หอสมุดกลาง สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 3

การออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

บทนี้กล่าวถึง การออกแบบบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์สำหรับหลอดฟลูออเรสเซนต์ ขนาด 40 วัตต์ ซึ่งประกอบไปด้วยวงจรส่วนประกอบหลัก 4 ส่วน ดังแสดงในแผนภาพตามรูปที่ 3.1

วงจรกรองแบบพาสซีฟ (passive filter)	วงจรปรับรูปคลื่นกระแสด้านเข้า (active harmonic filter) (วงจรกรองแบบแอกทีฟ)	วงจรอินเวอร์เตอร์ (inverter)	โช้ก/บัลลาสต์ (choke / ballast)

รูปที่ 3.1 แผนภาพแสดงโครงสร้างส่วนประกอบของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูงจะใช้แกนเฟอร์ไรต์ซึ่งมีขนาดเล็กกว่าแกนเหล็ก มาทำตัวเหนี่ยวนำ โดยเพิ่มวงจรกำเนิดความถี่สูง และเพิ่มวงจรทำงานพิเศษอื่น ๆ เช่น วงจรปรับรูปคลื่นกระแสด้านเข้าให้ได้รูปไซน์ วงจรกรองฮาร์มอนิก ฯลฯ วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์แบบความถี่สูงในการทดลองนี้ ประกอบด้วย วงจรกรองแบบพาสซีฟ วงจรปรับรูปคลื่นกระแสด้านเข้าให้เป็นรูปไซน์ วงจรอินเวอร์เตอร์ และโช้กจำกัดกระแส ดังแผนภาพในรูปที่ 3.1 และ 3.2 โดยวงจรเรียงกระแสจะแปลงแรงดันกระแสสลับ 220 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิรตซ์ ให้เป็นแรงดันเรียงกระแสเต็มคลื่น จากนั้นวงจรแปลงผันแบบทบระดับจะแปลงแรงดันเรียงกระแสเต็มคลื่น ที่มีค่ายอด 310 โวลต์ ให้เป็นแรงดันกระแสตรงที่มีขนาดแรงดันตามต้องการ และ วงจรอินเวอร์เตอร์จะแปลงแรงดันกระแสตรงให้เป็นแรงดันกระแสสลับความถี่สูง เพื่อเป็นแหล่งจ่ายกำลังให้แก่หลอด โดยมีวงจรควบคุมการทำงานของสวิตซ์ของวงจรแปลงผันนี้ เพื่อให้กระแสด้านเข้ามีรูปคลื่นเป็นรูปไซน์ ส่วนวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้หลักความถี่ต่ำยิ่ง ตามแผนภาพในรูปที่ 3.2 ข จะใช้วงจรแปลงผันแบบทอนทบระดับเพื่อป้อนแรงดันกระแสตรงให้แก่หลอด และใช้อุปกรณ์กลับขั้วแรงดันออกทุกช่วงเวลาหนึ่ง (วงจรสามารถปรับตั้งคาบเวลาของการกลับขั้วได้) เพื่อให้แรงดันคร่อมหลอดมีความถี่ต่ำยิ่ง

ข้อกำหนดของวงจร

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ ที่ทำการสร้างมีลักษณะด้านเข้า-ด้านออก ที่ต้องการ ดังนี้

ด้านเข้า แหล่งจ่ายกำลัง ขนาดแรงดัน 220 โวลต์ ความถี่ 50 เฮิรตซ์

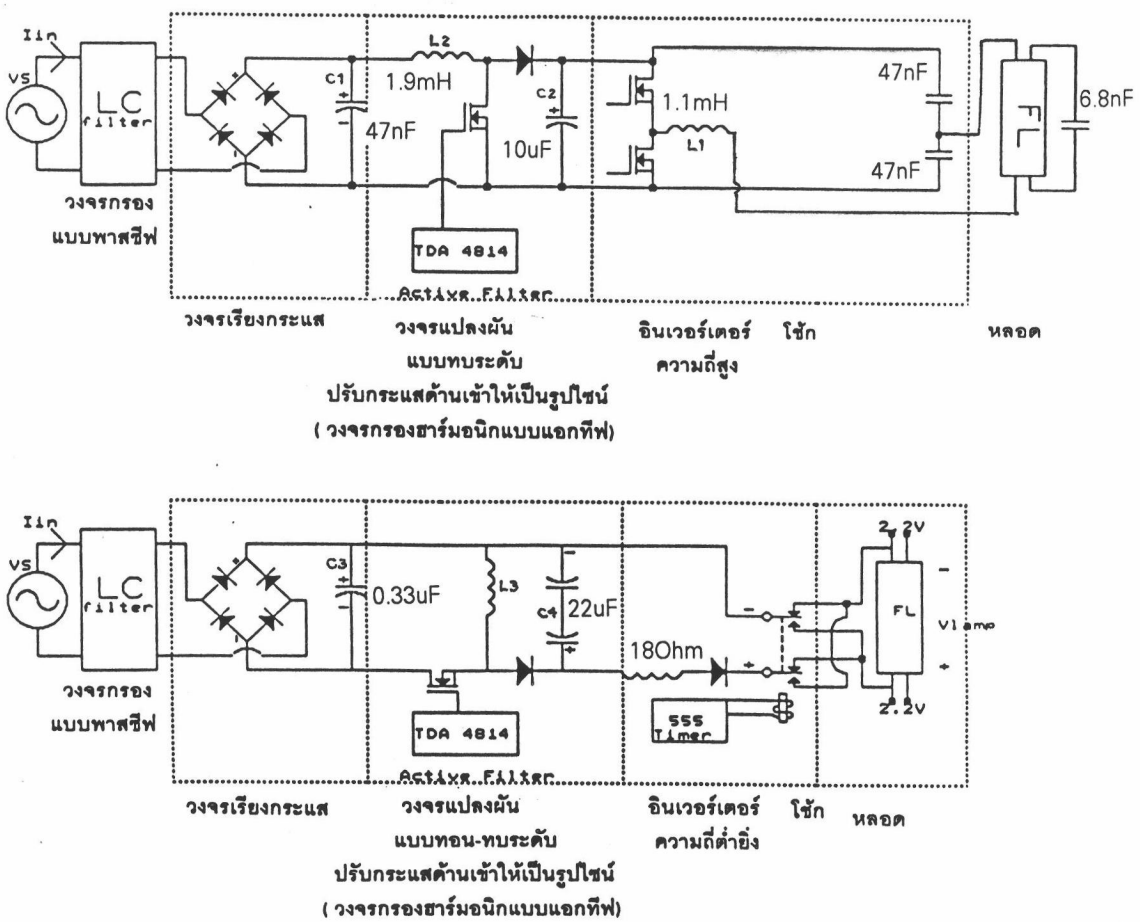
ด้านออก หลอดฟลูออเรสเซนต์แบบพรีฮีต ขนาด 40 วัตต์

โดยการออกแบบ มีจุดประสงค์ เพื่อ

1) ให้ได้คุณสมบัติของวงจรบัลลาสต์ดี คือ

- ประสิทธิภาพสูง
- กระแสด้านเข้ามีรูปใกล้เคียงรูปไซน์
- ตัวประกอบกำลังใกล้ 1

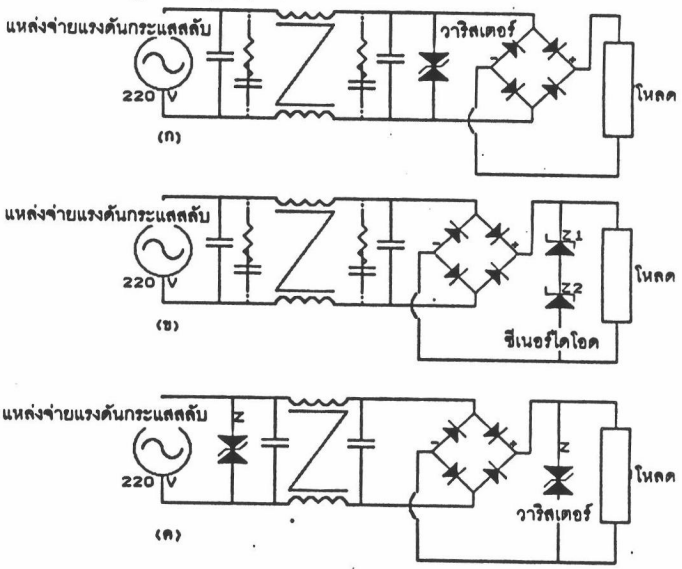
2) ช่วยยืดอายุการใช้งานของหลอด



รูปที่ 3.2 ลักษณะโครงสร้าง บล็อกไดอะแกรมของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์
(ก) หลักการความถี่สูง (รูปบน) , (ข) หลักการความถี่ต่ำยิ่ง (รูปล่าง)

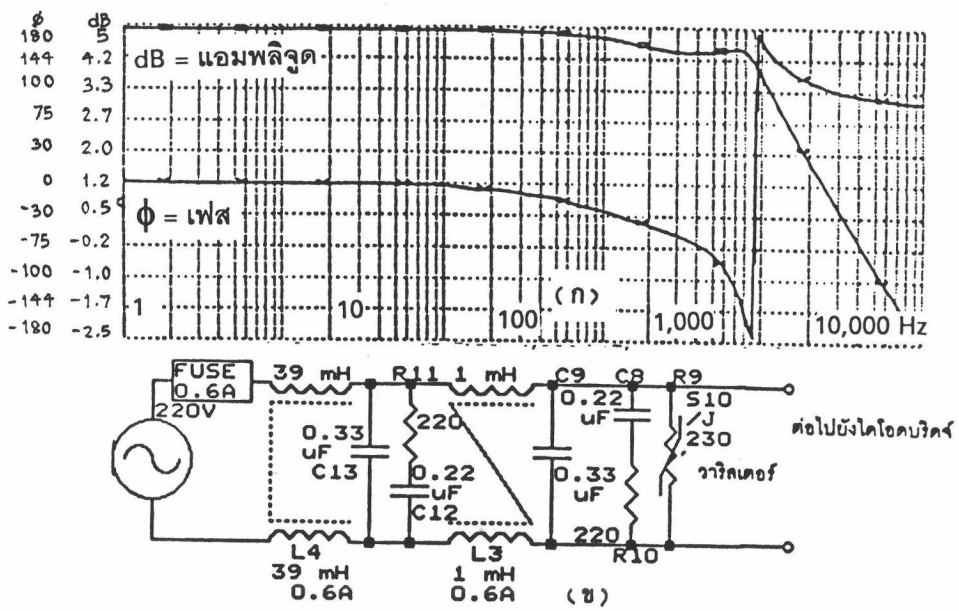
<u>วงจรกรองแบบพาสซีฟใช้ L-C</u>

วงจรกรองด้านเข้า (input line filter) มีความสำคัญเพราะจะช่วยลดการรบกวนคลื่นวิทยุ (RFI) และการรบกวน EMI ที่เกิดจากวงจรแปลงผัน (converter) อีกทั้งยังช่วยลดผลของทรานเซียนต์จากสายส่งไม่ให้ไปทำความเสียหายให้วงจร วงจรกรองด้านเข้าแบบพาสซีฟมีได้หลายแบบ ซึ่งจะประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุ และอุปกรณ์ป้องกันแรงดันเกิน (วาริสเตอร์) ดังตัวอย่างที่แสดงในรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 ตัวอย่างวงจรกรอง L-C แบบต่าง ๆ (แบบ ก. ต่อวาริสเตอร์ก่อนหน้าไดโอดบริดจ์ , แบบ ข. ต่อซีเนอร์ไดโอดหลังไดโอดบริดจ์ และ แบบ ค. ต่อวาริสเตอร์ 2 ตำแหน่ง)

ผู้วิจัยได้เลือกใช้วงจรในรูป 3.3 ก มาดัดแปลง ให้มีโช้กลดการแทรกสอดแบบวิธีร่วม (common-mode choke) และโช้กลดการแทรกสอดแบบเชิงผลต่าง (differential-mode choke) (John C.Salmon, 1993 , C.H.Yeam, 1994 , Katsumi Yamashita , 1994) ผู้วิจัยใช้โปรแกรม LEK 6.0 (เอกชัย ลีลารัศมี , คู่มือโปรแกรม LEK 6.0 , 2536) ในการออกแบบวงจรกรองนี้ โดยจำลองการทำงานเพื่อต้องการให้เกิด การลดทอนสัญญาณที่มีความถี่สูงกว่า 10 kHz ดังแสดงใน รูปที่ 3.4 (ก) และได้วงจรกรองดังในรูปที่ 3.4 (ข)



รูปที่ 3.4 (ก) ผลตอบสนองเชิงความถี่ของ แรงดันออกจากวงจรกรองที่ความถี่ 1-100 kHz จากการจำลองแบบการทำงานด้วยโปรแกรม LEK 6.0 และ (ข) วงจรกรองที่เลือกใช้ในการป้องกันการรบกวน

เมื่อทดลองต่อวงจรตามรูปที่ 3.4 (ข) และหาผลตอบสนองเชิงความถี่ของวงจรนี้โดยการป้อนสัญญาณไซน์ความถี่ 1 Hz - 20 kHz ปรากฏว่าได้ผลใกล้เคียงกับที่แสดงในรูป 3.4 (ก) ผู้วิจัยจึงใช้วงจรตามรูป 3.4 (ข) นี้เป็นวงจรกรองทางด้านเข้าของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ในงานวิจัยนี้

