และใช้ค่าอุปกรณ์อื่น ๆ ในแบบจำลองเท่ากับค่าในวงจรที่ทดลองจริงโดย  
ใช้ทรานซิสเตอร์ MJE 13009 และ ไดโอด 1N4007 เพื่อจำลองการทำงาน

ของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตนเอง ซึ่งทำงานที่ความถี่ 33.45 kHz และนำไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองในตารางที่ 1 ในขณะที่ความถี่การทำงานของวงจรจากการทดลองเท่ากับ 33.9 kHz ซึ่งแตกต่างกันเล็กน้อย ในตารางเดียวกันได้เสนอผลการจำลองที่มีการปรับค่าความต้านทานในวงจรขับนำให้ความถี่ของการทำงานของวงจรจากแบบจำลองเป็น 33.9 kHz เช่นเดียวกับผลการทดลองเพื่อนำไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองในตารางที่ 1 จะเห็นได้ว่าขนาดของกระแสแรงดันต่าง ๆ รวมทั้งรูปคลื่นของกระแสและแรงดันของหลอดที่ได้จากแบบจำลองมีค่าใกล้เคียงและสอดคล้องกับผลการทดลอง



รูปที่ 4 ความสัมพันธ์ของท่าแรกกำลังสองเฉลี่ยระหว่างกระแสกับแรงดันที่กำลังออกต่าง ๆ

ตารางที่ 1 การเปรียบเทียบผลการจำลองกับผลการทดลองโดยใช้หลอดฟลูออเรสเซนต์ที่กำลังพิกัด 36 วัตต์

พารามิเตอร์	หน่วย	จำลอง 1	จำลอง 2	ทดลอง
Vdc	V	320	320	320
fs	kHz	33.45	33.9	33.9
Ls	mH	2.7	2.7	2.7
Cig	nF	12	12	12
Cs	nF	3.3	3.3	3.3
Np	Turns	3	3	3
Ns	Turns	2	2	2
RB <sub>1</sub> = RB <sub>2</sub>	$\Omega$	15	17	15
RE <sub>1</sub> = RE <sub>2</sub>	$\Omega$	1.8	1.8	1.8
Storage time	$\mu$ s	5.5	5.5	5.5
Area (toroid)	cm <sup>2</sup>	0.1224	0.1224	0.1224
Length(toroid)	cm	2.451	2.451	2.451
Vinv(RMS)	V	151.131	151.043	151.6382
Iinv(RMS)	mA	347.936	346.75	352.8
Vlamp(RMS)	V	104.118	104.528	103.8233
Ilamp(RMS)	mA	240.321	234.407	245.2

### 5. สรุป

แบบจำลองของหลอดฟลูออเรสเซนต์ที่มีรูปคลื่นของกระแสแรงดัน เปลี่ยนแปลงตามกำลังที่หลอดในช่วงกว้างรวมทั้งแบบจำลองของหม้อแปลงที่อิมิตัวได้ของวงจรขับนำให้ผลสอดคล้องกับผลการทดลอง ทำให้สามารถศึกษาพฤติกรรมและออกแบบวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำเนิดสัญญาณขับนำด้วยตนเองซึ่งปรกติแล้วจะทำให้ยากสามารถทำได้ง่ายและมีความถูกต้องมากกว่าการออกแบบโดยการคำนวณจากแบบจำลองเชิงเส้น เนื่องจากสามารถศึกษาพฤติกรรมการทำงานของวงจรดังกล่าวเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงตัวแปรต่าง ๆ ภายในวงจร เช่น แรงดันของแหล่งจ่ายไฟด้านเข้าและอุปกรณ์ต่าง ๆ ในวงจรได้โดยง่ายและให้ผลที่ใกล้เคียงกับการทดลองจริง

### 6. เอกสารอ้างอิง

[1] อุทธนา กุลวิทิต "ความแม่นยำของกราววิเคราะห์วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์โดยประมาณด้วยวิธีหาค่าเฉลี่ย" EECON-26, pp.776-781, 2546

[2] จิโรจน์ พรวัฒนา, อุทธนา กุลวิทิต, "ผลของการเปลี่ยนแปลงแรงดันเข้าต่อความเชื่อถือได้ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์," EECON-23, pp.717-720, 2543.

[3] Stephen Prigozy, "PSPICE Computer Modeling of Hysteresis Effect," IEEE Transactions., vol.36, pp. 2-5, 1993

[4] 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



ไพบุลย์ สุขเดือน สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล เมื่อ พ.ศ. 2541 ปัจจุบันกำลังศึกษาอยู่ในระดับ วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า) จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย และตำแหน่งงานในปัจจุบันเป็นอาจารย์ประจำแผนกวิชาช่างไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีราชมงคล วิทยาเขตสุพรรณบุรี งานวิจัยที่สนใจบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์



อุทธนา กุลวิทิต สำเร็จการศึกษาระดับ วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วิศวกรรมไฟฟ้า(เกียรติ นิยม)) จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย เมื่อ พ.ศ. 2518 และ Dr. Ing (Solid state) จาก INSA Rennes ประเทศ ฝรั่งเศส เมื่อ พ.ศ. 2524 ปัจจุบันดำรงตำแหน่ง รองศาสตราจารย์ ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ทำงานวิจัยด้าน อิเล็กทรอนิกส์กำลังโดยเฉพาะบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ และแหล่งจ่ายไฟตรงแบบวีธีสวิตซ์

### ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นายไพบุลย์ สุขเถื่อน เกิดเมื่อวันที่ 25 ตุลาคม พ.ศ. 2517 ที่จังหวัดสุพรรณบุรี สำเร็จ การศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (ไฟฟ้ากำลัง) จากสถาบัน เทคโนโลยีราชมงคล ปีการศึกษา 2544 และได้เข้าศึกษาต่อในหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2545

### บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

ไพบุลย์ สุขเถื่อน ยุทธนา กุลวิฑิต “การจำลองบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำหนด สัญญาณขับนำด้วยตัวเอง” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 27, พฤศจิกายน 2547

สถาบันวิทยบริการ  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย