บทที่ 3 การวิเคราะห์และการออกแบบวงจร

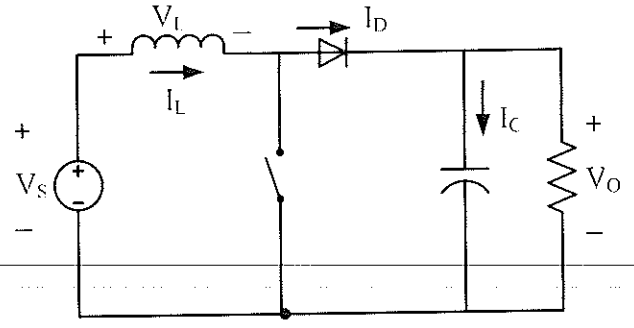
การออกแบบชุดวงจรจุดหลอดนีออนโฆษณาสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์ โดยใช้หม้อแปลงฟลายแบ็ค เครื่องรับโทรทัศน์ ผู้วิจัยได้นำเอาหลักการ ของวงจรแปลงผันแรงดันไฟตรง (Converter circuit) คือ วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ทำหน้าที่สร้างแรงดันให้สูงขึ้นและจ่ายให้กับส่วนของวงจรฟลายแบ็ค ซึ่งผู้วิจัยได้ประยุกต์โดยการนำเอาฟลายแบ็คของเครื่องรับโทรทัศน์มาเป็นหม้อแปลง สวิตช์ชิ่งเพื่อสร้างแรงดันไฟฟ้าให้สูงขึ้นเพื่อจ่ายให้กับหลอดนีออนโฆษณา การควบคุมความถี่ในการสวิตช์จะแยกกันในส่วนของแต่ละวงจรให้สามารถปรับความถี่ในการสวิตช์และอัตราส่วนหน้าที่ (duty ratio) เพื่อให้เกิดความเหมาะสมกับขนาดและแสงสีของหลอดนีออนโฆษณา

การวิเคราะห์วงจรแปลงผันกำลังสามารถใช้หลักการของความสมดุลแรงดัน-วินาทีสมดุลของตัวเหนี่ยวนำร่วมกับความสมดุลประจุของตัวเก็บประจุมาวิเคราะห์การทำงานของวงจรแปลงผันกำลังที่ทำงานในโหมดไม่ต่อเนื่องและโหมดต่อเนื่อง ซึ่งในที่นี้ผู้วิจัยเองจะวิเคราะห์การทำงานของแต่ละส่วนของชุดวงจรจุดหลอดนีออนโฆษณาสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์โดยใช้หม้อแปลงฟลายแบ็คเครื่องรับโทรทัศน์ เนื่องจากจะทำให้เข้าใจได้ง่ายขึ้น

3.1 การวิเคราะห์วงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์

วงจรส่วนแรกของชุดวงจรจุดหลอดนีออนโฆษณาสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์โดยใช้หม้อแปลงฟลายแบ็คเครื่องรับโทรทัศน์จะเป็นวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 3.1

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY



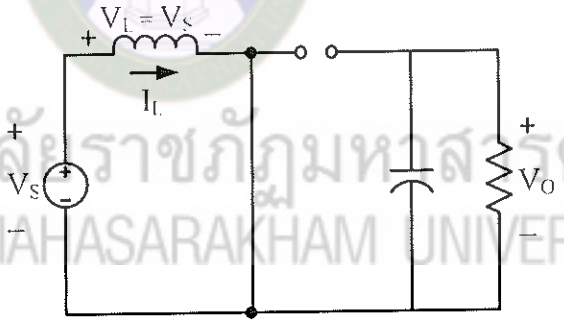
รูปที่ 3.1 แสดงวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ในช่วงสภาวะอยู่ตัว จะมีการกำหนดเงื่อนไขในการทำงานของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ดังนี้

1. กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ณ ตำแหน่งเดียวกันในแต่ละคาบ จะมี ค่าเท่ากันและมีค่าเป็นบวกเสมอ
2. แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์ หมายถึงผลรวมของผลคูณระหว่างแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำกับเวลา ในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์
3. ตัวเก็บประจุมีขนาดใหญ่ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าคงที่
4. กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออก กรณีนี้ไม่คำนึงถึงการสูญเสียเนื่องจากการทำงานของวงจร โดยกำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ทำให้สามารถสรุปได้ว่าประสิทธิภาพของวงจรเป็นหนึ่งร้อยเปอร์เซ็นต์

3.1.1 ขณะสวิตช์นำกระแส

จากรูปที่ 3.1 กระแสไฟฟ้าจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำโดยผ่านสวิตช์ ขณะเดียวกันไดโอดจะถูกไบแอสย้อนกลับทำให้ไม่สามารถนำกระแสได้ ดังรูปที่ 3.2 จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้า ดังนี้



มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

รูปที่ 3.2 แสดงวงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส

$$-V_s + v_L = 0 \tag{3.1}$$

$$v_L = V_s = L\frac{di}{dt} \tag{3.2}$$

$$\frac{di}{dt} = \frac{V_s}{L}$$

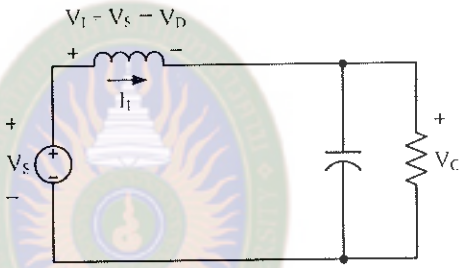
ขณะที่สวิตช์นำกระแส dt = DT เมื่ออัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสคงที่ อาจจะถือว่าการเพิ่มของกระแสไฟฟ้าเป็นเชิงเส้น ทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i}{DT} = \frac{V_s}{L} \tag{3.3}$$

$$\Delta i_{L,on} = \frac{V_s DT}{L} \tag{3.4}$$

$\Delta i_{L,on}$ หมายถึง อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำขณะสวิตช์นำกระแส

3.1.2.1 ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส



รูปที่ 3.3 แสดงวงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดไม่ได้ ไดโอดจะถูกไบแอสไปหน้าให้นำกระแส ทำให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่อง สมมติแรงดันไฟฟ้าที่ต้านออกมีค่าคงที่ จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำดังนี้

$$-V_s + v_L + V_o = 0 \tag{3.5}$$

$$v_L = V_s - V_o$$

$$v_L = L\frac{di}{dt}$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_s - V_o}{L} \tag{3.6}$$

ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส dt = (1 – D)T อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าคงที่ และจะถือว่าการลดลงของกระแสเป็นเชิงเส้น ทำให้สามารถคำนวณ

$$\Delta i_{L,off} = \left(\frac{V_s V_o}{L}\right)(1-D)T \tag{3.7}$$

ที่สภาวะอยู่ตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสุทธิมีค่าเท่ากับศูนย์ จากสมการที่ (3.4) และสมการที่ (3.7) จะได้ว่า

$$\Delta i_{L,on} = \Delta i_{L,off} = 0 \tag{3.8}$$

$$\left(\frac{V_s}{L}\right)DT + \frac{(V_s - V_o)(1-D)T}{L} = 0 \tag{3.9}$$

$$V_s D + (V_s - V_o)(1-D) = 0$$

$$V_s D + V_s - V_s D - V_o + V_o D = 0$$

$$V_s - V_o(1-D) = 0$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D} \tag{3.10}$$

จากการหาความสัมพันธ์ของอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่เรียกว่าอัตราการขยายแรงดัน สามารถหาได้โดยวิธีง่าย ๆ โดยใช้สมการแรงดันไฟฟ้า ดังสมการที่ (3.10) ดังนี้

$$V_{L,av} = v_{L,on}(t_{on}) + v_{L,off}(t_{off}) = 0 \tag{3.11}$$

จากสมการที่ (3.2) $v_{L,on} = V_s$

และจากสมการที่ (3.6) $v_{L,off} = V_s - V_o$

$$V_{L,av} = (V_s)(t_{on}) + (V_s - V_o)(t_{off}) = 0$$

$$(V_s)(DT) + (V_s - V_o)(1-D)T = 0$$

$$V_s D + (V_s - V_o)(1-D) = 0$$

$$V_s D + V_s - V_s D - V_o + V_o - V_o D = 0$$

$$V_s - V_o(1-D) = 0$$

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{1-D} \tag{3.12}$$

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

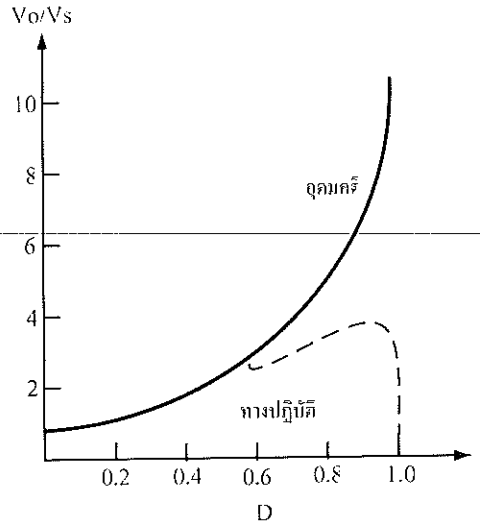
การได้มาซึ่งสมการอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า จากสมการที่ (3.10) หรือสมการที่ (3.12) แท้จริงแล้วมีหลักการทำงานอันเดียวกัน ทำให้สามารถคำนวณค่าอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าได้จากการปรับค่า D ดังแสดงในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 อัตราขยายแรงดันของวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ เมื่อมีการปรับเปลี่ยนค่า D

Duty ratio (D)	อัตราการขยายแรงดัน (Voltage gain) (V_o/V_s)
0.0	1.00
0.1	1.10
0.2	1.25
0.3	1.43
0.4	1.67
0.5	2.00
0.6	2.50
0.7	3.33
0.8	5
0.9	10
1.0	Infinity

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

จากกราฟความสัมพันธ์ ในรูปที่ 3.4 เมื่อค่า D เพิ่มขึ้นค่าอัตราขยายแรงดันไฟฟ้าจะเพิ่มขึ้นแบบไม่เป็นเชิงเส้น ในทางปฏิบัตินิยมปรับอัตราการขยายแรงดันไฟฟ้าไม่เกิน 4 เท่า ทั้งนี้เพื่อให้วงจรมีความเสถียรภาพ โดยอัตราการขยายแรงดันไฟฟ้าขั้นต่ำสุดคือหนึ่งหรือแรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากันกับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าในทางทฤษฎี แต่ในทางปฏิบัติแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าเล็กน้อย เนื่องจากมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอด และตัวอุปกรณ์สวิตช์



รูปที่ 3.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการขยายแรงดันกับ D

3.2 การหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

สมมติการสูญเสียภายในวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับศูนย์ กำลังไฟฟ้าที่ออกจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงจะเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่โหลดได้รับเงื่อนไขนี้ จะได้

$$P_s = P_o = \frac{V_o^2}{R} \tag{3.13}$$

$$P_s = V_s I_l = V_s I_L \tag{3.14}$$

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

$$V_S I_L = \frac{V_O^2}{R}$$

$$V_o = \frac{V_s}{1-D}$$

$$V_s V_L = \frac{\left(\frac{V_s}{1-D}\right)^2}{R} \tag{3.15}$$

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุด หาได้จากค่าเฉลี่ยและการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้า ในช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแส ดังในสมการที่ (3.4)

$$\Delta i_{L,on} = \frac{V_s DT}{L}$$

ดังนั้น กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุด คือ

$$I_{L,\max} = i_L + \frac{\Delta i}{2}$$

$$I_{L,\max} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{1}{2}\left(\frac{V_s DT}{L}\right) \tag{3.16}$$

$$I_{L,\min} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{1}{2}\left(\frac{V_s DT}{L}\right) \tag{3.17}$$