การใช้อุปกรณ์ป้องกันแรงดันทรานเซียนต์

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

ก. การชีลด์ และ การต่อกราวน์ (shielding and grounding) (หมายเหตุ วิธีนี้ไม่สามารถป้องกันแรงดันเกินจาก ฟ้าผ่า , สนามแม่เหล็ก หรือ ผลจากปฏิกิริยานิวเคลียร์ได้ เช่น หากมีกระแสปริมาณมากไหลลงดิน ก็จะทำให้แรงดันในสายกราวน์เปลี่ยนแปลงได้)

ข. การใช้วงจรกรอง (filter)

ค. การใช้อุปกรณ์ที่มีคุณสมบัติไม่เชิงเส้น (nonlinear device) มาป้องกันแรงดันเกิน จำพวกอุปกรณ์ป้องกันแรงดันทรานเซียนต์ (surge protective device : SPD) ซึ่งมี 4 ประเภท ได้แก่

ค.1 ซีเนอร์ไดโอด (zener diode : ZD)

ค.2 ซับเพรสเซอร์ไดโอด (suppressor diode : SD)

ค.3 วาริสเตอร์ (varistor : MOV , VAR , SIOV)

ค.4 แก๊สอาเรสเตอร์ (gas arrester : GA) (นิยมใช้ในระบบไฟฟ้ากำลัง)

ในที่นี้ได้เลือกใช้วงจรกรอง ผสมกับการใช้อุปกรณ์ป้องกันแรงดันทรานเซียนต์ ซึ่งอุปกรณ์ที่ต่อเพื่อให้วงจรทนแรงดันสไปก์จากแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าได้ นิยมใช้ซีเนอร์ไดโอด หรือ ใช้วาริสเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 3.3 โดยเกณฑ์การเลือกใช้ คือ

1. หากต่อก่อนไดโอดบริดจ์ก็ต้องใช้อุปกรณ์ เช่น วงจร RC และใช้อุปกรณ์ที่ทนแรงดันทรานเซียนต์ได้ทั้ง 2 ทิศทาง (bi-directional transient suppressor) เช่น การต่อซีเนอร์ไดโอด 2 ตัวต่อ 2 ทิศทาง หรือ การต่อวาริสเตอร์คร่อมระหว่างสายไลน์กับนิวทรอล ก็จะช่วยป้องกันแรงดันเกินให้แก่วงจรซึ่งรวมถึงไดโอดบริจน์ด้วย

2. หากต่อไว้หลังไดโอดบริดจ์ก็สามารถใช้ซีเนอร์ไดโอด 1 ตัวได้ (อาจใช้หลายตัวต่ออนุกรมกันเพื่อการทนแรงดันได้สูงขึ้น) หรือใช้ซัพเพรสเซอร์ไดโอด หรือ จะใช้วาริสเตอร์ก็ได้ (หรือจะใช้ไอซีป้องกันทรานเซียนต์ เช่น Motorola เบอร์ MC 3397T) ซึ่งก็จะช่วยป้องกันสวิตช์จากแรงดันเสิร์จได้ดี

การเลือกใช้ ซีเนอร์ไดโอด หรือ วาริสเตอร์ มีข้อจำกัดที่แตกต่างกัน คือ

ก. ซีเนอร์ไดโอด มีขีดจำกัดว่าอุปกรณ์รับพลังงานได้จำกัด หากว่าแรงดันสูงขึ้นพิกัดการทนกระแสก็จะต่ำลง ตามความสัมพันธ์ $I_{max} = P_{max} / V_{operating}$ แต่วาริสเตอร์มีขีดจำกัดไม่ได้ขึ้นกับกำลัง แต่เป็นความหนาแน่นกระแส เพราะวาริสเตอร์มีโครงสร้างที่มีขีดจำกัดที่ความหนาแน่นกระแสสูงสุด (maximum current density) ด้วยเหตุนี้เองหากว่าแรงดันใช้งานจะเพิ่มสูงขึ้นหรือลดลงก็ตาม พิกัดกระแสที่ทนได้ก็ยังคง

เท่าเดิม วาริสเตอร์จึงจัดเป็นอุปกรณ์ตัวต้านทานแบบหนึ่งที่มีลักษณะค่ากระแสไม่ขึ้นกับแรงดัน โดยมีคุณสมบัติค่าความต้านทานลดลงเมื่อแรงดันเพิ่มขึ้น

ข. การต่อซีเนอร์ไดโอดขนานกัน ไม่ได้ทำให้พิกัดการทนกระแสรวมเพิ่มสูงขึ้น เพราะพิกัดการทนกระแสรวมมีค่าเท่ากับพิกัดการทนกระแสของซีเนอร์ไดโอดตัวที่มีพิกัดแรงดันสูงที่สุดเพียง 1 ตัว แต่การต่อวาริสเตอร์ขนานกันสามารถทำให้พิกัดการทนกระแสเพิ่มขึ้นได้ (เพิ่มขึ้นได้บ้าง แต่ไม่ได้เพิ่มมากเป็นสัดส่วนเชิงเส้น ตามจำนวนวาริสเตอร์ที่ต่อขนานกัน) โดยการต่อวาริสเตอร์ขนานกัน ทำได้ก็ต่อเมื่อวาริสเตอร์ที่ต่อขนานกันจะต้องมีพิกัดการทนกระแสเท่ากัน และ ต้องเป็นวาริสเตอร์แบบดิสก์ (disk) ที่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางใหญ่เท่านั้น

ค. การต่อวาริสเตอร์อนุกรมกันได้ เพื่อให้มีค่าระดับการป้องกันแรงดันเพิ่มสูงขึ้นตามต้องการ แต่การต่อจะต้องเป็นวาริสเตอร์แบบเดียวกัน (เช่น เป็นแบบดิสก์ที่มีขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากัน) โดยค่าพิกัดแรงดันกระแสตรง หรือแรงดันกระแสสลับรวมที่ได้ จะเป็นผลรวมแบบอนุกรมของแต่ละวาริสเตอร์ย่อยที่นำมาต่ออนุกรมกัน โดย การต่ออนุกรมนี้มีข้อดีคือ ทำให้กระแสรั่วไหลมีค่าลดต่ำลงได้มาก ส่วนการใช้งานซีเนอร์ไดโอดต่ออนุกรมกัน นั้นก็จะมีลักษณะการใช้เหมือนวาริสเตอร์ ซึ่งจะสามารถดัดแปลงอีกเป็นการต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน หรือ ตัวเหนี่ยวนำก็สามารถทำได้

ง. วาริสเตอร์ยังมีข้อดีอีกประการคือมีเวลาตอบสนอง (response time) ที่เร็วมาก (ต่ำกว่า 25 nS) ในที่นี้จึงเลือกได้ใช้วาริสเตอร์ (ของ Siemens เบอร์ S10/J230) ดังแสดงในรูปที่ 3.4

<u>เกณฑ์การเลือกใช้วาริสเตอร์ป้องกันแรงดันเกิน</u>

1. เลือกพิกัดการทนแรงดัน (maximum operating voltage) ให้เหมาะสมกับการป้องกันแรงดันเกินในการใช้งาน โดยควรเผื่อแรงดันเกินของแหล่งจ่ายที่อาจเป็นไปได้ไว้ด้วย เช่น เผื่อแรงดันแหล่งจ่ายเกิน 10 % เป็นอย่างน้อย เช่น กรณีแรงดันแหล่งจ่าย 220 โวลต์ ก็ต้องเผื่อแรงดันแหล่งจ่ายเป็น 242 โวลต์ จึงเลือก วาริสเตอร์พิกัดแรงดันสูงกว่า เช่น ในที่นี้เลือก 275 โวลต์เผื่อไว้ หากยิ่งเลือกวาริสเตอร์ทนแรงดันสูงมากขึ้น จะมีผลดีคือกระแสรั่วไหลมีค่าลดน้อยลง แต่ก็มีผลเสีย คือ แรงดันเกินค่าต่ำ ๆ เช่น 265 โวลต์สามารถผ่านเข้าวงจรได้ จึงทำให้การเลือกอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ใช้ในวงจรต้องสามารถทนแรงดัน 275 Vac หรือ 390 Vdc ได้

2. พิจารณาถึง

ก) กระแสเสิร์จ (surge current)

ข) การดูดซับกำลังเกิน (energy absorption)

ค) การทนกำลังเฉลี่ย (average power disipation) โดยคิดจากจำนวนครั้งของค่ากระแส เสิร์จ และ/หรือ กำลังเกิน ซึ่งก็หมายความว่า ค่ากระแสชั่วขณะ(i) , แรงดันชั่วขณะ (E) และกำลังชั่วขณะ(P) สูงสุดจากการทำงานจริงของวงจรต้องมี ค่าไม่เกินขีดจำกัดสูงสุดของ i , E , P ของวาริสเตอร์ทนได้ คือ

$$i^{\wedge} \leq i_{max} \quad (3.1)$$

$$E^{\wedge} \leq E_{max} \quad (3.2)$$

$$P^{\wedge} \leq P_{max} \quad (3.3)$$

ก) เลือกพิกัดการทนกระแสเสิร์จ (maximum surge current) ขึ้นกับจำนวนพัลส์กระแส และ ความกว้างของพัลส์กระแสด้วย โดยปกติค่าที่แสดงในสเปกของวาริสเตอร์จะเป็นค่าที่ประมาณความกว้างพัลส์ เป็นสี่เหลี่ยมขนาดความกว้าง (t_R)เป็น 20 µS หรือ 2 mS ดังนั้นหากเป็นพัลส์ต่าง ๆ ก็ต้องแปลงเป็นพัลส์รูปสี่เหลี่ยมที่มีความกว้างพัลส์เป็นค่ามาตรฐาน เพื่อหาค่ายอดของกระแสเสิร์จแล้วใช้ กราฟการเสื่อมพิกัด (derating curve) ช่วย (หมายเหตุ เลือกพิกัดจากกระแสเสิร์จ ไม่ใช่แรงดันเสิร์จ)

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

$$E_{max} = V_{max}\, i_{max}\, t_R \quad (3.4)$$

โดยที่

E_{max} = การดูดซับกำลังเกินสูงสุด (maximum energy absorption)

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

t_R = ความกว้างพัลส์ (pulse width) (หน่วยเป็นวินาที)

ในการคิดโหลดที่วาริสเตอร์จะต้องทนได้นั้น ควรเผื่อกรณีที่เลวที่สุด (worst case condition) เช่น หากวาริสเตอร์ต่ออยู่ในวงจรที่มีตัวเหนี่ยวนำค่า L อยู่ในวงจร วาริสเตอร์จะต้องทนพลังงานทั้งหมด $^1/_2\, LI^2$ ของการคายพลังงานจากตัวเหนี่ยวนำในวงจรซึ่งเป็นการคิดเผื่อไว้เพื่อความปลอดภัย

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

$$T_{min} = E^{\wedge} / P_{max} \quad (\text{วินาที}) \quad (3.5)$$

โดยที่

T_{min} = คาบเวลาของกระแสเสิร์จ (วินาที)

$E^{\wedge}$ = ค่ากำลังเกินที่ดูดซับในแต่ละคาบ (value of an individual energy absorption cycle)

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

จากเกณฑ์ข้างต้นก็จะสามารถเลือกเบอร์ของวาริสเตอร์ได้จากแคตตาล็อก(ในที่นี้ใช้ของSiemensเบอร์ S10/J230)

3. พิจารณาตรวจสอบว่า แรงดันเกินที่อาจเกิดขึ้นได้ ในการทำงานของวาริสเตอร์เบอร์ที่เลือกมามีค่าไม่มากกว่าความคงทนทางไฟฟ้าของอุปกรณ์ในวงจรที่ป้องกัน

วงจรปรับรูปคลื่นกระแสด้านเข้า

หลักการในการทำให้กระแสด้านเข้าของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์มีรูปใกล้เคียงรูปไซน์ ในทางปฏิบัติ ที่ผ่านมามีแนวทางสามารถทำได้ 3 แนวทาง (ALR,1994) คือ

ก) การใช้วงจรแทนบัลลาสต์แบบตัวต้านทาน

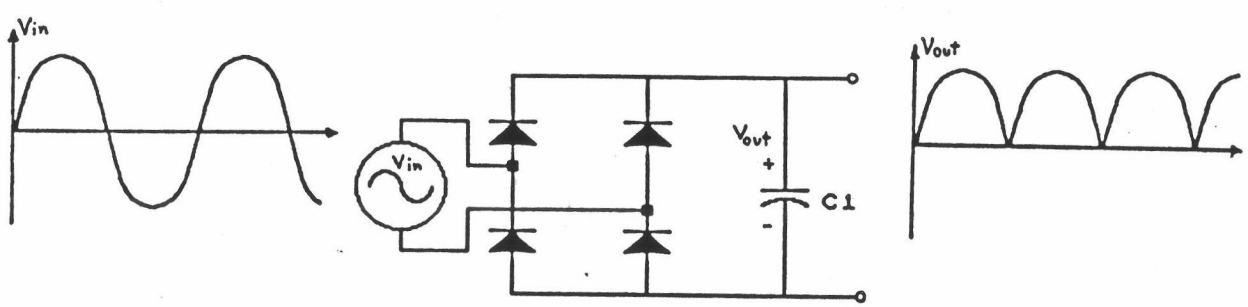
ข) ใช้วงจรกรองแบบพาสซีฟ (passive filter) เช่น ใช้หลักการเรโซแนนซ์ L-C , ใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุทำเป็นวงจรกรองแบบผ่านแถบ (bandpass filter) , ใช้ไดโอดประกอบกับตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ (Vatche Vorperian & Raymond B.Ridley , 1990)

ค) วงจรกรองแบบแอกทีฟ(active filter) ใช้หลักการควบคุมกระแสด้านเข้าให้มีรูปคลื่นค่าเฉลี่ยเป็นรูปไซน์