สมมติให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่องและมีค่าเป็นบวก ดังนั้นจะหาค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด ที่ทำให้วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานได้ในขอบเขตระหว่างโหมดกระแสไฟฟ้าที่ไหนผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง ได้จากการกำหนดให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์ ดังสมการที่ (3.17)

$$I_{L,\min} = \frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{1}{2}\left(\frac{V_s DT}{L}\right) = 0 \tag{3.18}$$

$$\frac{V_s}{(1-D)^2 R} + \frac{1}{2}\left(\frac{V_s}{L} DT\right)$$

$$I_{L,\min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \tag{3.19}$$

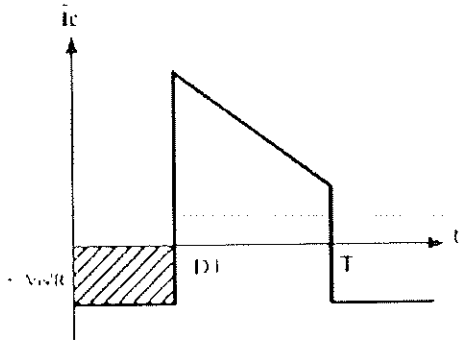
มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

การปรับค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด จากสมการที่ (3.19) สามารถทำได้โดยการปรับที่ค่า D หรือค่าความต้านทานโหลด R หรือค่าความถี่สวิตชิ่ง f

3.3 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก

การที่มีตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่จะสามารถรักษาให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกคงที่ แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่มาก ๆ ได้เนื่องจากมีราคาแพงและใช้พื้นที่มากจึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดเหมาะสม และค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกอยู่ในระดับที่ยอมรับ

การคำนวณหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกจากยอดถึงยอด สามารถหาได้จากกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 แสดงกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ
(ก.) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

$$|\Delta Q| = C\Delta V_o = I_o \Delta t_{on} \tag{3.20}$$

$$I_o = \frac{V_o}{R}$$

$$\Delta t_{on} = DT$$

$$\Delta V_o = \frac{I_o \Delta t}{C} = \frac{V_o DT}{RC}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT}{RC} \tag{3.21}$$

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \tag{3.22}$$

เมื่อต้องการจะลดอัตราระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก จะทำได้โดยการลดค่า D ให้เข้าใกล้ศูนย์หรือการเพิ่มค่าโหลด หรือเพิ่มค่าของตัวเก็บประจุหรือเพิ่มค่าความถี่ในการสวิตช์ให้สูงขึ้น

3.4 การออกแบบวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์

กำหนดการออกแบบตามที่ต้องการ วงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ แรงดันไฟฟ้าด้านออกเป็น 120 V โดยมีแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรง 12 V หาค่าตัวเหนี่ยวนำที่มีขนาดเล็กที่สุด กำหนดให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นโหมดกระแสต่อเนื่อง อัตราระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าน้อยกว่า 1% เลือกใช้ความถี่สวิตชิ่ง f_s = 40 kHz โหลดเป็นความต้านทานโดยมีขนาด 1 k Ω 1 w

3.4.1 หา ค่า D ที่ทำให้ได้ตามเงื่อนไขที่กำหนด

จากสมการที่ (3.10) หรือ (3.12) อัตราการขยายแรงดันไฟฟ้าจะเท่ากับ

$$\frac{V_o}{V_s}=\frac{1}{1-D}$$

$$\frac{120}{12}=\frac{1}{1-D}$$

$$1-D=\frac{1}{10}$$

$$\therefore D=1-0.1=0.9$$

3.4.2 ตัวเหนี่ยวนำที่มีขนาดเล็กที่สุดของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

จากสมการที่ (3.19) $$L_{min}=\frac{D(1-D)^2R}{2f}$$

$$L_{min}=\frac{0.9\times(1-0.9)^2 1{,}000}{2\times 40{,}000}$$

$$L_{min}=112.5\ \mu F$$

ได้ขนาดตัวเหนี่ยวนำมีค่า 112.5 μH เลือกใช้ 100 μH

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

3.4.3 หาขนาดของตัวเก็บประจุที่ทำให้อัตราระลอกคลื่นเท่ากับ 1%

หาได้จากสมการที่ (3.22) $$\frac{\Delta V_o}{V_o}=\frac{D}{RCf}$$

$$C=\frac{D}{Rf\frac{\Delta V_o}{V_o}}$$

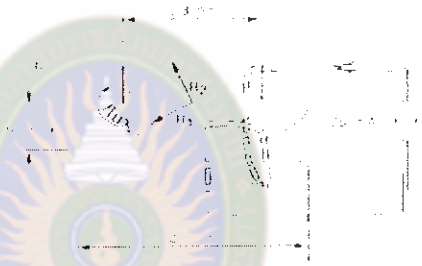
$$C=\frac{0.9}{1{,}000\times 40{,}000\times 0.01}$$

ดังนั้น จะได้ตัวเก็บประจุ C = 2.25 μF

ได้ขนาดตัวเก็บประจุมี คือ 2.25 μF เลือกใช้ 48 μF 150 Vdc

3.5 การเลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำ

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำมาใช้ในวงจรนั้นได้ค่าจากการคำนวณเท่ากับ 112.5 ไมโครเฮนรี่ (μH) เลือกใช้ 100 ไมโครเฮนรี่ (μH) ในการเลือกนั้น งานวิจัยนี้เลือกตัวเหนี่ยวนำแบบแกนนทอร์รอยทรงกลมที่ทำมาจากสารเฟอร์ไรต์มีขายตามร้านอิเล็กทรอนิกส์ทั่วไปในราคาที่ไม่แพงผู้ทำงานวิจัยจึงเลือกซื้อ แล้วมาวัดค่าความเหนี่ยวนำแก้ไขค่าความเหนี่ยวนำโดยการนับรอบของลวดตัวนำที่พันรอบแกนและเอาลวดตัวนำที่พันรอบแกนออกบ้าง จึงได้ขนาดใกล้เคียงกับค่าที่ต้องการ มีเส้นผ่าศูนย์กลางภายในขนาด 1 เซนติเมตร เส้นผ่าศูนย์กลางภายนอกขนาด 2.5 เซนติเมตร ความกว้าง 1 เซนติเมตร จำนวนรอบที่พัน 47 รอบใช้ลวดทองแดงเบอร์ 18 จากนั้นพิจารณาจากหลักการและทฤษฎีและคุณสมบัติต่าง ๆ ประกอบ ดังตารางที่ 3.2 ชนิดของแกนหม้อแปลงที่ใช้ความถี่สูง



รูปที่ 3.5 แสดงกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ
(ข.) แสดงลักษณะแกนทอร์รอยทรงกลมที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำ

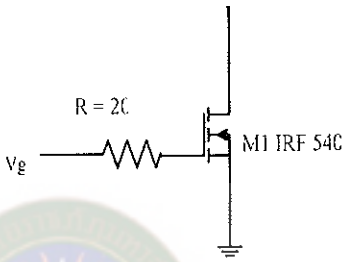
มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

ตารางที่ 3.2 ชนิดของแกนหม้อแปลงที่ใช้ความถี่สูง

Appropriate core types					
Min H	**Max H**	**Type of Core**	**Adjustable**	**High current**	**Frequency limit**
20 nano Henry	1 micro Henry	Air cored, self supporting	Y	Y	1GHz
20 nano Henry	100 micro Henry	Air cored, on former	N	Y	500MHz
100 nano Henry	1 milli Henry	'Slug' tuned open winding	Y	N	500MHz
10 micro Henry	20 milli Henry	Ferrite ring	N	N	500MHz
20 micro Henry	0.3 Henry	RM Ferrite Core	Y	N	1MHz
50 micro Henry	1 Henry	EC or ETD Ferrite Core	N	Y	1MHz
1 Henry	50 Henry	Iron	N	Y	10kHz

3.6 การออกแบบวงจรขับเกต

การออกแบบวงจรขับเกทของวงจรใช้มอสเฟต เบอร์ IRF 540 เป็นชนิด N – channel transistor ชนิด TO-220 มีค่า $V_{DD} \leq 25$ V ; $R_{GS} = 50\ \Omega$; VGS = 10 V; Vdc 230 V; f = 1MHz จากลักษณะสมบัติในการทำงานที่ดีของมอสเฟสกำลังที่ทำให้สามารถทำงานที่ความถี่สูงมากๆ ได้ในการออกแบบต้องมีข้อระวังเกี่ยวกับปัญหาการออสซิเลท เพื่อแก้ปัญหาจะต้องใช้เฟอร์บิด หรือความต้านทานต่ำ ๆ ต่ออนุกรมกับขาเกทของมอสเฟต ดังรูปที่ 3.6

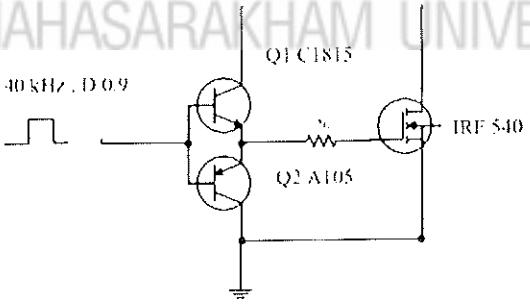


รูปที่ 3.6 แสดงการต่อความต้านทานที่มีค่าต่ำ ๆ ต่ออนุกรมกับขาเกตของมอสเฟต

3.6.1 การขับมอสเฟสด้วย TTL

แม้ว่าจะขับมอสเฟสโดยตรงจากกราวนด์เอาท์พุตของสัญญาณ TTL แต่เนื่องจากทรานซิสเตอร์ทำงานในบริเวณเชิงเส้นเป็นเวลานานกว่าจะส่งจุดอิ่มตัว ทำให้มอสเฟทไม่สามารถทำงานที่จุดที่ดีที่สุดได้

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY



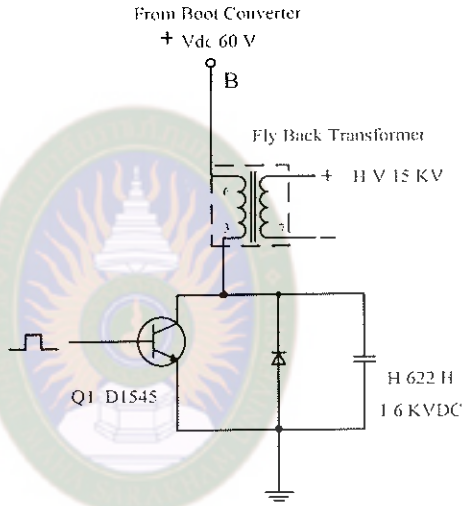
รูปที่ 3.7 แสดงการต่อวงจร Emitter-follower ชนิด Complementary

เพื่อทำให้กระแสซอร์สและซิงก์ไหลได้เร็วขึ้น จึงต่อวงจร Emitter-follower ชนิด Complementary ดังรูปที่ 3.7 ซึ่งในส่วนนี้จะทำหน้าที่เป็นบัฟเฟอร์ในขณะการจ่ายกระแสแต่ต้องเลือกทรานซิสเตอร์ $Q1$, Q_2 ที่มีค่าแกนสูงเพื่อจะจ่ายกระแสเนื่องจากผลของในขณะสวิตช์ปิดวงจรและสวิตช์เปิดวงจร

3.7 การออกแบบการสวิตช์ FLYBACK CONVERTER SWITCHING โดย ใช้ทรานซิสเตอร์

การออกแบบการสวิตช์ด้วยทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในวงจร FLYBACK CONVERTER จะต้องเลือกทรานซิสเตอร์ที่มีอัตราการทนแรงดันคอลเลคเตอร์สูงสุด ขณะที่สวิตช์เปิดวงจรและกระแสคอลเลคเตอร์สูงสุดขณะที่สวิตช์ปิดวงจรแรงดันคอลเลคเตอร์ขณะเปิดวงจร คือ

จากสมการที่ 3.4 $V_{ce,max} = V_{in} / (1 - d_{max})$



มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

รูปที่ 3.8 แสดงการออกแบบ FLYBACK CONVERTER SWITCHING โดยใช้ทรานซิสเตอร์

เมื่อ V_{in} คือ แรงดันไฟตรงอินพุท d_{max} คือ ดิวตี้ไซเกิลสูงสุด (duty cycle) สมการที่ 3.4 จะเป็นการบอกค่าของแรงดันคอลเลคเตอร์ในย่านที่ปลอดภัย ดิวตี้ไซเกิลจะต้องมีค่าต่ำ ปกติจะต่ำกว่า 50% ($d_{max} < 0.5$) ในทางปฏิบัติ d_{max} จะใช้ประมาณ 0.4 ซึ่งจะเป็นการจำกัดให้แรงดัน คอลเลคเตอร์สูงสุด $V_{ce,max} =< 2.2V_{in}$ ทรานซิสเตอร์ควรมีแรงดันไม่ต่ำกว่า 800 V กระแสคอลเลคเตอร์ของทรานซิสเตอร์ขณะปิดวงจร คือ

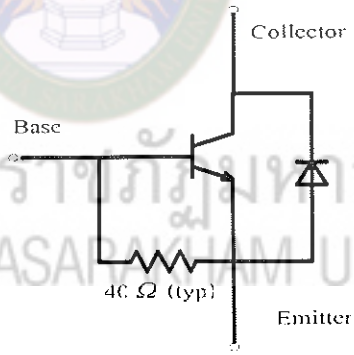
$$I_c = I_L / n$$

เมื่อ I_L คือ กระแสด้านปฐมภูมิ

N คือ สัดส่วนจำนวนรอบของขดลวด

ในการออกแบบการสวิตช์ด้วยทรานซิสเตอร์ ผู้วิจัยได้เลือกใช้ ฮอร์น เอาต์พุต ทรานซิสเตอร์ เบอร์ D 1545 ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ ที่ไม่มีการต่อแดมเปอร์ไดโอดและตัวต้านทานภายในโครงสร้าง การออกแบบวงจรจึงต้องต่อ แดมเปอร์ไดโอดซึ่งเป็นไดโอดชนิดความถี่สูง Fast recovery เบอร์ S2C40 ที่ใช้ในโทรทัศน์ หรืออาจจะใช้ตระกูล BY xx แทนก็ได้ การต่อแดมเปอร์ไดโอดก็เพื่อป้องกันกระแสย้อนกลับจากการเปลี่ยนแปลงขั้วและการเหนี่ยวนำในพัลส์ลบของฟลายแบ็ค ทรานส์ฟอร์เมอร์ ขณะทรานซิสเตอร์เปิดวงจรหยุดนำกระแสแรงดันที่ขาคอลเล็กเตอร์ ของทรานซิสเตอร์จะสูงขึ้น มีผลทำให้ระบบไฟแรงสูงทำงานด้วย เมื่อเข้าสู่ภาวะของการรีเทรชเส้นแรงแม่เหล็กทั้งสองส่วนจะเกิดการยุบตัว มีผลทำให้ไดโอดแดมเปอร์ปิดวงจร เมื่อแรงดันที่คาปาซิเตอร์ ชาร์จประจุเท่ากับแรงดันอินพุตส่งผลให้เกิดพัลส์ที่มีการสะสมพลังงานสูงๆขึ้นที่ขาคอลเล็กเตอร์ของทรานซิสเตอร์นั่น หมายถึงว่าระบบของการเพิ่มแรงดันที่เกิดขึ้นในฟลายแบ็คจะเป็นไปอย่างมีประสิทธิภาพ

เพื่อความสะดวกอาจจะใช้ทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2SD 2499 หรือ 2SD 1877 ซึ่งเป็นทรานซิสเตอร์ที่ใช้ในโทรทัศน์สีแทนได้ โดยที่ไม่ต้องต่อแอมเปอร์ไดโอดและคาปาซิเตอร์คร่อมที่ขา C และขา E ซึ่งทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2SD 2499 จะมีวงจรแอมเปอร์ และตัวต้านทานเพื่อป้องกันกระแสพัลส์สูงเกินและแรงดัน V_{CE} อยู่ในโครงสร้าง ดังรูปที่ 3.9



มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

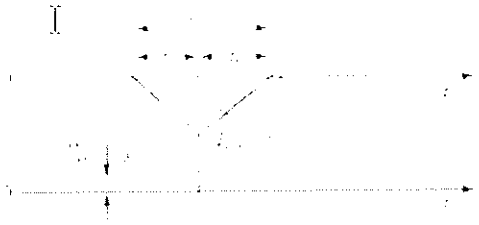
รูปที่ 3.9 แสดงวงจรภายในทรานซิสเตอร์ เบอร์ 2SD2499 และ 2SD1877

ทรานซิสเตอร์ที่นำมาใช้ในวงจรที่ได้ออกแบบนั้น มีคุณลักษณะสมบัติดังนี้

High Voltage	:V_{cBO}	=	1500 V
Low Saturation Voltage	:$V_{CE(sat)}$	=	5 $V_{(max)}$
High Speed	: tf	=	0.3μs (yp)
Junction Temperature	:Ti	=	150°C

3.8 ไดโอดความถี่สูง

ไดโอดมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสค่อมข้างสูงประมาณ 0.8–1.2 V มีอัตราทนแรงดันย้อนกลับสูง เนื่องจากวงจรใช้ความถี่สูง 20-40 kHz เพื่อเป็นการช่วยลดช่วงเวลา Reverse recovery (I_{RR}) จึงต้องเลือกใช้เลือกชนิด Fast recovery เบอร์ S2C40 ชนิดที่นิยมใช้ในโทรทัศน์

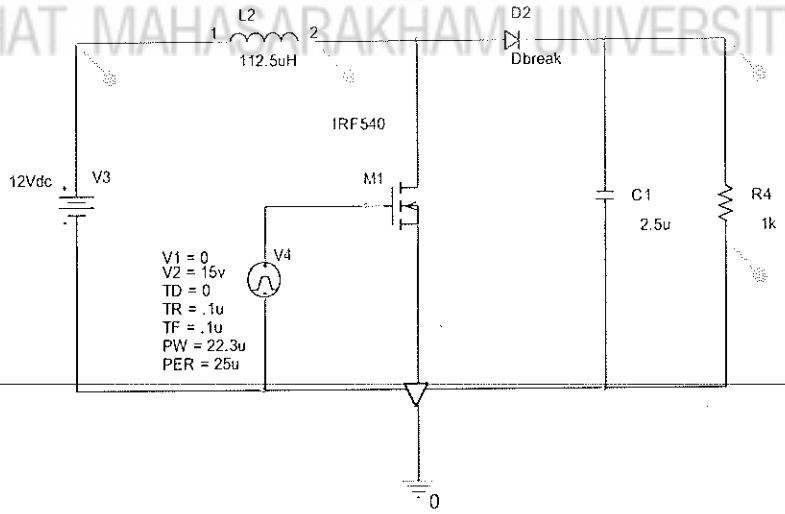


รูปที่ 3.10 แสดงคุณลักษณะฟื้นตัวย้อนกลับของไดโอด

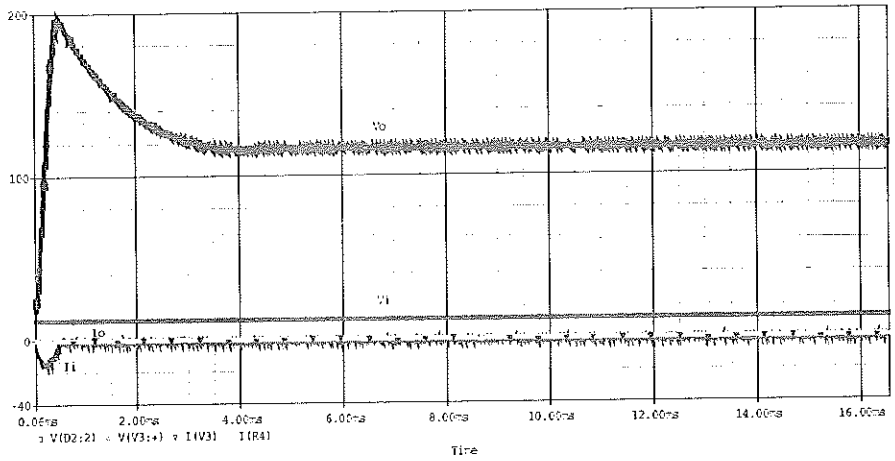
3.9 วงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ในโหมดกระแสต่อเนื่องที่นำค่าที่ได้จากการคำนวณมาจำลองหาค่าแรงดันไฟฟ้าด้านขาออก จากโปรแกรมคอมพิวเตอร์

ค่าที่กำหนดและค่าที่ออกแบบได้มีดังนี้ความถี่ 40 kHz, ค่าดิวตี้ไซด์เกิล (D) 0.9, ตัวเหนี่ยวนำ 112.5 µH, ตัวเก็บประจุ 2.25µF, ตัวต้านทาน 1 kΩ

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY



รูปที่ 3.11 แสดงการจำลองออกแบบและวิเคราะห์วงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์จากโปรแกรมคอมพิวเตอร์

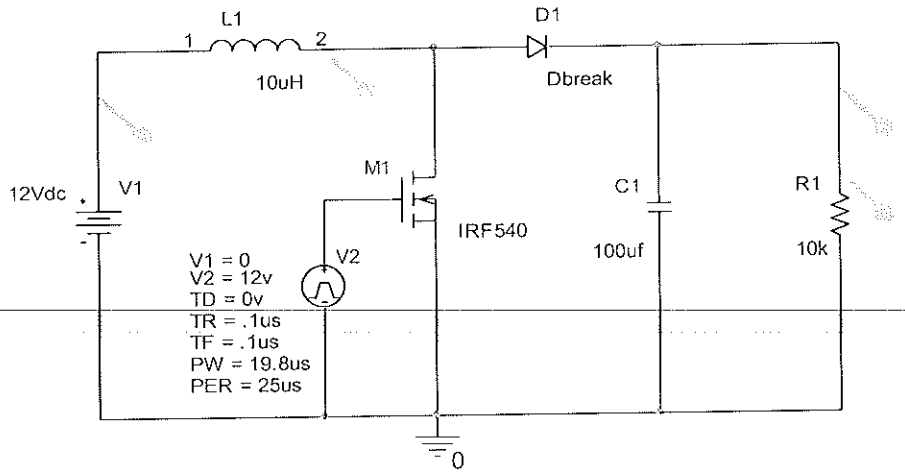


รูปที่ 3.12 แสดงค่าของแรงดันไฟฟ้าที่ได้จากการจำลองโปรแกรมคอมพิวเตอร์ จากค่าที่ได้จากการคำนวณ Vi = 12 Vdc, Vo = 118 Vdc