ในที่นี้ผู้วิจัยเลือกใช้วิธีการตามข้อ ค) เพราะดีกว่าวิธีอื่น คือ วิธี ก) จะมีการสูญเสียพลังงานมาก ส่วนวิธี ข) จะต้องใช้อุปกรณ์ที่มีขนาดใหญ่ ถึงแม้ว่าการใช้หลักการควบคุมกระแสนี้จะต้องใช้วงจรที่ซับซ้อน แต่ก็สามารถทำให้ วงจรมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบาได้ อีกทั้งวงจรกรองแบบแอกทีฟนี้ยังได้รับการยอมรับว่าเป็นวิธีที่สามารถทำให้กระแสด้านเข้าเป็นรูปใกล้เคียงรูปไซน์และตัวประกอบกำลังมีค่าใกล้ 1 มากที่สุด (Rudolph R.Verderber , 1993 , Philip T. Krein , 1990 , Joachim Holtz , 1992)

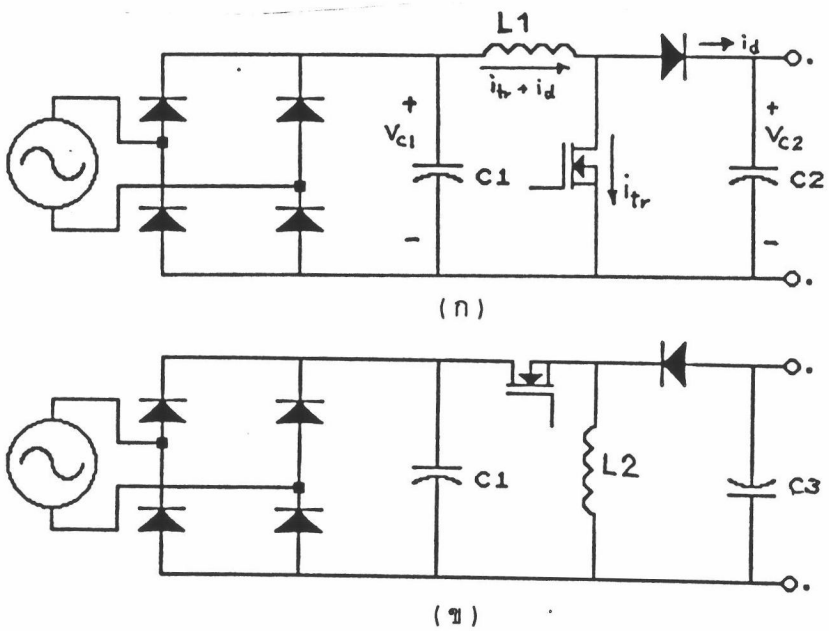
ก. วงจรเรียงกระแส (rectifier ; ac-to-dc converter)

วงจรเรียงกระแสตามรูปที่ 3.5 ข ประกอบด้วยตัวเรียงกระแสแบบไดโอดบริดจ์ และตัวเก็บประจุขนาดเล็ก (C_1) เพื่อให้ได้รูปคลื่นแรงดันใกล้เคียงแรงดันเรียงกระแสเต็มคลื่น (full-wave rectified voltage) ดังในรูปที่ 3.5 ค ซึ่งจะใช้ในการควบคุมวงจรส่วนที่มีตามมาข้างหลัง ในที่นี้ใช้ค่า C_1 = 4.7 nF



(ก) (ข) (ค)

รูปที่ 3.5 วงจรเรียงกระแส ประกอบด้วยไดโอดบริดจ์ และตัวเก็บประจุขนาดเล็ก



รูปที่ 3.6 วงจรกรองฮาร์มอนิกแบบแอกทีฟที่ให้กระแสด้านเข้าเป็นรูปไซน์และมีค่าตัวประกอบกำลังใกล้ 1 (ก) วงจรทบระดับ (boost) สำหรับวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูง (HF) และ (ข) วงจรทอนทบระดับ(buckboost) สำหรับวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่ต่ำยิ่ง(ULF)

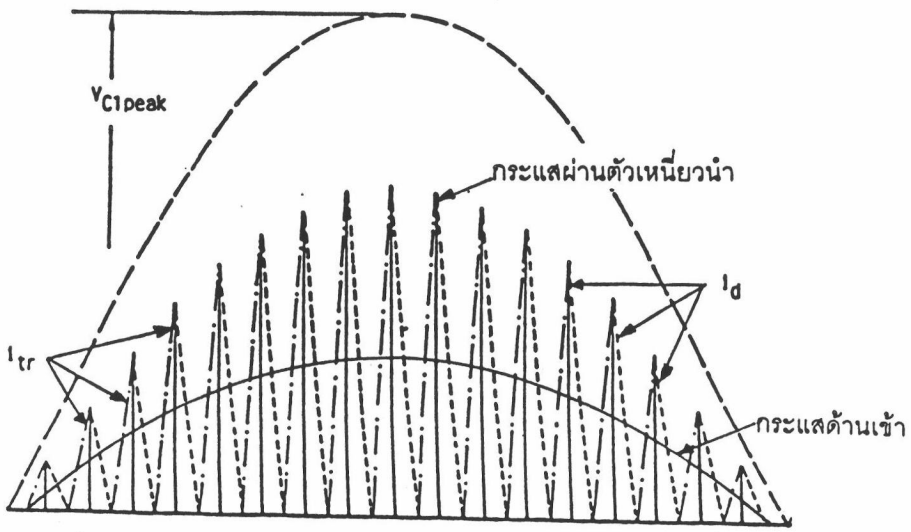
ข. วงจรกรองฮาร์มอนิกแบบแอกทีฟ (active harmonic filter)

รูปที่ 3.6 แสดงวงจรกรองฮาร์มอนิกแบบแอกทีฟที่ใช้ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ โดยในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูง ได้เลือกใช้วงจรทบระดับ (boost converter) เพราะเป็นวงจรที่มีประสิทธิภาพสูงกว่าเมื่อเทียบกับวงจรบินกลับ (flyback converter) (ประสิทธิพร แซ่เฮ้ง , 2534) อีกทั้งยังสามารถให้แรงดันออกของวงจรได้พอเหมาะ คือ วงจรทบระดับให้ แรงดันออกมีค่าสูงประมาณ 420 โวลต์ เมื่อผ่านวงจรอินเวอร์เตอร์ (inverter) จะได้แรงดันออกประมาณ 200 โวลต์ ซึ่งเมื่อเผื่อค่าแรงดันตกคร่อมบัลลาสต์ประมาณ 50 - 100 โวลต์ ก็จะเหลือแรงดันคร่อมหลอดประมาณ 100 ถึง 150 โวลต์ ซึ่งมีค่าพอเหมาะตามต้องการ วงจรทบระดับที่ผู้วิจัยเลือกใช้เป็นแบบที่ง่ายที่สุดคือมีสวิตช์ 1 ตัว และมีตัวเหนี่ยวนำต่ออยู่ที่ด้านหลังไดโอดบริดจ์ สวิตช์มอสเฟตจะนำกระแสโดยมีวัฏจักรหน้าที่ (duty cycle) คงที่ค่าหนึ่ง ในช่วงที่สวิตช์นำกระแส กระแสจากแหล่งจ่ายไหลไปสร้างพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำ การเปลี่ยนค่าของแรงดันแหล่งจ่ายแบบคลื่นไซน์จะทำให้ค่ายอดของกระแสเปลี่ยนแปลงไปแบบคลื่นไซน์เช่นกัน ดังที่แสดงไว้ในรูป ที่ 3.7 ในช่วงที่สวิตช์หยุดนำกระแส พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำก็จะจ่ายให้ตัวเก็บประจุด้านออก (C_2 ซึ่งเป็นตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโตรไลต์ที่มีค่าใหญ่กว่าตัวเก็บประจุ C_1 มาก และ ต้องทนแรงดันได้สูงมากกว่า 420 โวลต์) และจ่ายโหลดโดยผ่านไดโอดแบบทำงานเร็ว [fast diode] แรงดันของตัวเหนี่ยวนำรวมกับแรงดันแหล่งจ่าย ทำให้ได้แรงดันออกตกคร่อมตัวเก็บประจุที่มีค่าสูงกว่าแรงดันแหล่งจ่ายด้านเข้า แรงดันออกที่ได้จะแปรตามแรงดันกระแสตรงด้านเข้า (V_s) และวัฏจักรหน้าที่ (D) ตามสมการต่อไปนี้ (John C.Salmon ,1993)

$$V_o \approx V_s / (1\text{-}D) \qquad (3.6)$$

และค่ากระแสด้านเข้า (I_s) จะแปรตามกระแสโหลด (I_o) และวัฏจักรหน้าที่ตามสมการ

$$I_s \approx I_o / (1\text{-}D) \qquad (3.7)$$



รูปที่ 3.7 กระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำและกระแสด้านเข้าของวงจรทบระดับ
ที่ใช้ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูงจากการจำลองแบบการทำงาน

การออกแบบวงจรทบระดับ (boost) ตามรูปที่ 3.6 (ก) สามารถใช้สมการจากเอกสารของ ALR(T) [1993] , Michael Herfurth [1986] , Motorola [1993] และประทิต โลหะธีรภาพ [2533] ได้ คือ

กำลังออกสูงสุดของวงจรทบระดับ $P_o = V_o \times I_o$ (3.8)

$= 420 \times 0.4$

$= 168$ W

ค่าความเหนี่ยวนำ $L1 = Tx(V_o/\sqrt{2} - V_{ac(LL)})x\eta xV^2_{ac(LL)} / [\sqrt{2}\, V_o x P_o]$ (3.9)

$= 50x10^{-6} x(420/1.414 - 200)x0.9x200^2/[1.414x420x168]$

$= 1.75$ mH

ในที่นี้

V_o = แรงดันกระแสตรงด้านออกที่ต้องการ ในที่นี้ใช้ค่าประมาณ 420 โวลต์

I_o = กระแสตรงด้านออกที่ต้องการ ในที่นี้ใช้ค่า 0.4 แอมป์

V_{ac} = แรงดันแหล่งจ่ายที่ต้องการ ในที่นี้ใช้ค่า 220 โวลต์อาร์เอ็มเอส

$V_{ac(LL)}$ = แรงดันแหล่งจ่ายค่าต่ำสุดที่ต้องการออกแบบให้วงจรใช้ได้ ในที่นี้ใช้ค่า 200 โวลต์อาร์เอ็มเอส

η = ค่าประสิทธิภาพวงจร ในที่นี้ใช้ค่าประมาณ 0.9

ระยะเวลาที่สวิตช์นำกระแสในทางทฤษฎี (ค่าคงที่) $t_{on} = 2xP_o xL/ [\eta \times V^2_{ac}]$ (3.10)

$= 2x168x1.75x10^{-3} / [0.9x220^2]$

$= 13.5\ \mu s$

ระยะเวลาที่สวิตช์นำกระแสเริ่มแรกในทางปฏิบัติ $t_{on(initial)} = 2xP_oxL/ [\eta x V^2_{ac(LL)}]$ (3.11)

$= 2x168x1.75x10^{-3}/ [0.9x200^2]$

$= 16.33\ \mu s$

ระยะเวลาที่สวิตช์หยุดนำกระแสในทางทฤษฎี $t_{off} = t_{on}/ [V_o/[\sqrt{2}\ V_{ac}\ |\sin\theta|] - 1]$ (3.12)

$= 13.5x10^{-6}/(420/(1.414x220x|\sin\theta| -1)$

t_{off} มีค่าประมาณ 0 ที่มุม θ ประมาณ 0 หรือ 180 องศา และมีค่าสูงสุด 38.58 μs ที่มุม θ ประมาณ 90 หรือ 270 องศา

เมื่อทราบค่า t_{on} และ t_{off} ก็สามารถประมาณค่าคาบเวลาในการสวิตช์ (T) และความถี่ในการสวิตช์ (f) ได้จาก

คาบเวลาในการสวิตช์ $T = (t_{on} + t_{off})$ (3.13)

ความถี่ในการสวิตช์ $f = 1/(t_{on}+t_{off})$ (3.14)

f มีค่าต่ำสุดประมาณ 19.2 kHz ที่มุม θ ประมาณ 90 หรือ 270 องศา และ มีค่าสูงสุดประมาณ 74 kHz ที่มุม θ ประมาณ 0 หรือ 180 องศา

ตรวจสอบค่าแรงดันด้านออกของวงจรทบระดับ $V_o = V_{s(dc)} / (1-D)$ (3.15)

$= 220x1.414 /(1 - 13.5x10^{-6}/52x10^{-6})$

$= 420$ V

โดยที่

$D = t_{on}/(t_{on}+t_{off}) = 13.5 / (13.5 + 38.5) \approx 0.26$

T = คาบเวลาการสวิตช์ ในที่นี้ใช้ค่าขั้นต่ำประมาณ 52 μs

θ = มุมของแรงดันแหล่งจ่าย

ตัวเก็บประจุ C_2 ทางด้านออกของวงจรทบระดับนี้ เลือกใช้ค่า 10 uF ซึ่งทำให้แรงดันพลิ้วมีค่าคำนวณได้จากสูตร $\Delta Vo = V_oxD/(fxRxC_2)$ เป็น 0.21 โวลต์ ที่ R = 420/0.4 = 1050 โอห์ม , f = 50 kHz , D = 0.26