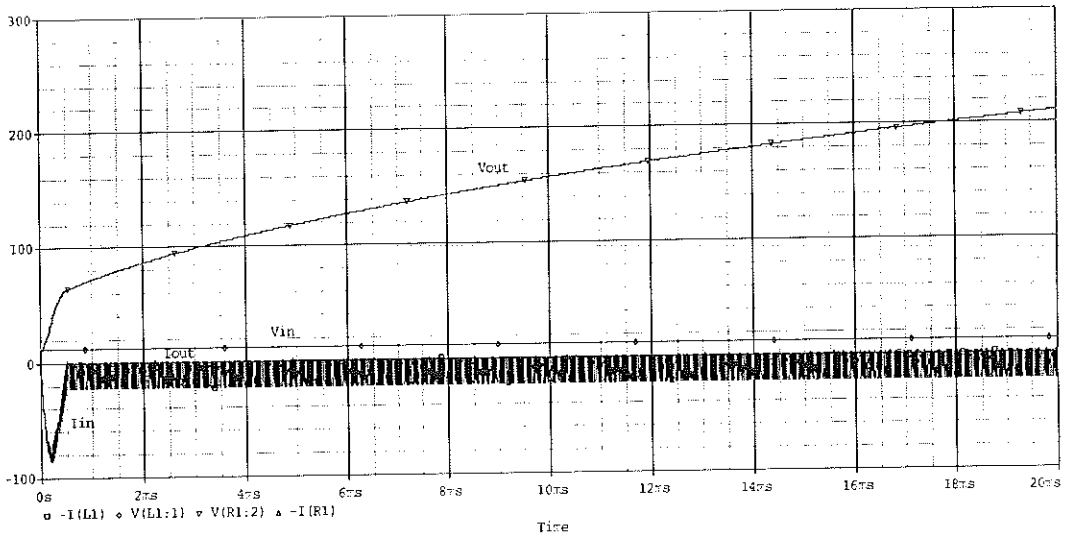
3.10 การจำลองการออกแบบและวิเคราะห์แรงดันและกระแสด้านเข้าและด้านออกของวงจรแปลงผัน Boost Converter Circuit จากโปรแกรมคอมพิวเตอร์

งานวิจัยนี้ได้ทำการทดลองการจำลองการออกแบบและวิเคราะห์แรงดันและกระแสด้านเข้าและด้านออกของวงจรแปลงผัน บูสต์ คอนเวอร์เตอร์ จากโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่างๆเช่นแรงดันด้านเข้า Vdc ตัวเหนี่ยวนำ (L) ตัวเก็บประจุ ตัวต้านทาน ความถี่ (fs) ค่าดิวตี้ไซเกิล (D) เพื่อศึกษาค่าพารามิเตอร์ต่างๆที่มีผลต่อแรงดันด้านขาออก (Vo) ดังจะได้แสดงผลของการจำลองการออกแบบจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์ ตั้งแต่รูปที่ 3.14-3.18

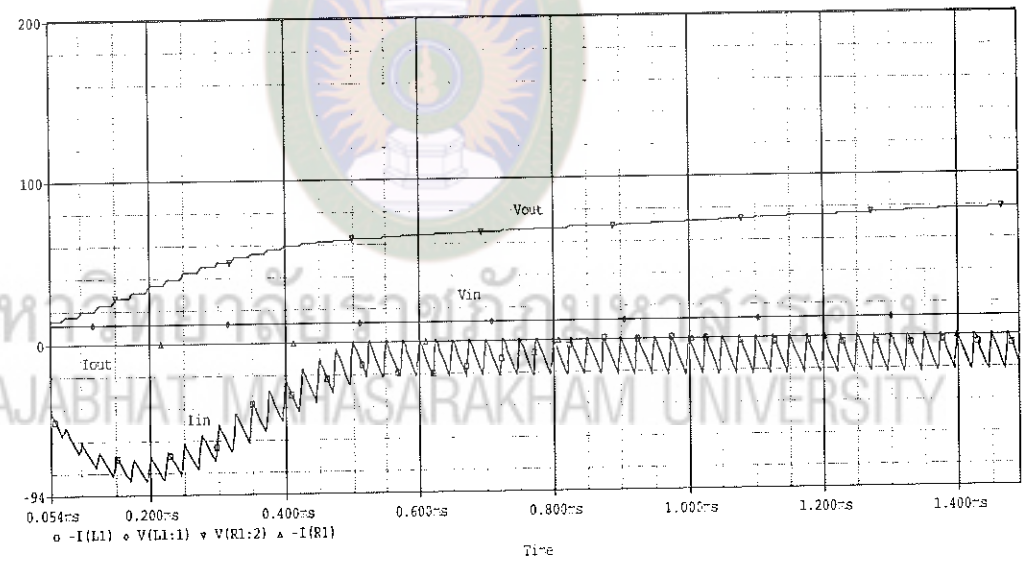
มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY



รูปที่ 3.13 แสดงการจำลองวงจรแปลงผัน Boost Converter จากโปรแกรมคอมพิวเตอร์



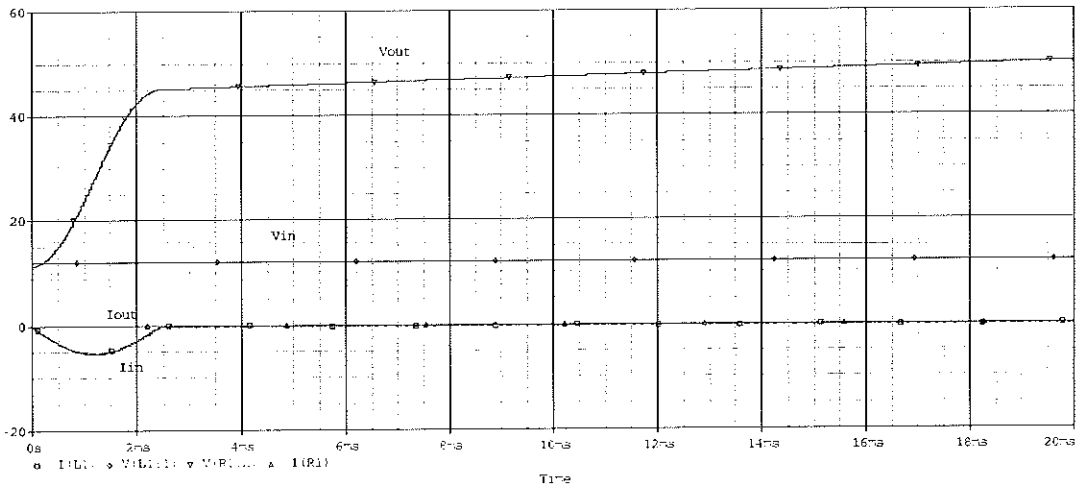
รูปที่ 3.14 แสดงผลการจำลองแรงดันและกระแสด้านเข้าและด้านออก ของวงจรแปลงผัน 40 kHz ที่ค่าดิวตี้ไซเกิล (D) 90%



มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

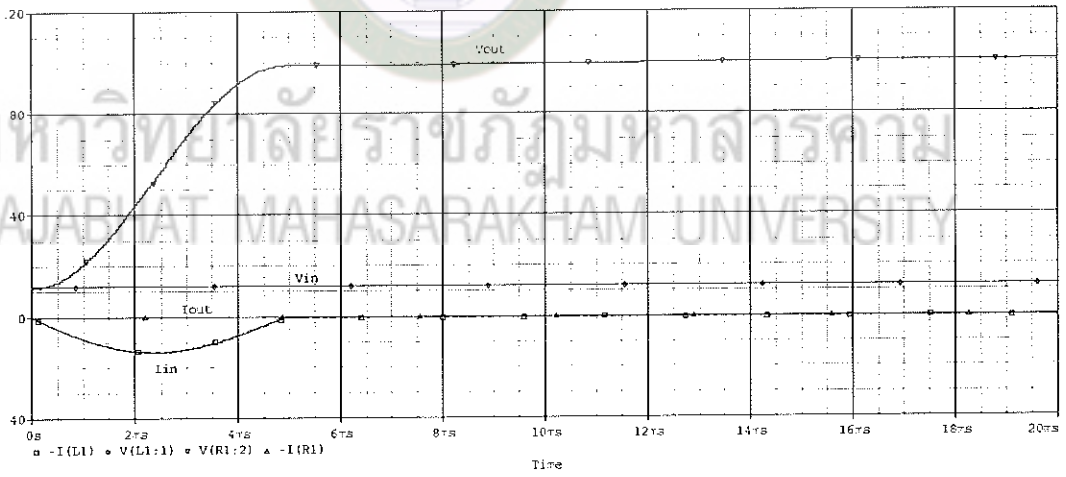
รูปที่ 3.15 แสดงภาพขยายผลการจำลองแรงดันและกระแสด้านเข้าและด้านออก ของวงจรแปลงผัน 40 kHz ที่ค่าดิวตี้ไซเกิล (D) 80%

กราฟแสดงผลการจำลองจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์ของวงจร Boost Converter โดยกำหนดให้ แรงดันด้านเข้า (Vin) 12 Vdc ตัวเหนี่ยวนำ (L) 10 µH ตัวเก็บประจุ (C) 100 µF ตัวต้านทาน (R) 10 KΩ ที่ความถี่ (fs) 40 kHz ที่ค่าดิวตี้ไซเกิล (D) 80 %



รูปที่ 3.16 แสดงผลการจำลองแรงดันและกระแสด้านเข้าและด้านออกของวงจรแปลงผันที่ความถี่ 20 kHz ที่ค่าดิวตี้ไซเกิล (D) 60 %

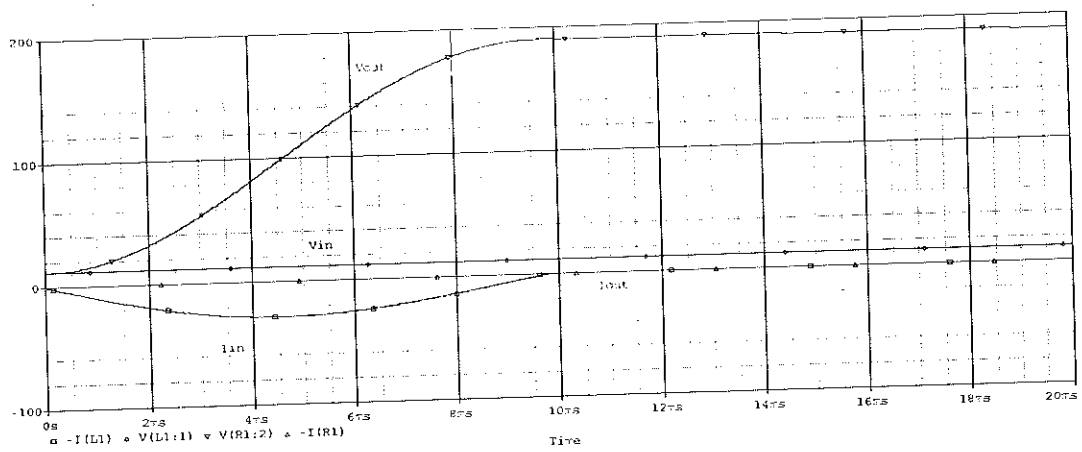
กราฟแสดงผลการจำลองจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์ของวงจร Boost Converter โดยกำหนดให้แรงดันด้านเข้า (Vin) 12 Vdc ตัวเหนี่ยวนำ (L) 1 mH ตัวเก็บประจุ (C) 100 µF ตัวต้านทาน (R) 10 KΩ ที่ความถี่ (fs) 40 kHz ค่าดิวตี้ไซเกิล (D) 60 %



มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

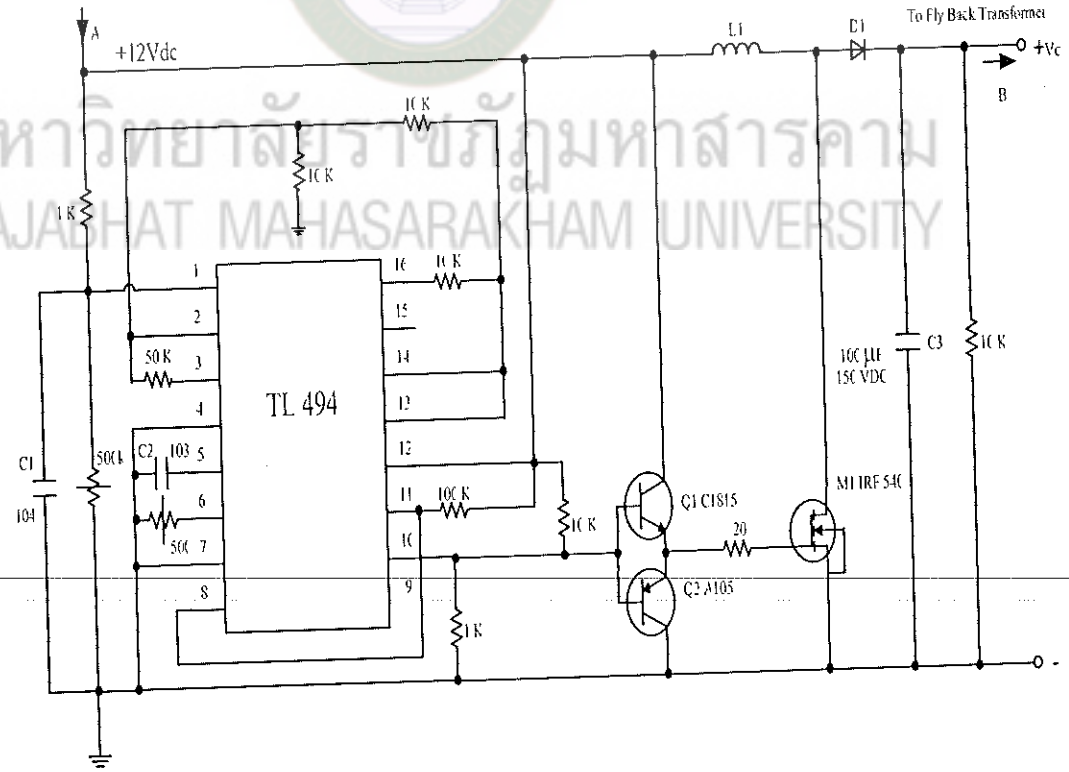
รูปที่ 3.17 แสดงผลการจำลองแรงดันและกระแสด้านเข้าและด้านออกของวงจรแปลงผันที่ความถี่ 20 kHz ที่ค่าดิวตี้ไซเกิล (D) 80 %

กราฟแสดงผลการจำลองจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์ของวงจร Boost Converter โดยกำหนดให้แรงดันด้านเข้า (Vin) 12 Vdc ตัวเหนี่ยวนำ (L) 1 mH ตัวเก็บประจุ (C) 100 µF ตัวต้านทาน (R) 10 KΩ ที่ความถี่ (fs)20 kHz ค่าดิวตี้ไซเกิล (D) 80 %



รูปที่ 3.18 แสดงผลการจำลองแรงดันและกระแสด้านเข้าและด้านออกของวงจรแปลงผัน ความถี่ 40 kHz ที่ค่าดิวตี้ไซเกิล (D) 90 %

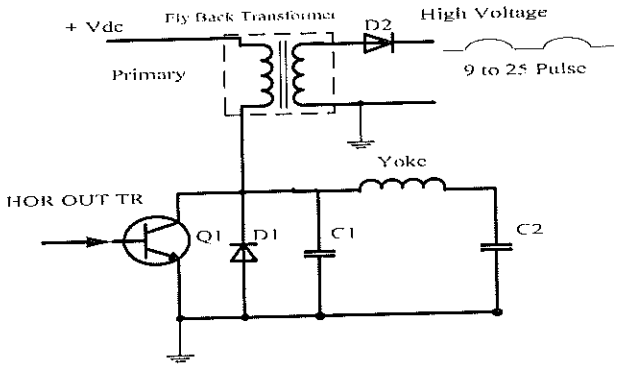
กราฟแสดงผลการจำลองจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์ของวงจร Boost Converter โดยกำหนดให้แรงดันด้านเข้า (Vin) 12 Vdc ตัวเหนี่ยวนำ (L) 1 mH ตัวเก็บประจุ (C) 100 µF ตัวต้านทาน (R) 10 KΩ ที่ความถี่ (fs) 20 kHz ค่าดิวตี้ไซเกิล (D) 90 %



มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

รูปที่ 3.19 แสดงวงจรบูสต์ คอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบและสร้างขึ้น

3.11 การวิเคราะห์วงจรฟลายแบ็ค



รูปที่ 3.20 แสดงวงจรฟลายแบ็ค คอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบและสร้างขึ้น

จากหลักการวงจรฟลายแบ็ค งานวิจัยนี้ได้นำเอาหลักการของระบบ (Basic Functions) การบังคับการสแดนทางนอนหรือฮอลิซอนตอลเอาต์พุต (Horizontal Scan System) ซึ่งเป็นหลักการที่ส่งผลต่อความเป็นภาพที่หน้าจอเครื่องรับโทรทัศน์ นั่นคือ การกวาดลำแสงของอิเล็กตรอน จากรูป 3.20 อันเป็นวงจรรวมของการสแกนทางนอนทั้งหมด จะพบว่า เมื่อวงจรออสซิลเลเตอร์ผลัดความถี่เพื่อการสแกน ซึ่งมีความถี่เท่ากับ 15,625 เฮริตท์ ความถี่ตรงนี้จะส่งไปยังระบบขับกำลัง (Driver) เพื่อส่งออกวงจรขยายกำลังหลักหรือวงจรฮอลิซอนซอนตอลเอาต์พุตต่อไป

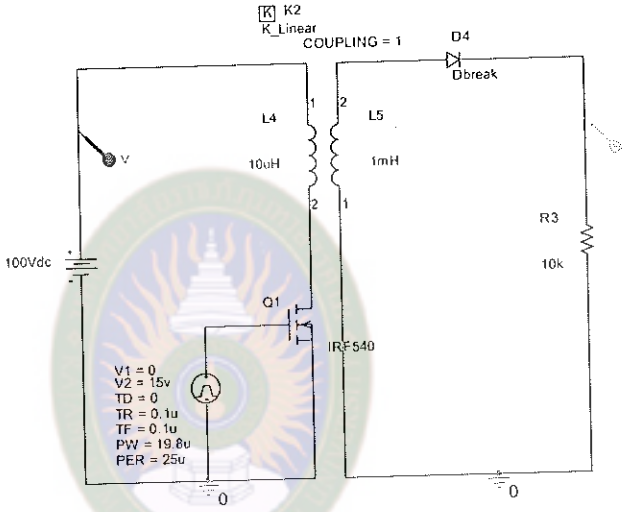
มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

ในส่วนของวงจรฮอลิซอนตอลมีทั้งชั้นการทำงานหลัก ๆ ในเบื้องต้น 2 ประการด้วยกัน ประการแรก คือ การทำให้เกิดสัญญาณฟันเลื่อย (Sow tooth) เพื่อส่งกระแสของสัญญาณไปยังฮอลิซอนตอลโช้คผลการทำงานส่วนนี้ไปเบี่ยงเบนลำอิเล็กตรอนให้เกิดการกวาดลำแสงที่หน้าจอ ประการต่อมาวงจรนี้จะต้องส่งไปขับฟลายแบ็ค ทรานส์ฟอร์เมอร์ (Flyback Transformer) เพื่อให้ตัวฟลายแบ็คทรานส์ฟอร์เมอร์ทำการผลิตไฟแรงสูงเพื่อป้อนให้อาโหนดของหลอดภาพ ส่วนของไฟแรงสูงของเครื่องรับโทรทัศน์ขาวดำจะใช้ไฟแรงสูง ขนาด 8-10 กิโลโวลท์ โทรทัศน์สีใช้แรงดันไฟตั้งแต่ 20-30 กิโลโวลท์

ในส่วนของวงจรภาคขับ (Driver) ของทรานซิสเตอร์ที่ทำหน้าที่ฮอลิซอนตอลเอาต์พุต ที่ใช้ขับฟลายแบ็คจะต้องเป็นชนิดที่ออกแบบเพื่อให้ใช้กับวงจรฟลายแบ็คอย่างมีประสิทธิภาพ ซึ่งต้องมีลักษณะพิเศษ คือ ต้องมีความสามารถในการจ่ายกระแสแรงดันสูง ๆ ได้ด้วยลักษณะของการเทร์นออฟตัวเองอย่างรวดเร็ว (Fast Turn-off) ดังนั้น ในส่วนของสัญญาณอินพุตที่ออกแบบเพื่อขับเบสจึงต้องมีเสถียรภาพของสัญญาณเพราะว่าทรานซิสเตอร์ต้องทนโวลท์ (พีค) สูงมาก ๆ

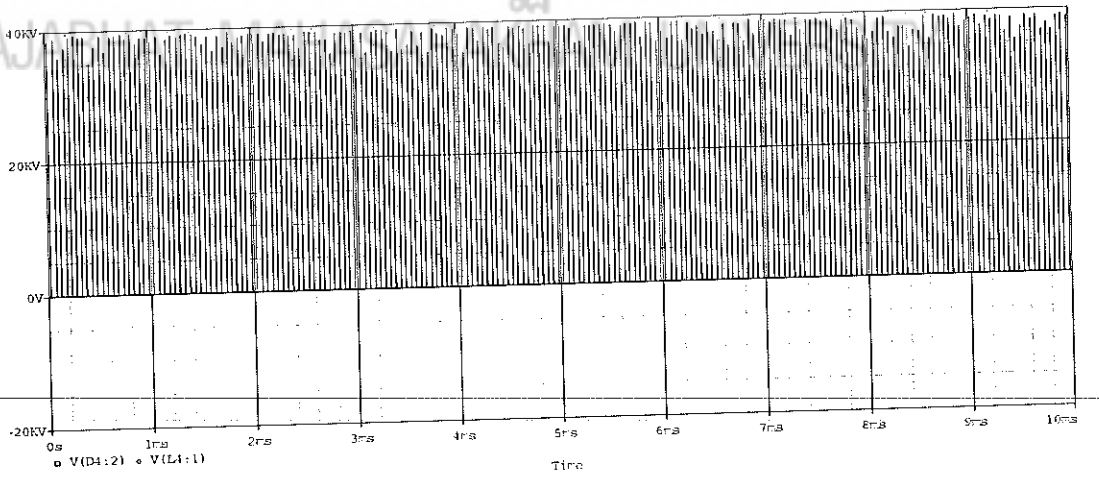
ดังนั้น โครงสร้างจึงต้องสร้างให้คอนเล็คเตอร์รีเยี่ยน (Collector Region) มีความหนามาก ๆ และต้องมีความไวสูงด้วย ในเวลาเดียวกันคอลเล็คเตอร์ต้องสามารถจ่ายกระแสได้สูงหรือที่เรียกว่า "ฮาร์ดเซ็ทจูเรชั่น" (Hard Saturation) เมื่อมีกระแสเบสเข้ามา

3.12 การจำลองการออกแบบและวิเคราะห์แรงดันและกระแสด้านเข้าและด้านออกของวงจรแปลงผัน Flyback Converter จากโปรแกรมคอมพิวเตอร์