ส่วนวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่ต่ำยิ่ง ใช้หลักการป้อนแรงดันกระแสตรงให้หลอด จึงต้องการแรงดันออกของวงจรมีค่าต่ำประมาณเท่ากับแรงดันแชดเดิลของหลอด (แรงดันคร่อมหลอดช่วงที่หลอดทำงานในสถานะอยู่ตัว) ผู้วิจัยเลือกใช้วงจรทอนทบระดับ (buckboost converter) (ตามรูปที่ 3.6 (ข)) ที่สามารถปรับแรงดันออกของวงจรให้มีค่ามากขึ้น หรือลดลงได้ให้พอเหมาะกับแรงดันแชดเดิลของหลอด แต่วงจรนี้จะมีกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นกระแสไม่ต่อเนื่อง จึงทำให้ต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาดใหญ่เพื่อเก็บพลังงานให้เพียงพอที่จะจ่ายให้หลอด และการออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่ทำงานที่ความถี่ต่ำจะใช้ขีดจำกัดการอิ่มตัวของแกนหม้อแปลง(saturation limit) ซึ่งทำให้แกนที่ใช้มีขนาดใหญ่มากกว่าการออกแบบตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงที่ขีดจำกัดอยู่ที่ขีดจำกัดความสูญเสียในแกน (core loss limit) โดยแรงดันออกของวงจรทอนทบระดับนี้จะแปรผันตามแรงดันกระแสตรงด้านเข้า (V_s) และวัฏจักรหน้าที่ (D) ตามสมการต่อไปนี้ (ประทิต โลหะธีรภาพ , 2533)

$$V_o \approx (D / [1 - D]) x V_s \quad (3.16)$$

และค่ากระแสตรงด้านเข้า(I_s) จะแปรตามกระแสของโหลด (I_o) และวัฏจักรหน้าที่ (D) ตามสมการ

$$I_s \approx (D / [1 - D]) \times I_o \qquad (3.17)$$

เนื่องค่า D / [1 - D] อาจจะมีค่าน้อยกว่า 1 หรือมากกว่า 1 ก็ได้จึงทำให้เราสามารถปรับแรงดันออกของวงจรทอนทบระดับได้ (แรงดันออกของวงจรทอนทบระดับที่ได้จะกลับขั้วกับแหล่งจ่ายกระแสตรง)

การใช้วงจรแปลงผันทำหน้าที่เป็นวงจรกรองฮาร์มอนิกแบบแอกทีฟทั้ง 2 แบบที่กล่าวมานี้ไม่เพียงแต่ให้กระแสด้านเข้าเป็นรูปไซน์เท่านั้น แต่ยังสามารถให้ค่าตัวประกอบกำลัง (power factor) ได้ใกล้เคียง 1 ด้วย ถึงแม้ว่าวงจรนี้มี ข้อเสียคือจะมีต้นทุนแพงมากกว่าวงจรบัลลาสต์ทั่วไปเพราะต้องมีวงจรควบคุมเพิ่มขึ้นมา แต่ก็สามารถคุมค่ากำลังที่จ่ายให้หลอดได้ เพราะถ้าแรงดันของแหล่งจ่ายมีค่าเพิ่มขึ้น ระยะเวลาการนำกระแสของสวิตช์ก็จะลดลงอย่างอัตโนมัติ หรือในทางกลับกัน หากแรงดันของแหล่งจ่ายมีค่าลดลง ระยะเวลาการนำกระแสของสวิตช์ก็จะเพิ่มขึ้น ดังนั้นจึงง่ายต่อวงจรคุมค่าการจ่ายกำลังที่เข้าสู่หลอดให้คงที่ โดยไม่ขึ้นกับแรงดันของแหล่งจ่ายมากนัก

การออกแบบวงจรทอนทบระดับตามรูปที่ 3.6 (ข) สามารถใช้สมการจากเอกสารของ ALR(T) [1993] และประทิต โลหะธีรภาพ [2533] ได้ คือ

ค่าวัฏจักรหน้าที่ (D) โดยประมาณจาก $V_o = V_s x D / (1-D)$ (3.18)

ที่ค่าแรงดันกระแสตรงของแหล่งจ่าย V_s ประมาณ 310 V และค่าแรงดันออกของวงจรทอนทบระดับ V_o ประมาณ 150 V จะได้ค่า D ประมาณ 0.33

ที่ค่าเฉลี่ยของกระแสผ่านสวิตช์ (I_q) มีค่าประมาณ 0.43 A

ค่ายอดของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ $Ipk = 2xI_q/D$ (3.19)

$= 2x0.43/0.33$

$= 2.6$ A

ค่าความเหนี่ยวนำ(L2) โดยประมาณ $L2 = V_s x D x T / Ipk$ (3.20)

$= 310x0.33x3.7x10^{-4}/2.6$

$= 14.56$ mH

ในที่นี้ T = คาบเวลาในการสวิตช์ของสวิตช์ที่ควบคุมการทำงานด้วยไอซี TDA 4814

ค่าความต้านทานสมมูลของโหลด $R_L = V_o / I_o$ (3.21)

$= 150 / 0.43$

$= 349$ ohms

ตัวเก็บประจุ C_3 ทางด้านออกของวงจรทอนทบระดับนี้ เลือกใช้ค่า 22.22 uF ซึ่งทำให้แรงดันพลิ้วมีค่าคำนวณได้จากสูตร $\Delta Vo = V_o x D / (f x R_L x C_2)$ เป็น 2.36 โวลต์ ที่ $V_0 = 150$ V , D = 0.33 , f = 2.7 kHz

ไอซีควบคุมกระแสด้านเข้าให้เป็นรูปไซน์

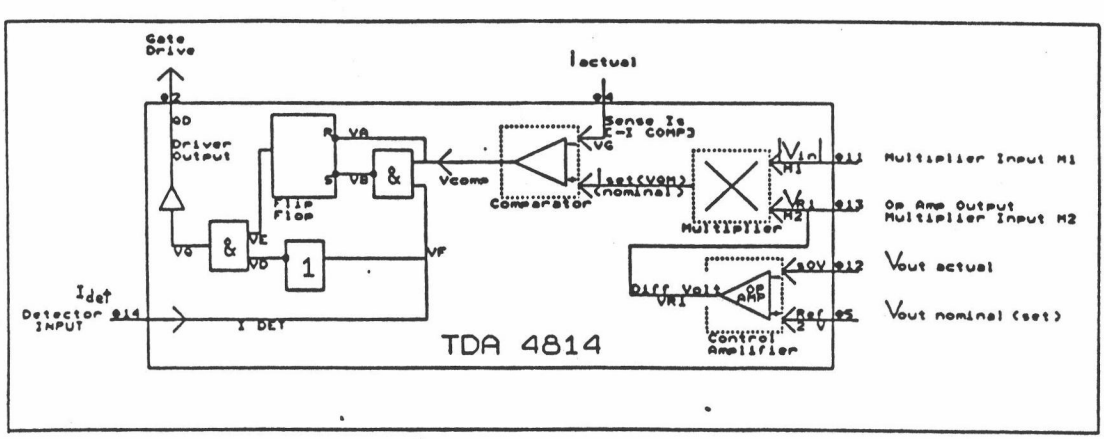
การควบคุมกระแสด้านเข้าให้เป็นรูปไซน์ จะใช้ส่วนหนึ่งของสัญญาณที่ด้านออกของวงจรย้อนกลับมาควบคุมกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำโดยตรง โดยที่ภาคขยายควบคุม (control amplifier) จะเปรียบเทียบแรงดันออกของวงจรกรองแบบแอกทีฟ ($V_{out\ actual}$) กับแรงดันอ้างอิง (reference voltage) ทำให้ได้แรงดัน VR1 ตามรูปที่ 3.8 ไปเข้าวงจรคูณ (multiplier) เพื่อคูณกับสัญญาณรูปไซน์ ได้แรงดัน V_{QM} เข้าวงจรภาคเปรียบเทียบ (comparator) มาเปรียบเทียบกับแรงดัน V_G จากกระแสที่ไหลจริง เพื่อใช้ในการควบคุมกระแสค่าสูงสุดที่ไหลผ่านสวิตช์ วงจรควบคุมแบบนี้มีข้อดี คือ สามารถปรับปรุงการคุมค่าแรงดันออกได้โดยอัตโนมัติและรวดเร็ว , สามารถคุมค่าการจ่ายกระแสโดยอัตโนมัติ, มีการตอบสนองต่อภาวะชั่วครู่ (transient) ที่ดี และสามารถนำด้านออกของวงจรแปลงผันหลาย ๆ ตัวมาต่อขนานกันได้

วงจรควบคุมในที่นี้ใช้ไอซีเบอร์ TDA 4814 ของบริษัท Siemens (Michael Herfurth , 1986 ซึ่งอยู่ในภาคผนวก ก) ซึ่งใช้ตัวถังแบบ P-DIP-14 จึงมีรหัสเรียกเป็น TDA 4814 A ใช้สำหรับวงจรจ่ายกำลังแบบสวิตช์โมด (switch-mode power supply) สามารถใช้ควบคุมวงจรแปลงผันในบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ได้ เพราะสามารถให้แรงดันออกที่คุมค่าให้ค่อนข้างคงที่ได้ และมีวงจรตรวจสอบที่สามารถช่วยควบคุมการสั่งเปิด (turn-on) หรือ ปิด (turn-off) วงจรสวิตช์ และที่สำคัญ คือ สามารถใช้ควบคุมให้กระแสด้านเข้าของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ใกล้เคียงรูปไซน์ เพื่อให้มีปริมาณฮาร์มอนิกไม่เกินขอบเขตตามมาตรฐานของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่กำหนดไว้

ไอซี TDA 4814 มีขาต่าง ๆ คือ

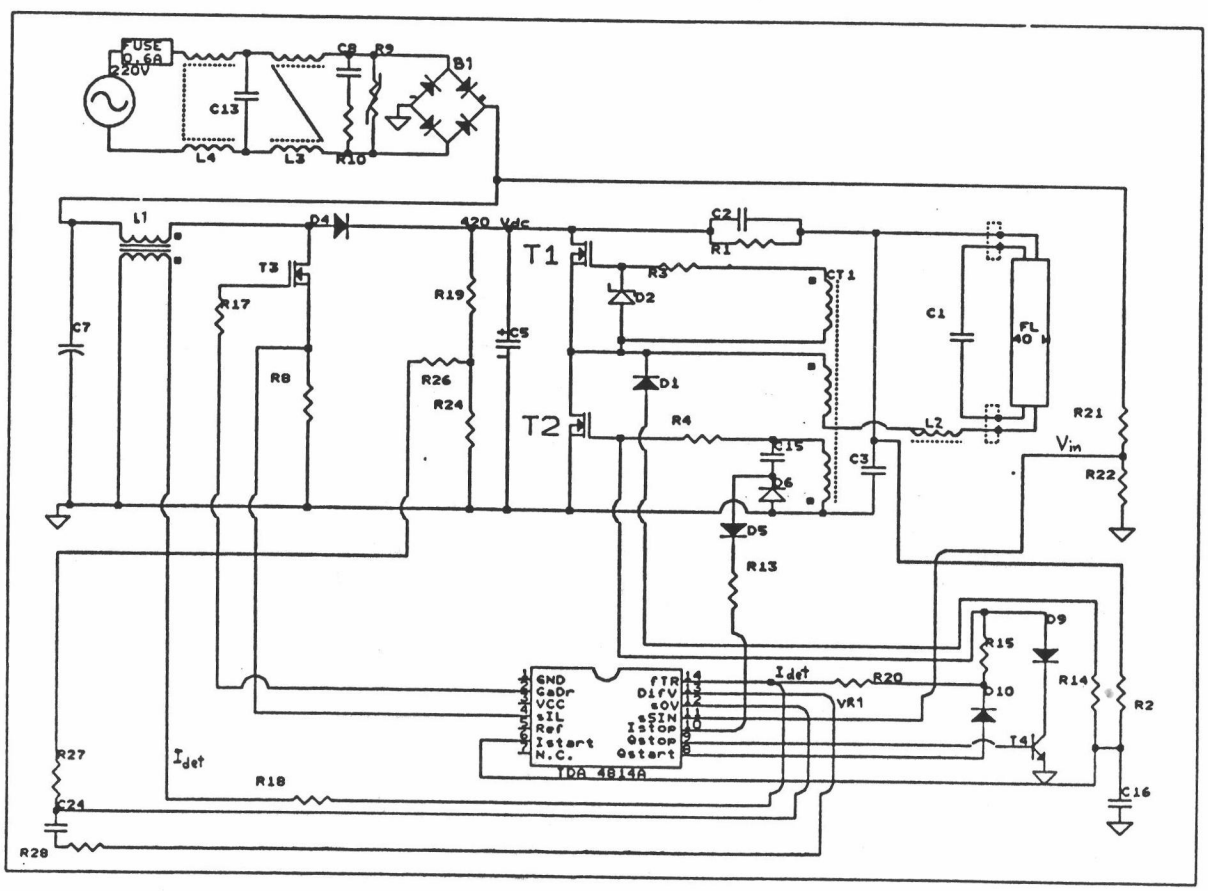
1. GND (O)	Ground O V	8. Qstart	Start Output
2. QD	Driver Output	9. Qstop	Stop Output
3. Vs	Supply Voltage	10. Istop	Stop Input
4. -Icomp	Negative comparator Input , Iactual	11. I M1	Multiplier input M1
5. +I Op Amp/Vref	Positive Input	12. -I Opamp	Negative Input Opanp
6. Istart	Start Input	13. Q Opamp/ I M2	Opamp output/Multiplier Input M2
7. N.C.	Not connected	14. Idet	Detector Input

และมีแผนภาพแสดงหน้าที่ของวงจรภายในดังแสดงในรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 วงจรภายในไอซี TDA 4814