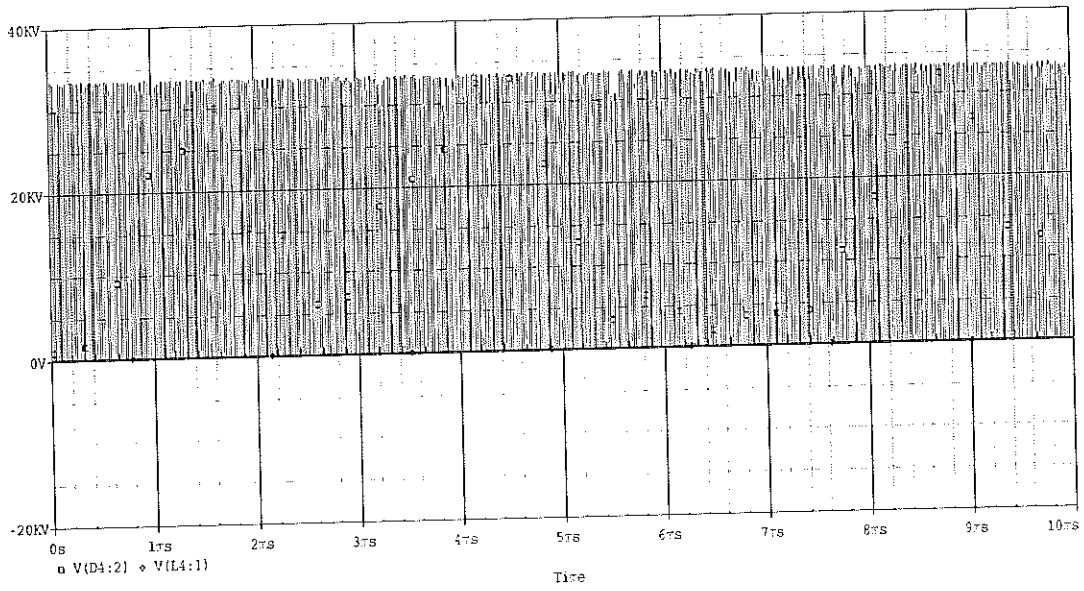


รูปที่ 3.21 แสดงการจำลองวงจรแปลงผัน Flyback Converter จากโปรแกรมคอมพิวเตอร์

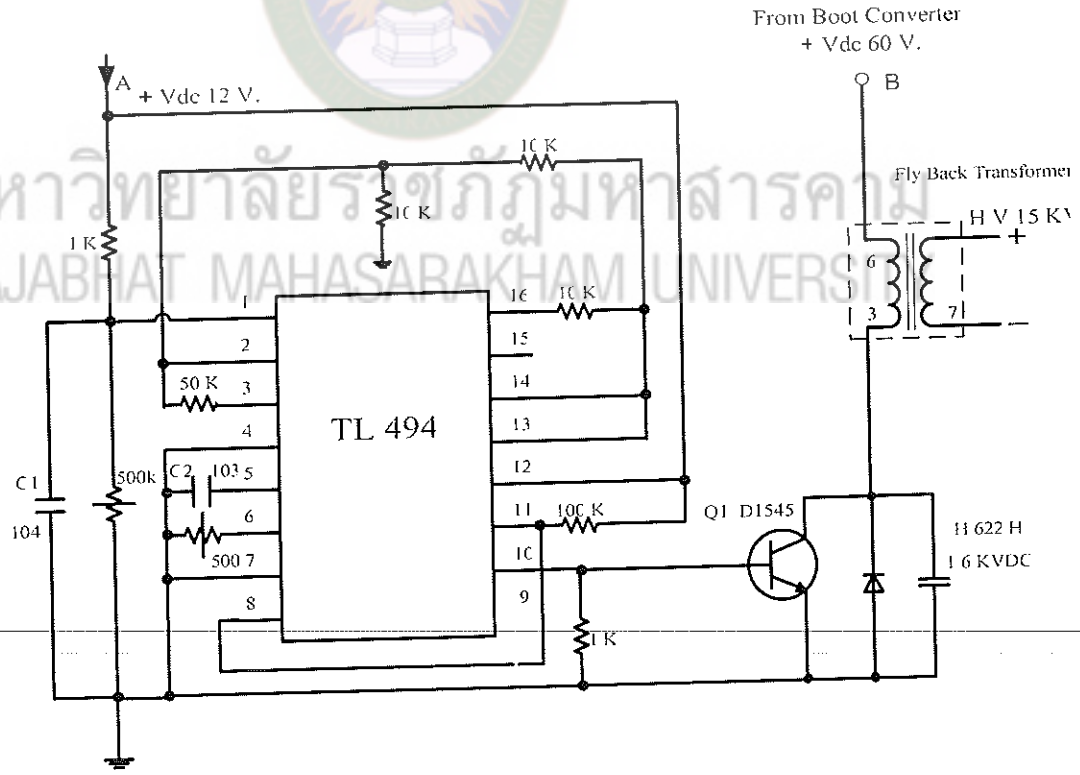
มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY



รูปที่ 3.22 แสดงผลการจำลองจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์ของวงจร Flyback Converter โดยกำหนดให้แรงดันด้านเข้า (Vin) 12 Vdc ตัวเหนี่ยวนำ (L) 1 mH ตัวเก็บประจุ (C) 100 μF ตัวต้านทาน (R) 10 KΩ ที่ความถี่ (fs) 20 kHz ค่าดิวตี้ไซเกิล (D) 60 %



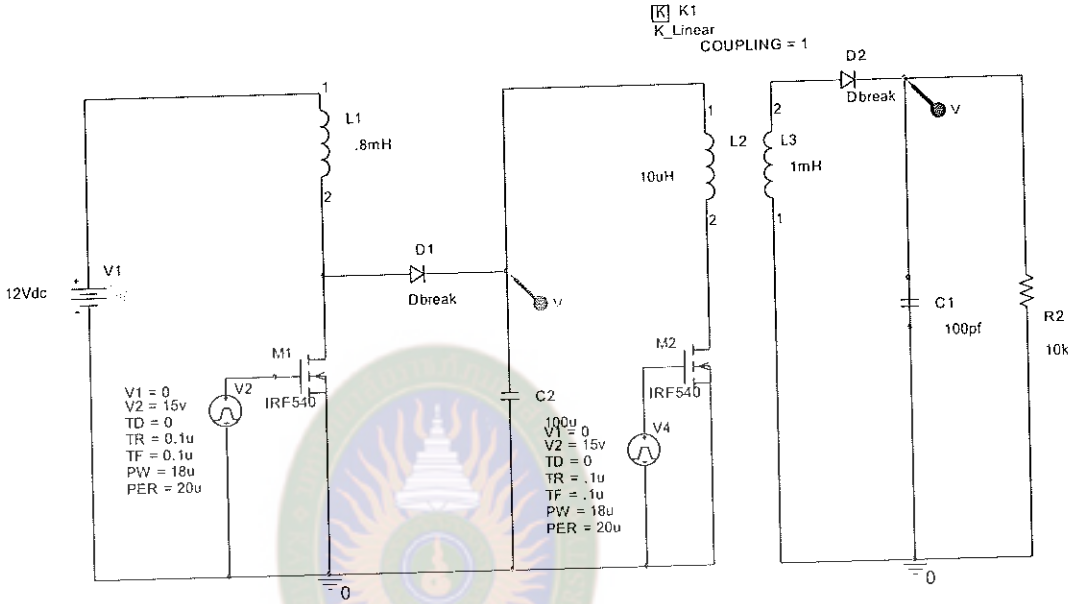
รูปที่ 3.23 แสดงผลการจำลองจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์ของวงจร Flyback Converter โดยกำหนดให้แรงดันด้านเข้า (Vin) 12 Vdc ตัวเหนี่ยวนำ (L) 1 mH ตัวเก็บประจุ (C) 100 μF ตัวต้านทาน (R) 10 KΩ ที่ความถี่ (fs) 20 kHz ค่าดิวตี้ไซเกิล (D) 80%



มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

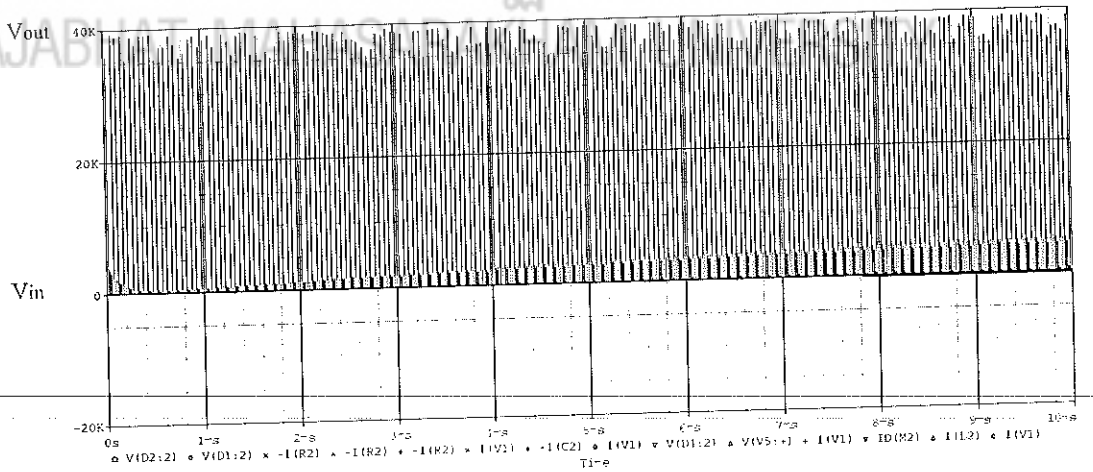
รูปที่ 3.24 แสดงรูปวงจรที่ใช้ในการขับหม้อแปลงสวิตช์ชิ่งฟลายแบ็ค

3.12.1 การจำลองค่าแรงดันด้านเข้าและด้านออกของชุดวงจรจุดหลอดนีออนโฆษณาสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์โดยใช้หม้อแปลงฟลายแบ็คเครื่องรับโทรทัศน์ จากโปรแกรมคอมพิวเตอร์



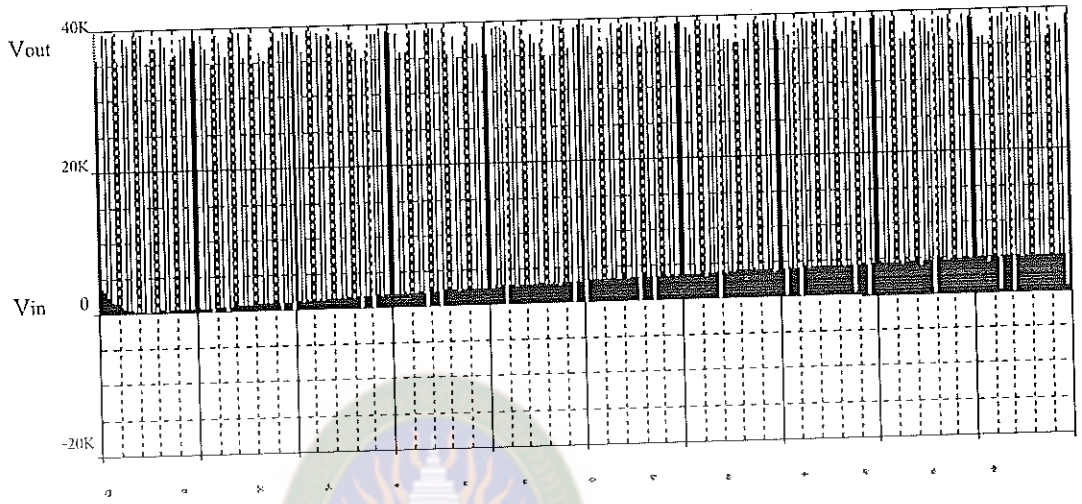
รูปที่ 3.25 แสดงการจำลองชุดวงจรจุดหลอดนีออนโฆษณาสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์โดยใช้หม้อแปลงฟลายแบ็คเครื่องรับโทรทัศน์จากโปรแกรมคอมพิวเตอร์

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY



รูปที่ 3.26 แสดงผลการจำลองแรงดันด้านเข้าและด้านออกที่ความถี่ 50 kHz ที่มีค่าดิวตี้ไซเกิล (D) 90 %

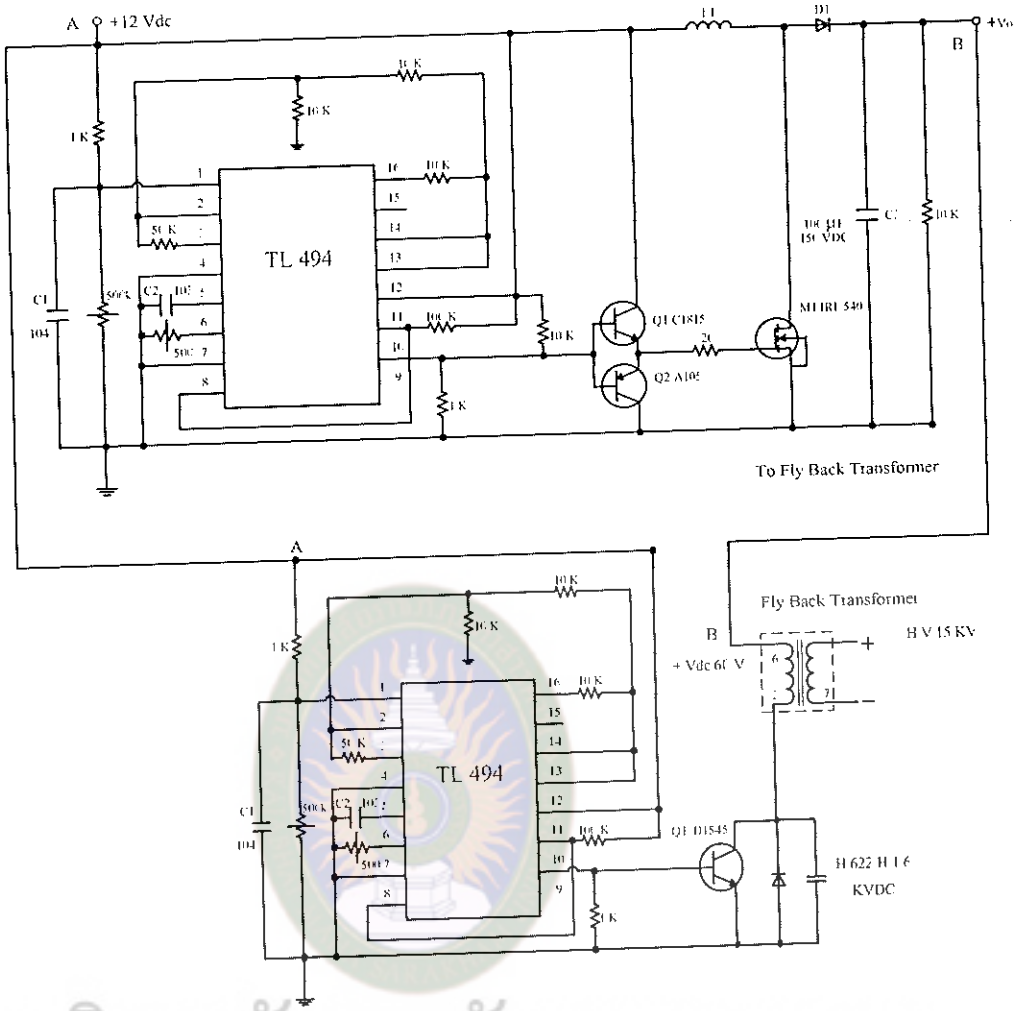
กราฟแสดงผลการจำลองของวงจรจุดหลอดนีออนโฆษณาด้วยความถี่สูงจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยกำหนดให้แรงดันด้านเข้า (Vin) 12 Vdc ตัวเหนี่ยวนำ (L) 1uH/1 mH ตัวต้านทาน (R) 10 KΩ ที่ ความถี่ (fs) 20 kHz ค่าดิวตี้ไซเกิล (D) 90 %



รูปที่ 3.27 แสดงผลการจำลองแรงดันด้านเข้าและด้านออกที่ความถี่ 50kHz ที่มีค่าดิวตี้ ไซเกิล (D) 90 %

กราฟแสดงผลการจำลองของวงจรจุดหลอดนีออนโฆษณาด้วยความถี่สูงจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์ โดยกำหนดให้แรงดันด้านเข้า (Vin) 12 Vdc ตัวเหนี่ยวนำ (L) 1uH/1 mH ตัวต้านทาน (R) 10 KΩ ที่ ความถี่ (fs) 20 kHz ค่าดิวตี้ไซเกิล (D) 90 %

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY



รูปที่ 3.28 แสดงรูปวงจรที่ออกแบบสร้างชุดวงจรจุดหลอดนีออนโฆษณาสำหรับแหล่งจ่ายพลังแสงอาทิตย์โดยใช้หม้อแปลงฟลายแบ็คเครื่องรับโทรทัศน์

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

3.12.2 การทำงานวงจรจุดหลอดนีออนโฆษณาสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์โดยใช้หม้อแปลงฟลายแบ็คเครื่องรับโทรทัศน์

การออกแบบการสร้างชุดวงจรจุดหลอดนีออนโฆษณาสำหรับแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์โดยใช้หม้อแปลงฟลายแบ็คเครื่องรับโทรทัศน์ ซึ่งอาศัยหลักการเปลี่ยนพลังงานแสงอาทิตย์ (Solar module) ประจุผ่านเครื่องเก็บประจุแบตเตอรี่ (Battery Charger Controller) เพื่อจ่ายให้แก่วงจรแปลงผันไฟตรง (DC-DC Converter) ทำให้แรงดันไฟฟ้าเพิ่มขึ้นที่จ่ายเข้าหม้อแปลงสวิตชิ่ง ซึ่งผู้วิจัยได้นำเอาหม้อแปลงฟลายแบ็คเครื่องรับโทรทัศน์ (Flyback Transformer TV) มาใช้เป็นหม้อแปลงสวิตชิ่งเพื่อสร้างแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตให้สูงขึ้น (High Voltage) ที่มีการควบคุมด้วยเทคนิคแบบพีดับบลิวเอ็ม (PWM-Technique) ด้วยหลักการสวิตช์ (Switch Mode)ไปควบคุมการนำกระแสและสนามแม่เหล็ก

ในการสะสมพลังงานของขดลวดไพรมารี่ ถ่ายเทออกไปยังขดลวดเซคั่นดารี่และมีกระแสไหลผ่านไดโอดให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง ซึ่งค่าของแรงดันไฟขาออกของหม้อแปลงสวิตชิ่งจะขึ้นอยู่กับค่าความถี่และช่วงเวลาการนำกระแส (Turn-On) ช่วงหยุดนำกระแส (Turn-Off) ของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่นำมาใช้ในการทำหน้าที่สวิตช์

3.13 การออกแบบการระบายความร้อน

วัตถุประสงค์ของการระบายความร้อนสำหรับอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำ คือ การป้องกันไม่ให้อุปกรณ์ทั้งหลายในระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังเสียหายหรือทำงานผิดพลาด โดยเฉพาะอุปกรณ์สวิตชิ่ง เช่น มอสเฟต ไอจีบีที ทรานซิสเตอร์และไดโอด การระบายความร้อนมีหลักการไหลของความร้อน ให้กับสิ่งแวดล้อมที่อยู่รอบข้างเพื่อรักษาให้อุณหภูมิที่รอยต่อ (Junction temperature: T_j ไม่เกินค่าที่กำหนด)

การออกแบบการระบายความร้อนในงานวิจัยนี้มีการใช้อุปกรณ์สวิตชิ่งในวงจรจุดหลอดนีออน คือ มอสเฟต IRF 540 และทรานซิสเตอร์ซึ่งจะมีย่านอุณหภูมิทำงาน ตั้งแต่ -50 °C ถึง 150 °C นั่นคือ ความต้องการระบายความร้อนที่เกิดขึ้นเพื่อไม่ให้อุณหภูมิที่รอยต่อของมอสเฟต IRF 540 มีค่ามากกว่า 150 °C

กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่อุปกรณ์สวิตชิ่งจะเกิดจากการสูญเสียขณะสวิตชิ่ง (Switching loss) ซึ่งจะประกอบด้วยกำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสและเริ่มหยุดนำกระแสการเปลี่ยนสถานะจากนำกระแสเป็นหยุดนำกระแส (Turn off switching loss) ร่วมกับกำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะนำกระแส (conduction loss) โดยกำลังไฟฟ้าสูญเสียจะถูกควบคุมให้ไหลผ่านอุปกรณ์สวิตชิ่งสู่แผ่นระบายความร้อน

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

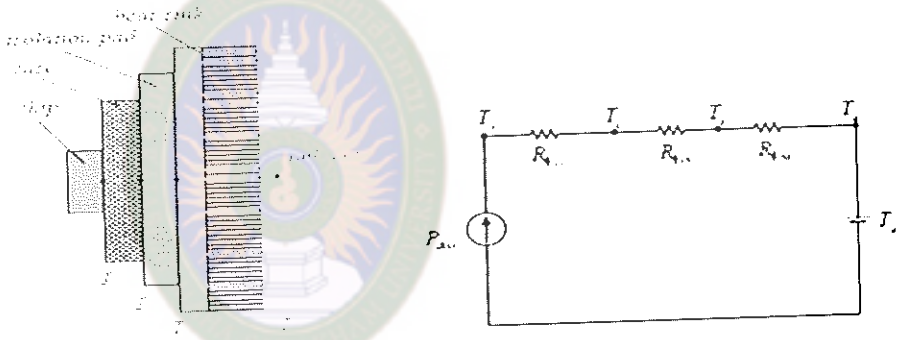
ตารางที่ 3.3 ส่วนระบายความร้อนกับอุณหภูมิและสัญลักษณ์

ส่วนระบายความร้อน	อุณหภูมิ (°C)	
	ภาษาอังกฤษ	สัญลักษณ์
บริเวณรอยต่อ	Junction temperature	T_j
บริเวณตัวถัง	Case temperature	T_c
บริเวณแผ่นระบายความร้อน	Heat sink temperature	T_s
อากาศบริเวณห้อง	Ambient temperature	T_a

ตารางที่ 3.4 ความต้านทานความร้อนและสัญลักษณ์

ความต้านทานความร้อน (°C/W)	
ระหว่างส่วนประกอบ	**สัญลักษณ์**
บริเวณตัวถัง	$R_{\theta jc}$
บริเวณแผ่นระบายความร้อน	$R_{\theta cs}$
อากาศบริเวณห้อง	$R_{\theta sa}$

การไหลของกำลังไฟฟ้าสูญเสียในรูปความร้อนที่มีอุณหภูมิของแต่ละส่วนไม่เท่ากัน การระบายความร้อนจะเริ่มต้นจากส่วนที่มีอุณหภูมิสูงไปยังส่วนที่มีอุณหภูมิต่ำกว่า ดังแสดงในรูปที่ 3.29 (ก)



(ก.) (ข.)