ขั้นตอนการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ที่ควบคุมด้วยไอซี TDA 4814 นี้ พอจะอธิบายการทำงานได้โดยใช้ตัวอย่างวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูง ตามรูปที่ 3.9 คือ แรงดันเข้าวงจรที่ขั้วรับแรงดันด้านเข้า ผ่านวงจรกรองด้านเข้า ผ่านไดโอดบริดจ์(B1) เพื่อแปลงแรงดันกระแสสลับเป็นแรงดันทิศทางเดียว การควบคุมกระแสด้านเข้าให้เป็นรูปไซน์ใช้หลักการป้อนกลับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (L1) (ในรูปของแรงดัน I_{det} ในรูปที่ 3.8) มาเปรียบเทียบกับสัญญาณความคลาดเคลื่อน (V_e) จากวงจรคุมค่าแรงดัน (วงจรฟลิปฟลอปแบบ R-S) โดยวงจรควบคุมให้แรงดันออกมีค่าสูง (high) ไปทำให้สวิตช์นำกระแส เมื่อกระแสจากตัวเหนี่ยวนำมีค่าต่ำถึงพิกัดต่ำสุด และวงจรควบคุมจะให้แรงดันออกมีค่าต่ำ (low) ไปทำให้สวิตช์หยุดนำกระแสถ้าหากกระแสจากตัวเหนี่ยวนำมีค่าสูงถึงพิกัดสูงสุด ดังนั้นค่าเฉลี่ยของกระแสในตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับสัญญาณความคลาดเคลื่อน (VR1) การควบคุมแบบนี้จะมีข้อดีคือผลตอบสนองต่อการเปลี่ยนโหลดได้เร็ว แต่ก็จะมีความถี่ไม่คงที่ คือความถี่จะแปรเปลี่ยนไปตามสัญญาณควบคุม และวงจรไวต่อสัญญาณรบกวน



รูปที่ 3.9 รูปอธิบายการทำงานของวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูง ที่ใช้ไอซี TDA 4814 ควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันให้เป็นวงจรกรองฮาร์มอนิกด้านเข้า

หอสมุดกลาง สถาบันวิทยบริการ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายละเอียดการทำงานของไอซี TDA 4814

ในรูปที่ 3.9 แรงดันเข้าวงจรที่ขั้วรับแรงดันเข้า ผ่านวงจรกรองด้านเข้า และไดโอดบริดจ์(B1) เพื่อเปลี่ยนแรงดันกระแสสลับเป็นแรงดันทิศทางเดียว ผ่านวงจรทบระดับซึ่งทางด้านออกมีตัวเก็บประจุ C5 ช่วยกรองแรงดันให้เรียบขึ้น เมื่อแรงดันกระแสสลับด้านเข้ามีค่า 220 โวลต์ วงจรทบระดับจะให้แรงดันด้านออกประมาณ 420 โวลต์สำหรับวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูง กระแสด้านออกไหลผ่านความต้านทาน R1 และ R2 ไปอัดประจุ C16

ก. ขา 6,ขา 8 ของไอซี

เมื่อแรงดันคร่อม C16 สูงถึงค่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยน (threshold voltage) ซึ่งมีค่าประมาณ 20 โวลต์ C16 ก็จะคายประจุ ไปยังขา 6 ของไอซี (Istart) ทำให้ไอซีเริ่มทำงาน [รูปสัญญาณที่ขา 6 ของไอซีจะเป็นรูปสามเหลี่ยมฟันเลื่อย มีขนาดแรงดันประมาณ 3 ถึง 24 โวลต์ คาบเวลาประมาณ 1.6 ms] ไอซีให้สัญญาณแรงดันออกที่ ขา 8 (Qstart) [ขนาดแรงดันประมาณ 0.75 โวลต์] ผ่าน D10, R15 ไปขับเกตของ T2 และ ส่งผลให้เกิดการแกว่ง (oscillation) ของ L2 กับ C1 ซึ่งต่ออยู่กับไส้หลอด การแกว่งนี้จะถูกขยายต่อโดยมอสเฟต T1 และ T2 โดยอาศัยผ่านหม้อแปลงกระแส CT1 ภายหลังที่ไอซีเริ่มทำงานแล้ว C16 จะคายประจุเป็นระยะๆ ผ่านไดโอด D1 ไปยังวงจรแปลงผันแรงดันกระแสตรง

ข. วงจรแกว่ง L2, C1

วงจรแกว่ง[oscillator] (L2, C1) จะมีแรงดันตกคร่อม C1 ค่าสูงมากตอนเรโซแนนซ์ ในขณะเดียวกันจะเกิดกระแสค่าสูงไหลผ่านวงจรแกว่ง และ ผ่านไส้หลอด ทำให้ไส้หลอดร้อน จึงทำให้หลอดเริ่มจุดติดอย่างรวดเร็วหลังจากที่มอสเฟตเริ่มทำงาน

ในการทำงานปกติ กระแส และ แรงดันออก จะมีรูปคลื่นเป็นรูปใกล้เคียงรูปไซน์มาก และขนาดของกระแสที่ไหลผ่านไส้หลอด และ ไหลผ่านตัวเก็บประจุ C1 ของวงจรแกว่ง ตอนทำงานปกติจะมีค่าต่ำกว่าเมื่อเทียบกับตอนที่วงจรกำลังเริ่มจุดหลอด

ค. ขา 3 แหล่งจ่ายของไอซี

ไอซีจะเปลี่ยนจากโมดเตรียมพร้อม (standby) ไปเป็นโมดทำงาน และ ต้องการกระแสเต็มที่เมื่อแรงดันแหล่งจ่ายของไอซี (V_{CC}) มีค่าถึงค่าที่กำหนด โดยมีพิกัดแรงดันแหล่งจ่ายสูงสุดของไอซี TDA 4814 คือ 14 โวลต์ พิกัดแรงดันแหล่งจ่ายต่ำสุด -0.3 โวลต์ และพิกัดแรงดันปกติ 12-14 โวลต์

ง. ขา 10 ฟังก์ชันหยุดทำงาน

หม้อแปลง (CT1) ในรูปที่ 3.9 มีขดลวดทุติยภูมิ 2 ขด ขดลวดที่ต่อกับสวิตช์ T2 จะส่งกระแสผ่าน C15 และผ่านการเรียงกระแสด้วยวงจรที่ประกอบด้วย D5, D6, และ R13 ได้สัญญาณแรงดันไปยังขา 10 (Istop) ของไอซี TDA 4814

ถ้าภายในเวลาประมาณ 1 วินาที วงจรยังจุดหลอดไม่ติด ขา 10 ของไอซีจะตรวจแรงดัน เพื่อทำหน้าที่สั่งให้สวิตช์หยุดการทำงาน โดยส่งแรงดันออกที่ขา 9 ไปทำให้ทรานซิสเตอร์ T4 นำกระแส ทำให้แรงดันที่ขาเกตของมอสเฟต T2 ต่ำกว่าค่าแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยนของขาเกต (gate threshold voltage) T2 ก็จะหยุดนำกระแส วงจรจุดหลอดก็จะหยุดการทำงาน

จ. วงจรตรวจสภาพการทำงาน (I Start , I Stop , Q Strart , Q Stop)

วงจรนี้จะช่วยเสริมการทำงานให้ปลอดภัย เช่น หากวงจรเกิดหยุดทำงานลงเนื่องจากมีความผิดปกติเกิดขึ้น วงจรก็จะไม่สามารถจุดเริ่มทำงานได้ใหม่อีก จนกว่าวงจรตรวจสภาพการเริ่มทำงานจะได้รับสัญญาณเริ่มทำงานและ มีแรงดันพัลส์ค่าบวกที่ขา 9 (Q Start)

ถ้ามีสิ่งผิดปกติเกิดขึ้น วงจรตรวจสภาพการหยุดทำงาน (I Stop / Q Stop) จะได้รับสัญญาณสั่งให้หยุดทำงานและควบคุมวงจรให้หยุดทำงาน เพื่อช่วยป้องกันไม่ให้วงจรเสียหาย วงจรจะไม่สามารถเริ่มทำงานได้ใหม่จนกว่าจะได้รับสัญญาณเริ่มนำกระแส เช่น มีกระแสที่ I Start หรือกระแสที่ I Stop ถูกตัดออกไป

ฉ. ขา 5, 12, 13 วงจรขยายของส่วนควบคุม (control amplifier), ขา 11 วงจรคูณ (multiplier)

ขา 5 (ไม่ได้ต่อกับวงจรภายนอก) จะมีแรงดันอ้างอิง (reference voltage) ขนาด 2 โวลต์ (ที่มีค่าคงที่ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ) จากภายในไอซี ขา 12 ตรวจวัดแรงดันที่ออกจากวงจรทบระดับ โดยผ่านความต้านทานแบ่งแรงดัน R19 และ R24 เพื่อลดทอนแรงดันให้มีขนาดพอเหมาะ C24 ใช้ช่วยทำให้แรงดันเรียบขึ้น

วงจรขยายภายในไอซีใช้ออปแอมป์ที่มีขาด้านเข้าแบบบวก (positive input) คือ ขา 5 และมีขาด้านเข้าแบบลบ (negative input) คือขา 12 ออปแอมป์จะเปรียบเทียบแรงดันจากขา 12 (V_Q) กับ แรงดันอ้างอิง (Vref : ขา 5) และ ให้แรงดันออกที่ขา 13 (VR1) ส่งไปวงจรคูณ

วงจรคูณ (multiplier) [มีขาด้านเข้า คือ ขา 11 กับ 13] ภายในไอซีจะคูณสัญญาณจากขา 13 (VR1) กับสัญญาณจากขา 11 (Vin) เพื่อได้แรงดันออกเป็น Iset ที่เป็นสัญญาณรูปไซน์มีขนาดแปรตาม VR1 ส่งให้ขาบวกของวงจรเปรียบเทียบ (comparator)

ขา 11 ตรวจรูปคลื่นไซน์ที่ผ่านการเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Vin) จากไดโอดบริดจ์เรียงกระแสผ่านความต้านทานแบ่งแรงดัน R21 และ R22 การทำงานคือ ตอนเริ่มเปิดเครื่องสัญญาณ VR1 มีค่าเป็นบวกสูงสุด (เพราะก่อนเปิดเครื่องแรงดันที่ขา 12 เป็น 0) จากการทดลองพบว่า VR1 มีค่าสูงสุด 5.4 โวลต์ ส่วน Vin เป็นแรงดันรูปไซน์ตอนเริ่มเปิดเครื่องเราจึงได้สัญญาณขับนำสวิตช์ Iset ที่ออกจากวงจรคูณเป็นสัญญาณรูปไซน์ที่มีขนาดสูงที่สุด

ช. ขา 2,ขา 4,ขา 14 , ด้านออกของวงจรเปรียบเทียบที่ใช้ขับนำมอสเฟต

ขา 4 (Iactual, negative comparator input) บอกค่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ T3 ของวงจรทบระดับโดยตรวจแรงดันที่ R8 นำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณ Iset (ภายในไอซี) ต่อไป

ขา 2 คือ ด้านออกของวงจรที่ใช้ในการขับนำมอสเฟต T3 โดยผ่านความต้านทาน R17 เพื่อช่วยจำกัดกระแสที่ไปยังเกตของมอสเฟต T3

วงจรเปรียบเทียบภายในไอซีจะเปรียบเทียบสัญญาณแรงดันจากขา 4 ของไอซี(Iactual : comparator negative input) กับสัญญาณ Iset จากวงจรคูณ (Iset :comparator positive input) แล้วให้สัญญาณออกเป็น Vcomp ส่งต่อให้ฟลิปฟลอป (flip-flop) เพื่อไปขับสวิตช์ T3 โดยออกทางไอซีขา 2

ถ้าแรงดันที่ขา 4 (เนื่องจากกระแส Iactual ที่ไหลผ่านสวิตช์) มีค่ามากกว่าแรงดัน Iset ไอซี TDA 4814 จะตัดสัญญาณขับเกตของ T3 ทำให้ T3 หยุดนำกระแส โดยการรีเซตพลิปฟลอปภายในของไอซี (รูปที่ 3.8)

ในรูปที่ 3.8 ถ้าแรงดันที่ขา 4 มีค่าน้อยกว่า Iset สัญญาณขับเกตจะมีค่าสูง(high)ได้หรือไม่นั้นขึ้นกับแรงดันที่ขา 14 (Idet) ด้วย แรงดันนี้จะมีค่าต่ำ(low) เมื่อกระแสลงสู่ศูนย์แล้ว และจะทำให้ VQ มีค่าสูง (high) แต่ถ้ากระแสยังไม่ลงสู่ศูนย์ แรงดันที่ขา 14 จะมีค่าสูง (high) ทำให้สัญญาณ VD มีค่าต่ำ (low) ซึ่งหมายความว่า VQ ไม่มีทางมีค่าสูงได้เลยถ้ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ยังไม่ลงสู่ศูนย์

สัญญาณจุดชนวนหลักที่จะส่งให้ขา 14(Idet) ของไอซีจะมาจากขดลวดทุติยภูมิของตัวเหนี่ยวนำของวงจร (L1 ของวงจรทบระดับ) ผ่านความต้านทาน R18 มายังไอซีขา 14

ขา 14 [detector input : Idet] ทำหน้าที่ตรวจดูว่ากระแสที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำ L1 ตกลงเป็น 0 หลังจากที่ มอสเฟต T3 หยุดนำกระแส เพื่อให้แน่ใจว่ามอสเฟต T3 จะไม่เริ่มนำกระแสเร็วเกินไป ถ้า Idet มีแรงดันค่าสูง ไอซีขา 2 (driver output : QD) จะถูกกั้นไว้ ซึ่งเป็นเวลาขณะเดียวกันกับที่ฟลิปฟลอปภายในไอซีถูกเซตโดยภาควงจรเปรียบเทียบ

ถ้า Idet มีแรงดันต่ำ Q output จะเปิดทาง (enable) และจะสามารถปิดทางได้อีกครั้งโดยการรีเซตฟลิปฟลอป

การทำงานภายในไอซีมีขั้นตอนดังตารางที่ 3.1 คือ เมื่อเริ่มจ่ายกระแสเข้าวงจรทบระดับ มอสเฟต T3 ยังไม่นำกระแส ทำให้แรงดันที่ขา 4 (Iactual)เป็นศูนย์ ในขณะที่ Iset มีค่าเป็นบวกจึงทำให้ Vcomp มีค่าสูง (high) และแรงดันที่ขา 14 (Idet) มีค่าต่ำ (low) จึงทำให้สัญญาณที่จะไปขับเกตยังมีค่าต่ำตลอด จะเห็นว่า T3 ไม่มีทางนำกระแสได้เลยถ้าขา 14 (Idet)ยังคงมีค่าต่ำอยู่ จึงต้องทำให้ขา14มีค่าสูง โดยเพิ่มวงจรช่วยเริ่มทำงานใช้วงจรของตัวเก็บประจุ C16 ส่งพัลส์ให้ขา 6 ของไอซี เพื่อให้ไอซีส่งแรงดันออกที่ขา 8 ผ่านไดโอด D10 ไปทำให้แรงดันที่ขา 14 มีค่าสูง

ในรูปที่ 3.8 เมื่อแรงดันที่ขา 14 มีค่าสูงและแอนด์ (AND) กับสัญญาณ Vcomp ที่มีค่าสูง ก็จะทำให้ VB มีค่าต่ำ ทำให้ฟลิปฟลอปแลตช์ (latch) แรงดัน VE ไว้ที่ค่าสูง แต่ขณะที่มีพัลส์บวกปรากฏอยู่ VE ยังคงมีค่าต่ำอยู่จึงทำให้ยังไม่มีผลต่อ VQ ถ้าพัลส์บวกหายไปสัญญาณที่ขา 14 จะมีค่าต่ำตามเดิม ทำให้ VD เป็นมีค่าสูง เมื่อมาแอนด์กับ VE ที่ถูกแลตช์ค่าไว้ที่ค่าสูงก่อนหน้านี้ จึงส่งผลให้ VQ มีค่าสูงและไปทำให้สวิตช์ T3 นำกระแสได้

ตารางที่ 3.1 ระดับแรงดันสูง (H) หรือต่ำ (L) ของสัญญาณการทำงานภายในไอซี TDA 4814

I_{det} VF #14	i_{actual} VG #4	V_{comp} VA	VB	VE	VD	VQ #2
L	= iset	L	H	L	H	L
L	< iset	H	H	latch L	H	L
H	< iset	H	L	latchH	H	H
H	= Iset	L	H	L	L	L

เมื่อสวิตช์ T3 เริ่มนำกระแส ก็จะมีกระแสไหลเข้าสู่ตัวเหนี่ยวนำ (L2) ผ่านความต้านทาน R8 ที่ตรวจ แรงดัน (Iactual) เข้าสู่ไอซีขา 4 [ความชันของกระแสขึ้นกับแรงดันด้านเข้าขณะนั้น และขึ้นกับค่าความเหนี่ยวนำ L2] จนกระทั่งสัญญาณ Iactual (ขา 4) มีขนาดเท่ากับสัญญาณ Iset ทำให้สัญญาณ Vcomp มีค่าต่ำทำให้สวิตช์หยุดนำกระแส แรงดันที่ขดลวดตัวเหนี่ยวนำ L2 จะกลับขั้วทันที ทำให้ขดลวดทุติยภูมิจ่ายแรงดันบวกให้ขา 14 ของไอซีทำให้ VD มีค่าต่ำ และทำให้ VQ มีค่าต่ำ ส่วน VE จะคงค่าสูงอยู่

สำหรับการควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันแบบทอนทบระดับ ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่ต่ำยิ่ง ที่ควบคุมโดยใช้ไอซีเบอร์ TDA 4814 เหมือนบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูงนั้น จะใช้หลักการในการควบคุมกระแสคล้ายกัน แต่จะเพิ่มพิเศษตรงที่ว่าแรงดันด้านออกของวงจรทอนทบระดับนั้นจะมีทิศทางของแรงดันกลับขั้วกันกับแรงดันกระแสตรงด้านเข้า จึงทำให้ต้องเพิ่มออปแอมป์ทางด้านออกของวงจรทอนทบระดับเพื่อให้เกิดกราวด์ชนิดลอย (floating ground) ซึ่งจะใช้ในการเปรียบเทียบสัญญาณสำหรับการทำงานของไอซี ในที่นี้ผู้วิจัยได้ใช้ออปแอมป์เบอร์ LM358 และต่อความต้านทานลดทอนแรงดันในลักษณะที่แรงดันด้านออก 140 V ถูกลดทอนเหลือประมาณ 10 V โดยคำนวณค่าความต้านทานได้จากสมการ (ประทิต โลหะธีรภาพ , 2533)

I17010305

$$Vo/(V2 - V1) = Rb / Ra \qquad (3.24)$$

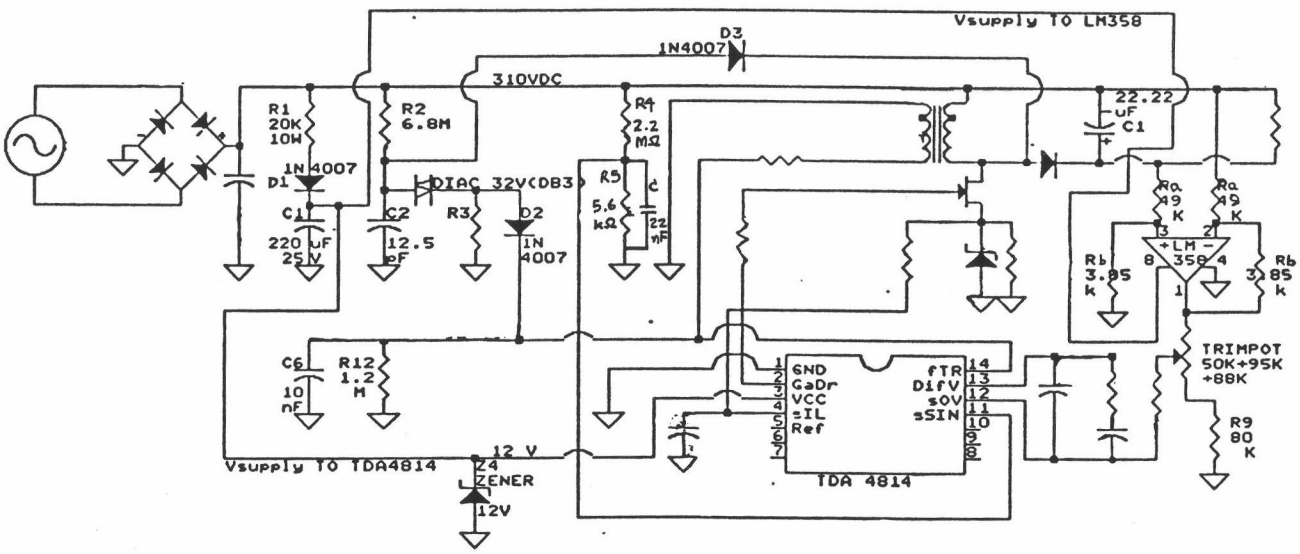
โดยที่

V2 - V1 = แรงดันออกของวงจรทอนทบระดับ ในที่นี้มีค่า 140 โวลต์

Vo = แรงดันที่ต้องการใช้ในการเปรียบเทียบของไอซี TDA 4814 ในที่นี้ต้องการค่า 10 โวลต์

Ra = ค่าความต้านทานด้านเข้าออปแอมป์ ในที่นี้เลือกใช้ค่า 49 กิโลโอห์ม

Rb = ค่าความต้านทานลดทอนแรงดัน คำนวณได้ค่าเป็น 3.5 กิโลโอห์ม แต่ใช้ค่าจริง 3.85 กิโลโอห์ม



รูปที่ 3.10 วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่ต่ำยิ่งที่ใช้ไอซี TDA 4814
ควบคุมการทำงานของวงจรแปลงผันให้เป็นวงจรกรองฮาร์มอนิกด้านเข้า

สำหรับวงจรส่วนอื่น ๆ ของวงจรทอนทบระดับในรูปที่ 3.10 ที่แตกต่างจากวงจรทบระดับ ในรูปที่ 3.9 ได้แก่ วงจรจุดชนวนที่ประกอบด้วย R2,R3,และไดแอก สำหรับสร้างแรงดันพัลส์จ่ายให้แก่ขา 14 ของไอซี TDA 4814 เพื่อให้ไอซีเริ่มการทำงานของวงจรทอนทบระดับ การทำงานของวงจรในส่วนนี้ก็คือ เมื่อตัวเก็บประจุ C2 ถูกอัดประจุ จนมีแรงดันคร่อมสูงขึ้นจนถึงแรงดันขีดเริ่มเปลี่ยนของไดแอก คือ 32 โวลต์ (สำหรับไดแอก DB3) แล้วไดแอกก็จะนำกระแส และตัวเก็บประจุ C2 จะคายประจุผ่านไดโอด D2 ไปกระตุ้นไอซี TDA 4814 ให้เริ่มทำงาน และคายประจุผ่าน D3 ไปยังมอสเฟตได้ การเลือกค่า R และ C ในการออกแบบใช้หลักการจากประทิต โลหะธีรภาพ (2533) ได้ R2 = 6.8 เมกะโอห์ม , R3 = 100 กิโลโอห์ม , C2 = 12.5 pF

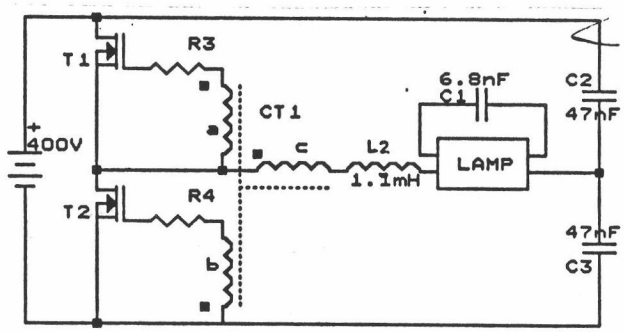
วงจรจ่ายแรงดันสำหรับ Vcc ของไอซี ประกอบไปด้วยตัวต้านทาน R1 , ไดโอด D1 และตัวเก็บประจุ C1 ค่า R1 ที่ใช้ คือ 20 กิโลโอห์ม และC1 ใช้ค่า 220 uF 25 V

วงจรที่ป้อนสัญญาณเข้าขา 11 ของไอซีเป็นวงจรแบ่งแรงดันควบคุม ที่ประกอบไปด้วย R4 กับ R5 และใช้ตัวเก็บประจุ 22 nF ต่อคร่อม R5 เพื่อให้มีค่าแรงดันตกคร่อม R5 อยู่เสมอ

วงจรกรองสัญญาณที่ป้อนเข้าขา 14 ของไอซี TDA 4814 เป็นแบบผ่านต่ำ เพื่อลดผลจากสัญญาณรบกวนความถี่สูง ไม่ให้เกิดความผิดพลาดของสัญญาณแรงดันที่ขา 14 ค่าความต้านทานที่ใช้ก็คือ R12 = 1.2 เมกะโอห์ม และตัวเก็บประจุ C6 ใช้ค่า 10 nF

<u>วงจรอินเวอร์เตอร์ (inverter : dc-to-ac converter)</u>

วงจรอินเวอร์เตอร์ทำหน้าที่แปลงแรงดันกระแสตรง ให้เป็นแรงดันกระแสสลับเพื่อจ่ายให้แก่หลอดฟลูออเรสเซนต์โดยผ่านตัวเหนี่ยวนำ (โช้ก) จำกัดกระแสต่อไป



รูปที่ 3.11 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูง

<u>ก. วงจรอินเวอร์เตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูง</u>

รูปที่ 3.11 แสดงถึงวงจรอินเวอร์เตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูง ในที่นี้ผู้วิจัยได้เลือกใช้วงจรแบบกึ่งบริดจ์ (half bridge) ในการสร้างแรงดันกระแสสลับความถี่สูง (ความถี่ประมาณ 50 kHz) เพราะ

1. วงจรแบบกึ่งบริดจ์เป็นวงจรที่ใช้สวิตช์ทรานซิสเตอร์เพียง 2 ตัว จึงประหยัดกว่าวงจรแบบบริดจ์ที่ต้องใช้ทรานซิสเตอร์ถึง 4 ตัว และสามารถให้กระแสผ่านหลอดมีรูปคลื่นเป็นรูปไซน์ได้

2. กำลังออกของวงจรไม่สูงนัก (สำหรับการใช้งานเป็นบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์) ดังนั้นการใช้สวิตช์เพียง 2 ตัวจะทำให้การขับนำสวิตช์ไม่ยุ่งยากมากนัก วงจรขับนำสวิตช์ที่เลือก ใช้หม้อแปลงกระแสอิ่มตัวเพื่อป้อนกลับกระแสโหลดไปขับนำสวิตช์ 2 ตัว ให้มีเฟสการทำงานต่างกัน 180 องศา เพื่อให้สวิตช์ผลัดกันทำงานสร้างแรงดันกระแสสลับความถี่สูงที่ด้านออก โดยใช้หม้อแปลงกระแสอิ่มตัว (CT1) ที่มีการพันขดลวด 3 ขดบนแกนทอรอยด์ ขดลวดขดแรกเป็นขดปฐมภูมิทำหน้าที่ป้อนกลับกระแสโหลด เพื่อให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำในขดลวดที่ 2 และ 3 ซึ่งเป็นขดทุติยภูมิไปขับนำสวิตช์ทั้ง 2 ตัว ขดลวดที่ 2 และ 3 มีการพันกลับทิศทางกันเพื่อให้การขับนำสวิตช์ทั้งสองตัวทำงานคนละเวลากัน วงจรใช้ลักษณะการป้อนกลับแบบบวกเพื่อแกนของหม้อแปลงเกิดการอิ่มตัวและมีการออสซิลเลตอย่างต่อเนื่อง จึงเป็นวงจรที่ประหยัด เพราะไม่ต้องใช้วงจรควบคุมสัญญาณขับนำสวิตช์จากภายนอก การตั้งความถี่ในการทำงานของสวิตช์สามารถควบคุมได้ (ALR , 1993 , H.Houkes , 1993 , Motorola , 1993) จากการพิจารณา

ก. ความเร็วในการหยุดนำกระแสของทรานซิสเตอร์สวิตช์ เพราะใช้การขับนำสัญญาณแบบการออสซิลเลตด้วยตัวเอง (self oscillating) จึงต้องคำนึงถึงช่วงเวลาสะสมประจุ (storage time) ของสวิตช์ รวมทั้งระยะเวลาที่สวิตช์นำกระแส (T_{on}) ที่เพิ่มเข้ามาด้วย

ข. ชนิดของแกนทอรอยด์ของหม้อแปลงกระแสอิ่มตัว(saturable current transformer core) ควรเลือกใช้แกนแบบเฟอร์ไรต์ เพราะเป็นการใช้งานในช่วงความถี่สูง และควรเป็นแกนเฟอร์ไรต์ที่มีลักษณะของกราฟ B-H ค้อนข้างเป็นรูปสี่เหลี่ยม เช่น แกนโลหะผสมแบบออร์โทนอล (orthonol) , เพอร์-มัลลอย(permalloy) เพราะจะได้ช่วยให้แน่ใจได้ว่าการทำงานของตัวเหนี่ยวนำถึงจุดอิ่มตัว เพื่อให้การสวิตช์เป็นไปอย่างทันที และควรใช้แกนทอรอยด์ที่มีค่าตัวประกอบความซาบซึมได้ (permeability factor : μ_r) สูง เพื่อให้ได้ฟลักซ์แม่เหล็กที่มีความหนาแน่นสูง

ค. ผลคูณของแรงดันต่อรอบของหม้อแปลงกับเวลา ซึ่งขึ้นอยู่กับค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำจำกัดกระแสโหลด และกระแสโหลด

ค่าความถี่ในการสวิตช์ซึ่งถูกกำหนดได้จากขนาดของแกน และผลคูณของแรงดันต่อรอบของหม้อแปลงกับเวลา จะสามารถประมาณได้จากสมการต่อไปนี้ (Hashima-A , 1984) สำหรับแรงดันรูปคลื่นจัตุรัส (square wave)

$$f = \frac{V_p \times 10^4}{4 B_m A_c N_p} \qquad (3.26)$$

$$\approx 50 \text{ kHz}$$

โดยที่

V_p = แรงดันคร่อมขดลวดปฐมภูมิ[Np] ของหม้อแปลง CT1 (V)

B_m = ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัวของแกนหม้อแปลง CT1 ในหน่วย เทสลา

A_c = พื้นที่หน้าตัดแกนหม้อแปลง CT1 ในหน่วย ตารางซม.

N_p = จำนวนรอบในการพันขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลง CT1

ในที่นี้ V_p = 2.5 V และ N_p = 5 รอบ เมื่อเลือกใช้ B_m = 0.5 T สำหรับแกนเฟอร์ไรต์ จึงหาค่า A_c ได้ประมาณ 0.05 ตร.ซม. และเลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ (ซื้อจาก บ. ฮาร์วาร์ดไทย) ซึ่งมีพื้นที่หน้าตัดของแกนใกล้เคียงกับค่า A_c และมีช่องหน้าต่างให้พันขดลวดได้ตามต้องการ

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

การหาค่าจำนวนรอบในการพันแกนทอรอยด์หม้อแปลง CT1 ได้จากสมการ

$$N_p/N_s = V_p/V_s \qquad (3.27)$$

$$N_p I_p = N_s I_s \qquad (3.28)$$

โดยที่

N_p = จำนวนรอบในการพันขดปฐมภูมิ (รอบ)

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

V_p = แรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิ ในหน่วย โวลต์

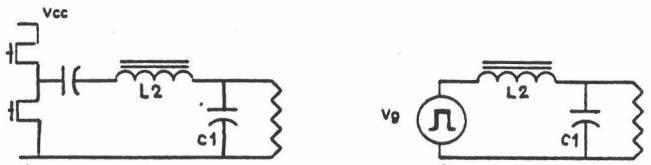
V_s = แรงดันที่ขดลวดทุติยภูมิ ในหน่วย โวลต์

I_p = กระแสที่ไหลในขดปฐมภูมิ ในหน่วย แอมแปร์

I_s = กระแสที่ไหลในขดทุติยภูมิ ในหน่วย แอมแปร์

(ค่ากระแสขับนำสวิตช์ ต้องออกแบบให้มีค่าสูงมากพอที่จะขับนำสวิตช์ให้เริ่มทำงานได้ ในช่วงการทำงานเริ่มแรกของวงจร ที่ต้องการกระแสไหลผ่านสวิตช์ค่าสูงมากในการจุดหลอด แค่ช่วงการทำงานนี้ใช้เวลาสั้นมากประมาณเวลาในหลักมิลลิวินาที จึงอาจเลือกสวิตช์ให้มีการทำงานในช่วงเวลาชั่วขณะนี้ มีการสูญเสียพลังงานในสวิตช์มากกว่าพิกัดการทำงานปกติได้ ดังนั้นจึงต้องเลือกค่าความต้านทานที่เหมาะสมเพื่อมาต่ออนุกรมกับหม้อแปลงในการจำกัดกระแส)

ในที่นี้ Vp = 2.5 V , Np = 5 รอบ และเมื่อเลือกใช้ Vs = 6 V จึงคำนวณค่า Ns ได้เท่ากับ 12 รอบ และใช้ความต้านทาน 180 โอห์มจำกัดกระแสขับนำสวิตช์ จึงได้กระแสขับนำสวิตช์มีค่าประมาณเท่ากับ 6/180 = 33 mA



รูปที่ 3.12 วงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงที่ใช้ในการวิเคราะห์ และวงจรสมมูล

ค่าตัวเหนี่ยวนำ L2 ในรูปที่ 3.12 กำหนดได้จากสมการ (ALR , 1990)

$$L2 = V / (I \times 2\pi f) \qquad (3.25)$$
$$= 189 / (0.32 \times 2 \times \pi \times 50x10^{3})$$
$$= 1.8 \text{ mH}$$

โดยที่

V = ค่าแรงดันสูงสุดคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L2 (ประมาณว่ารูปคลื่นใกล้ไซน์) ในที่นี้ใช้ค่าประมาณ 189 V

f = ความถี่ในการทำงานของสวิตช์ T1, T2 ในหน่วย เฮิรตซ์

L2 ในที่นี้ประกอบด้วยลวดอาบน้ำยาขนาดเส้นผ่านศูนย์กลาง 0.1 มม. จำนวน 15 เส้น ตีเกลียว พันรอบแกนเฟอร์ไรต์ EI-25 จำนวน 173 รอบ ซึ่งเมื่อทดลองวัดค่าความเหนี่ยวนำปรากฏว่าได้ค่าประมาณ 1.1 mH

จากรูป 3.12 ตัวเหนี่ยวนำ (L2) ที่ใช้ซึ่งวัดค่าได้ประมาณ 1.1 mH กับค่าตัวเก็บประจุ(C1)ใช้ค่า 6.8 nF หาค่า ความถี่เรโซแนนซ์ fo ได้จากสมการ

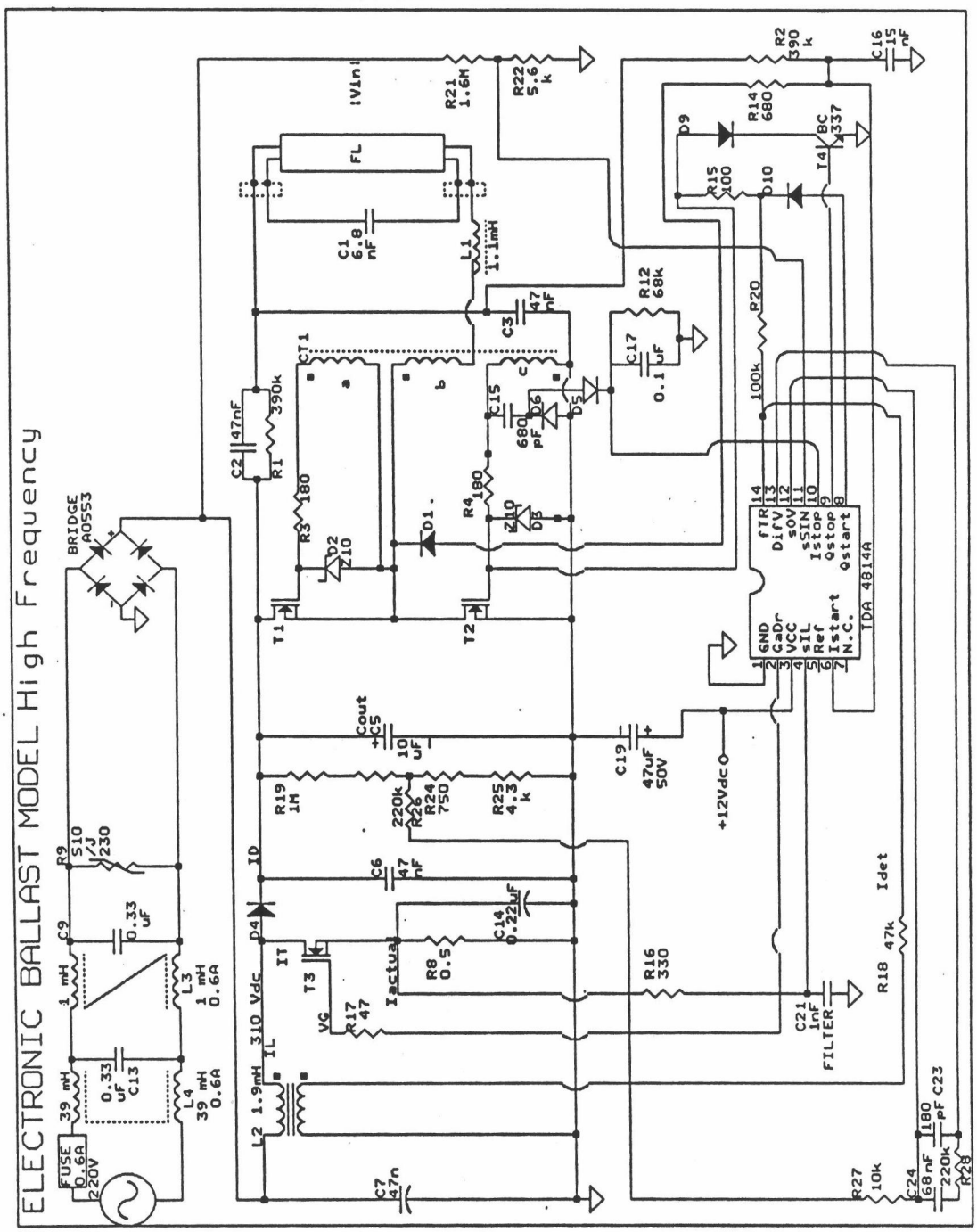
$$fo = 1/2\pi\sqrt{(L2 \times C1)} \qquad (3.29)$$
$$= 1/[2 \times 1.414 \times \sqrt{(1.1 \times 10^{-3} \times 6.8 \times 10^{-9})}]$$
$$= 58 \text{ kHz}$$

ในที่นี้แหล่งจ่ายแรงดันกระแสตรงมีค่าประมาณ 400 - 420 โวลต์ จากลักษณะของวงจรแบบกึ่งบริดจ์ สวิตช์จะรับแรงดันประมาณเท่ากับแรงดันแหล่งจ่ายกระแสตรงที่ได้จากวงจรทบระดับ สวิตช์ที่เลือกใช้ต้องทนแรงดันได้ไม่ต่ำกว่า 420 โวลต์ เผื่ออีก 10 % เป็น 460 โวลต์ และ ทนกระแสได้ไม่ต่ำกว่า 0.5 A ค่ากระแสผ่านหลอดโดยประมาณหาได้จากสมการ ต่อไปนี้ คือ

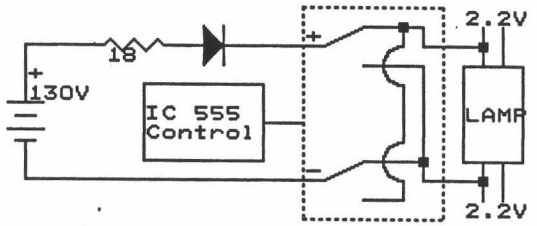
$$i_{lamp} = 2\sqrt{2} \times (W_{lamp} / \text{Vac input}) \qquad (3.30)$$
$$= 2 \times 1.414 \times (32/220)$$
$$= 0.41 \text{ A (peak)}$$

ในที่นี้เลือกใช้พิกัดสวิตช์ทนแรงดัน 600 โวลต์ ทนกระแสไม่น้อยกว่า 1.5 A โดยเลือกใช้สวิตช์ทรานซิสเตอร์แบบมอสเฟต เบอร์ที่สามารถใช้ได้ ได้แก่ MTP2N60 (2 A , 600 V) และ MTP3N60 (3 A , 600 V) ของ MOTOROLA สาเหตุที่เลือกใช้มอสเฟตเนื่องจากมีข้อดีกว่าสวิตช์ทรานซิสเตอร์แบบไบโพลาร์ (bipolar transistor) เพราะว่าในการใช้งานที่ความถี่สูง สวิตช์ทรานซิสเตอร์แบบมอสเฟตจะมีอัตราเร็วในการสวิตช์สูงกว่า และคาบเวลาในการสวิตช์ไม่ขึ้นกับอุณหภูมิ (temperature independent) จึงเหมาะสำหรับการสร้างแรงดันกระแสสลับความถี่สูงในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูง และ เมื่อพิจารณาจากกราฟลักษณะสมบัติ SOA จะเห็นว่าการเลือกสวิตช์แบบมอสเฟตจะมีข้อดีอีกประการหนึ่ง คือ มอสเฟตไม่มีขีดจำกัดเกี่ยวกับการเบรกดาวน์ครั้งที่สอง (secondary breakdown)

บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูงมีวงจรโดยรวมเป็นดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.13



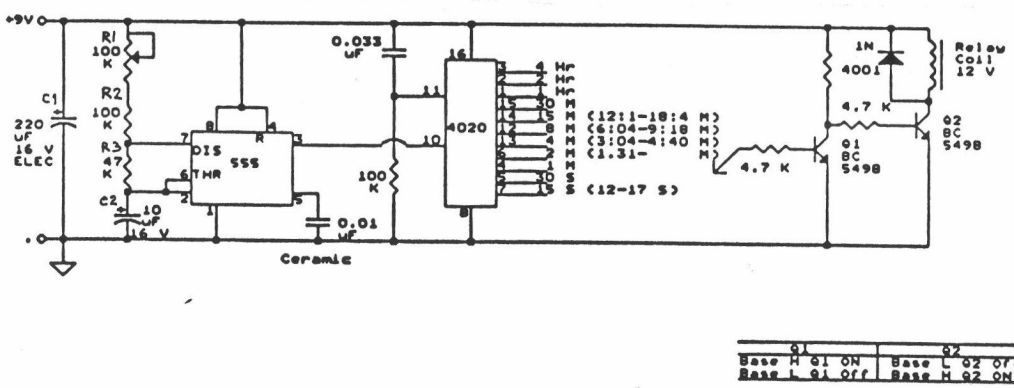
รูปที่ 3.13 วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูงที่ใช้ไอซี TDA 4814 ควบคุมการทำงานในส่วนวงจรแปลงผัน



รูปที่ 3.14 วงจรอินเวอร์เตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่ต่ำยิ่ง

ข. วงจรอินเวอร์เตอร์ของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่ต่ำยิ่ง

ในการใช้งานบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่สูง (high frequency operation) อาจเกิดปัญหาจากการเรโซแนนซ์ของคลื่นเสียงสำหรับหลอดบางประเภทที่ทำให้กระแสอาร์กขาดเสถียรภาพได้ จึงได้มีแนวทางการแก้ปัญหาโดยการทดลองใช้แหล่งจ่ายความถี่ต่ำยิ่ง (ultra low frequency operation) ซึ่งเป็นการป้อนแรงดันกระแสตรงให้หลอด แล้วจึงกลับขั้วแรงดันกระแสตรงทุกช่วงคาบเวลาหนึ่ง จึงเสมือนเป็นการป้อนแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยมความถี่ต่ำให้หลอดตามวงจรในรูปที่ 3.14 (วงจรที่ทำในวิทยานิพนธ์นี้สามารถปรับความถี่ได้จาก 69 μHz ถึง 66 mHz) การใช้ความถี่ต่ำมีข้อดี คือ ไม่มีปัญหาเรื่องการเรโซแนนซ์ของคลื่นเสียงภายในหลอด แต่ก็มีข้อเสีย คือ ไม่สามารถใช้แรงดันจากการเรโซแนนซ์ไปจุดหลอดได้ จึงต้องใช้หลักการสร้างแรงดันพัลส์ค่าสูงไปจุดหลอดแทน (ในที่นี้ใช้แรงดันทรานเซียนต์จากการกลับขั้วของรีเลย์) แต่ในวงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่ต่ำยิ่งที่ทดลองสร้างขึ้นพบว่า การใช้เพียงแรงดันพัลส์ค่าสูงไม่สามารถจุดหลอดติดได้ ต้องอุ่นไส้หลอดช่วยเพิ่มอุณหภูมิของไส้หลอดด้วยจึงจะสามารถจุดหลอดติดได้ ดังนั้นจึงต้องเพิ่มวงจรในส่วนหม้อแปลงอุ่นไส้หลอด ในการทดลองพบว่าขณะที่แรงดันคร่อมหลอดกลับทิศทางจะมีกระแสทรานเซียนต์ผ่านหลอดค่าสูงที่จะเป็นอันตรายต่อหลอดทำให้ไส้หลอดขาดได้ จึงต่อตัวต้านทาน 18 โอห์มอนุกรมกับหลอดเพื่อจำกัดกระแสผ่านหลอด (ในการทดลองผู้วิจัยลองใช้ตัวเหนี่ยวนำขนาด 1 เฮนรีซึ่งมีความต้านทานในตัวใกล้เคียง 18 โอห์มแทนตัวต้านทาน ปรากฏว่าแรงดันคร่อมหลอดเป็นแรงดันกระแสตรงเรียบที่มีแรงดันพลิ้วน้อยกว่าการใช้ตัวต้านทาน แต่เนื่องจากตัวเหนี่ยวนำมีข้อเสียในเรื่องขนาดใหญ่ในที่นี้จึงได้เลือกใช้ตัวต้านทาน)

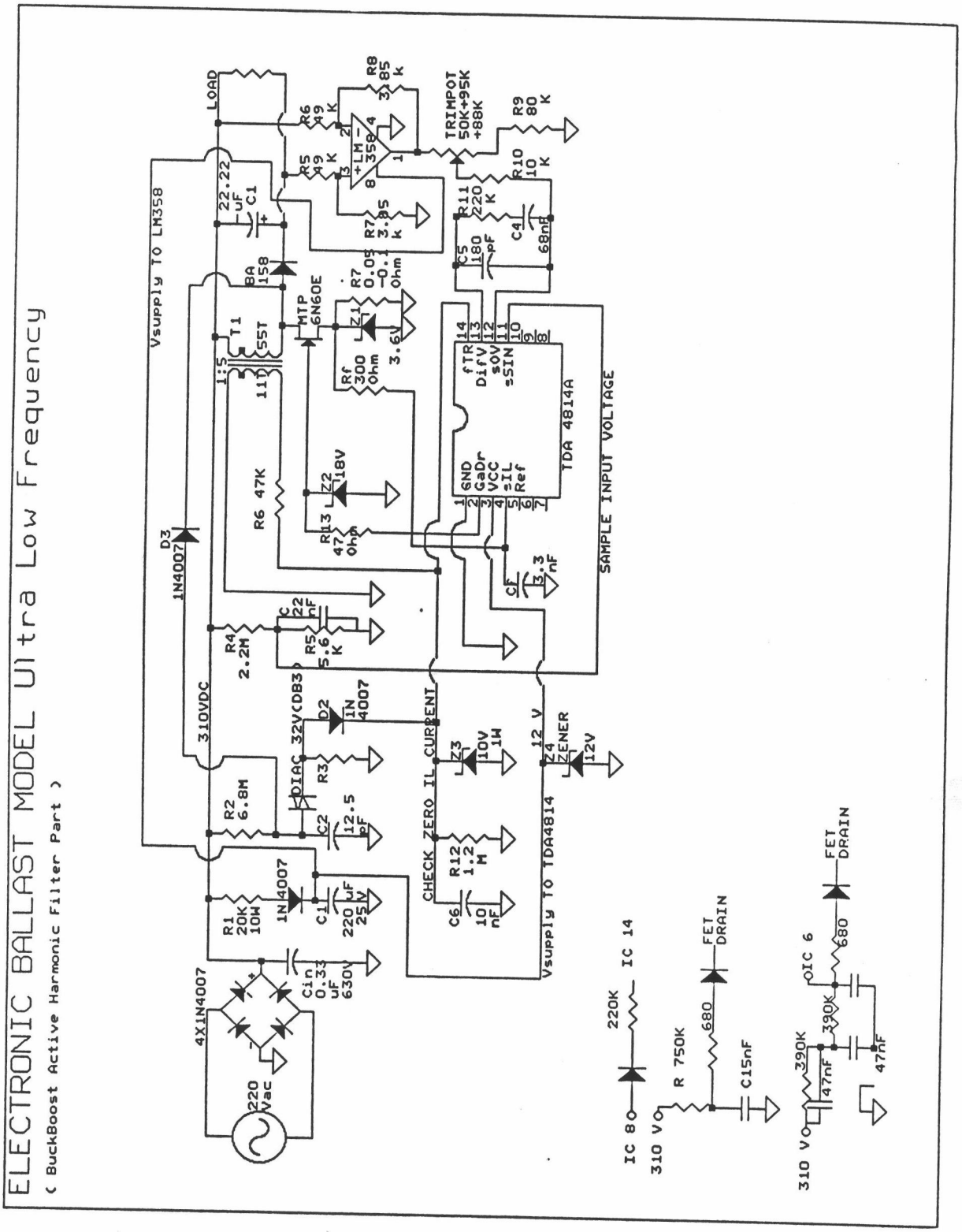


Q1	Q2
Base H Q1 ON	Base L Q2 Off NO
Base L Q1 Off	Base H Q2 ON NC

รูปที่ 3.15 วงจรควบคุมรีเลย์กลับขั้วการจ่ายแรงดันให้หลอดของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่ต่ำยิ่ง

สำหรับวงจรควบคุมการกลับขั้วแรงดันที่จ่ายให้แก่หลอดนั้น จากความต้องการตั้งเวลากลับขั้วประมาณ 10 - 20 นาที ซึ่งเป็นช่วงเวลาที่ค่อนข้างนาน จึงเลือกใช้วงจรตั้งเวลาการกลับขั้วที่ประกอบด้วยไอซี 555 เนื่องจากเป็นไอซีที่หาได้ง่ายและมีราคาถูก ผู้วิจัยใช้ไอซีนี้ในการสร้างวงจรอะสเตเบิลไวเบรเตอร์ซึ่งให้คลื่นสี่เหลี่ยมออกมาทางขา 3 ความถี่ของสัญญาณนี้ถูกกำหนด โดย R1, R2, R3, และ C2 ดังที่แสดงไว้ในวงจรตามรูปที่ 3.15 สัญญาณออกจากไอซี 555 จะถูกส่งต่อไปเข้าขา 10 ของไอซีเบอร์ CD4020 ซึ่งเป็นไอซีสำหรับหารความถี่ด้วยสอง คือ หารความถี่ลดลงครึ่งหนึ่ง และหารไปเรื่อย ๆ เป็นจำนวน 14 ครั้ง ให้สัญญาณออกเป็นผลของการหารครั้งที่ 4, 5, 7, 8, 9, 10, 11, 12, 13, 14 ออกที่ขา 7, 5, 4, 6, 13, 12, 14, 15, 1, 2, และ 3 ตามลำดับ (ไอซีไม่แสดงผลการหารครั้งที่ 1, 2, 3) ดังนั้นเมื่อไอซี CD 4020 เริ่มทำงานก็จะให้แรงดัน 0 โวลต์ก่อนที่ทุกขาออกของไอซี CD 4020 เราสามารถเลือกสัญญาณออกได้โดยใช้สวิตช์เลือกให้ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q1 ในรูป ที่ 3.15 รับแรงดันจากขาออกของไอซี CD 4020 ขาที่ต้องการ ในช่วงแรกแรงดันออกจากไอซี CD 4020 เป็น 0 โวลต์ ทรานซิสเตอร์ Q1 จึงอยู่ในสถานะไม่นำกระแส (off) ทำให้ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q2 ได้รับแรงดันสูง Q2 จึงอยู่ในสถานะอิ่มตัว (on) กระแสจึงไหลผ่านขดลวดของรีเลย์ RY1 ผ่านทรานซิสเตอร์ Q2 ลงกราวน์ได้ รีเลย์ก็จะทำงาน พอถึงช่วงที่แรงดันออกจากไอซี CD 4020 มีค่าสูง ทำให้ขาเบสของทรานซิสเตอร์ Q1 มีค่าสูง Q1 ก็จะเปลี่ยนสถานะนำกระแสทำให้แรงดันที่ขาเบสของ Q2 มีค่าต่ำ Q2 ก็จะหยุดนำกระแส ทำให้รีเลย์หยุด ทำงาน การปรับเลือกแรงดันที่ออกจากไอซี CD 4020 ทำให้เราสามารถปรับตั้งเวลาการกลับขั้วของแรงดัน กระแสตรงที่จ่ายให้หลอดได้ คิดเป็นความถี่จาก 69 μHz ถึง 66 mHz

วงจรโดยรวมของบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่ต่ำยิ่งเป็นดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 วงจรบัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ความถี่ต่ำยิ่งที่ใช้ไอซี TDA 4814 ควบคุมการทำงานในส่วนวงจรแปลงผัน