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

รูปที่ 3.29 แสดงการไหลของกำลังสูญเสียในรูปความร้อน
(ก.) แสดงโครงสร้างระบบระบายความร้อน
(ข.) แสดงวงจรสมมูลความร้อน

จากรูป 3.29 และตารางที่ 3.4 (ก.) และ (ข.) จะได้ค่าความต้านทานความร้อนระหว่างรอยต่อภายในตัวอุปกรณ์สวิตชิ่ง ดังในสมการที่ (3.23)

$$R_{\theta ja} = R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa} \tag{3.23}$$

สำหรับอุณหภูมิรอยต่อ (T_j) จะหาได้จากกำลังไฟฟ้าสูญเสียรวม (P_d) มีหน่วยเป็นวัตต์ ดังในสมการที่ (3.24) เป็นค่าที่กำหนดโดยบริษัทผู้ผลิต สำหรับอุณหภูมิรอยต่อสามารถหาได้โดย

$$T_j = P_d (R_{\theta jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}) + T_a \tag{3.24}$$

ตารางที่ 3.5 ความต้านทานความร้อนและสัญลักษณ์

สัญลักษณ์	พารามิเตอร์	ค่าต่ำสุด	ค่าทั่วไป	ค่าสูงสุด	หน่วย
$R\theta_{jc}$	รอยต่อกับตัวถัง			1.7	°C/W
$R\theta_{cs}$	ตัวถึงกับแผ่นระบายความร้อน		0.5		°C/W
$R\theta_{sa}$	แผ่นระบายความร้อนกับอากาศ			62	°C/W

1. การออกแบบหาแผ่นระบายความร้อน จากค่าคุณลักษณะสมบัติที่กำหนดโดยบริษัทผู้ผลิต มอสเฟต เบอร์ IRF 540 มีการสูญเสียรวมเท่ากับ 30 วัตต์ และมีความต้านทานความร้อนระหว่างรอยต่อกับตัวถัง = 1.7 °C/W ความต้านทานความร้อนระหว่างตัวถังกับแผ่นระบายความร้อน 0.5 °C/W ให้มอสเฟตทำงานที่ 100 °C โดยถูกออกแบบให้ทำงานที่อุณหภูมิห้อง (T_j) = 30 °C ภายใต้เงื่อนที่ไม่มีพัดลมดูดอากาศระบายความร้อน

2. ความต้านทานความร้อน $R_{\theta sa}$s จากสมการที่ 3.24 หาค่า $R_{\theta sa}$ ได้จาก

$$T_j = P_d(R\theta_{jc} + R_{\theta cs} + R_{\theta sa}) + T_a$$

$$100 = 30\ (1.7+0.5+ R_{\theta sa}) + 30$$

$$R_{\theta sa} = 0.13\ °C/W$$

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

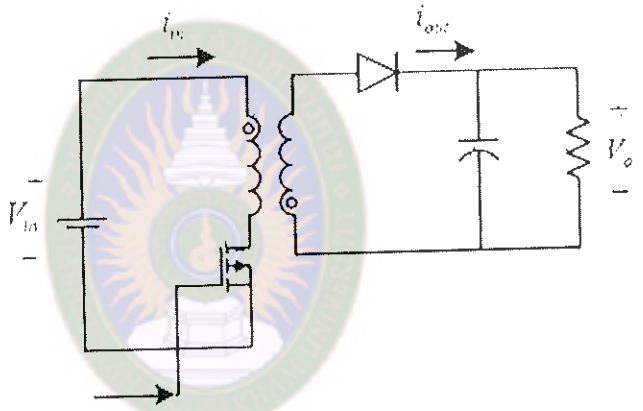
ตารางที่ 3.6 ความต้านทานความร้อนและปริมาตรของแผ่นระบายความร้อน

Eat sink No.	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$R_{\theta sa}$ (°C/W)	3.2	2.3	2.2	0	2.1	1.7	1.3	1.3	1.25	1.2	0.8	0.65
Vol. (cm^3)	76	99	181	0	198	298	435	675	608	634	695	1,311

จากการคำนวณหาความต้านทานความร้อนระหว่างแผ่นระบายความร้อนกับอากาศอุณหภูมิห้อง ได้ค่า 0.13 °C/W เมื่อเทียบค่าในตารางที่ 3.6 เลือกแผ่นระบายความร้อนหมายเลขจะมีค่า $R_{\theta sa}$ =3.2°C/W ดังนั้น จึงเลือกแผ่นระบายความร้อนขนาด 76 ตารางลูกบาศก์

3.14 การวิเคราะห์วงจรสร้างสัญญาณควบคุม

โดยทั่วไปแรงดันไฟตรงที่จ่ายเข้าวงจรสวิตชิ่งจะมีการควบคุมช่วงเวลา t_{ON} และ t_{OFF} ของอุปกรณ์สวิตชิ่งที่ทำมาจากสารกึ่งตัวนำ เช่น ทรานซิสเตอร์หรือเฟตจะใช้พัลส์สี่เหลี่ยมเป็นตัวเปิด-ปิด แรงดันออกของวงจรสวิตชิ่งจึงขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของสัญญาณพัลส์ต่อช่องว่างหรือที่เรียกว่า ดิวตี้ไซเกิล โดยช่วงที่มีพัลส์ คือ เวลา t_{OFF} เนื่องจากหลักการกำเนิดแรงดันไฟสูงของฟลายแบ็ค เครื่องรับโทรทัศน์สัญญาณอินพุตที่ขับเบสของทรานซิสเตอร์ต้องมีเสถียรภาพสัญญาณพัลส์และช่องว่างที่ใช้ควบคุมเวลาการเปิด-ปิดอุปกรณ์สวิตชิ่ง ในส่วน t_{ON} จะเป็นพัลส์ที่จะกำหนดเวลาการต่อสวิตช์ให้พลังงานถูกสะสมไว้ในขดลวดหม้อแปลงฟลายแบ็ค. ส่วนช่วงเวลา t_{OFF} จะถูกกำหนดเวลาการตัดสวิตช์ให้ขดลวดถ่ายพลังงานออกมา ดังรูปที่ 3.30



รูปที่ 3.30 แสดงวงจรสวิตชิ่งที่ใช้มอสเฟตเป็นตัวขับ

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

3.15 หลักการทำงานของวงจรสวิตชิ่ง

อุปกรณ์สวิตชิ่งจะทำหน้าที่เป็นสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์มีโหลดการทำงานคือ โหมดนำกระแสและหยุดนำกระแส มีหลักการทำงานคือเมื่อสวิตช์นำกระแสแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ($V_o = V_s$) และเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสแรงดันไฟฟ้าด้านออกจะมีค่าเท่ากับศูนย์ หรือ ($V_o = 0$)

ช่วงเวลาในการนำกระแสและหยุดนำกระแสจะได้สัญญาณแรงดันไฟฟ้าด้านออกเป็นพัลส์ ดังในรูปที่ 3.30 ซึ่งสามารถหาค่าเฉลี่ยหรือค่าของแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออก ได้จากสมการที่ (3.25)

$$V_o = \frac{1}{T}\int_0^T V_o(t)\,dt$$

$$V_o = \frac{1}{T}\int_0^{DT} V_s\,dt$$

$$V_o = V_s D \tag{3.25}$$

เมื่อ V_s = แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

D = ดิวตี้ไซเกิล

จากสมการที่ (3.25) จะพบว่า ค่าแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านออกจะถูกควบคุมได้จากการปรับค่าดิวตี้ไซเกิล (Duty cycle หรือ Duty ratio: D) ซึ่ง D หมายถึง อัตราส่วนของช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแสต่อช่วงเวลาหนึ่งคาบการสวิตชิ่ง มีความสัมพันธ์ ดังสมการที่ (3.26)

$$D = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} \tag{3.26}$$

$$t_{on} = DT$$

$$t_{off} = (1 - D)T$$

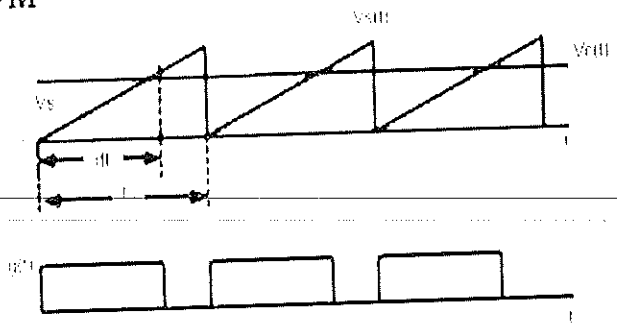
เมื่อ t_{on} = ช่วงเวลานำกระแส

t_{off} = ช่วงเวลาไม่นำกระแส

T = เวลาหนึ่งคาบ

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

PWM



รูปที่ 3.31 แสดงรูปคลื่นสัญญาณคาบเวลาเอาท์พุต

3.16 วิธีการควบคุมสัญญาณพัลส์และคาบเวลาเพื่อคงค่าแรงดัน มีอยู่ 3 แบบ

1. แบบการให้เวลา t_{ON} คงที่แล้วเปลี่ยนแปลงเวลา t_{OFF}
2. แบบการให้เวลา t_{OFF} คงที่แล้วเปลี่ยนแปลงเวลา t_{ON}
3. แบบการใช้ความถี่คงที่แล้วเปลี่ยนตัวดิวตี้ไซเกิล

งานวิจัยนี้ได้เลือกใช้วิธีการควบคุมสัญญาณแบบการใช้ความถี่คงที่แล้วเปลี่ยน ค่าดิวตี้ไซเกิล วิธีนี้จะกำหนดความถี่ของพัลส์ที่ใช้ควบคุมการสวิตชิ่งไว้ค่าหนึ่งที่มีคาบเวลาสัญญาณคงที่ การคงค่าแรงดันออกจะทำโดยการปรับอัตราส่วนของพัลส์ t_{ON} ต่อช่องว่าง t_{OFF} (ดิวตี้ไซเกิล) ให้พอเหมาะกับแรงดันเอาต์พุต เพื่อเพิ่มหรือลดระดับการไบแอสให้ทรานซิสเตอร์เริ่มทำการ t_{ON} เร็วขึ้นหรือช้าลง หรืออาจจะใช้วิธีผสมพัลส์ทางความกว้างที่เรียกว่า พัลส์วิดท์ มอดูเลชั่น หรือ PWM (Pulse width modulation) เพื่อให้เวลาเหมาะสมพลังงานในขดลวดและเวลาการเหนี่ยวนำแรงดันเอาต์พุตเปลี่ยนแปลงอย่างเหมาะสม ซึ่งจะทำการตรวจจับความผิดพลาดของแรงดันและกระแสทั้งด้านอินพุตและโหลดแล้วนำมาเป็นตัวควบคุม PWM ซึ่งก็จะสามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตออกให้ได้ค่าคงที่ได้ โดยจะมีช่วงเวลาตอบสนองต่อการควบคุมเร็วมากประมาณ 1 คาบเวลาของความถี่ที่ใช้เท่านั้น แนวคิดหลักการของการออกแบบในการใช้ความถี่คงที่เพื่อการส่งผ่านกำลังของหม้อแปลงด้วยสนามแม่เหล็กให้ได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุด ซึ่งสามารถออกแบบความถี่ที่ใช้ควบคุมให้เหมาะสม รวมทั้งลดการสูญเสียที่เกิดขึ้นในหม้อแปลง

งานวิจัยนี้ได้นำเอา ไอซี เบอร์ TL 494 มาใช้ในการออกแบบเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหมดควบคุมจากแรงดัน

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

3.17 ไอซีเบอร์ TL 494 สำหรับโหมดควบคุมจากแรงดัน

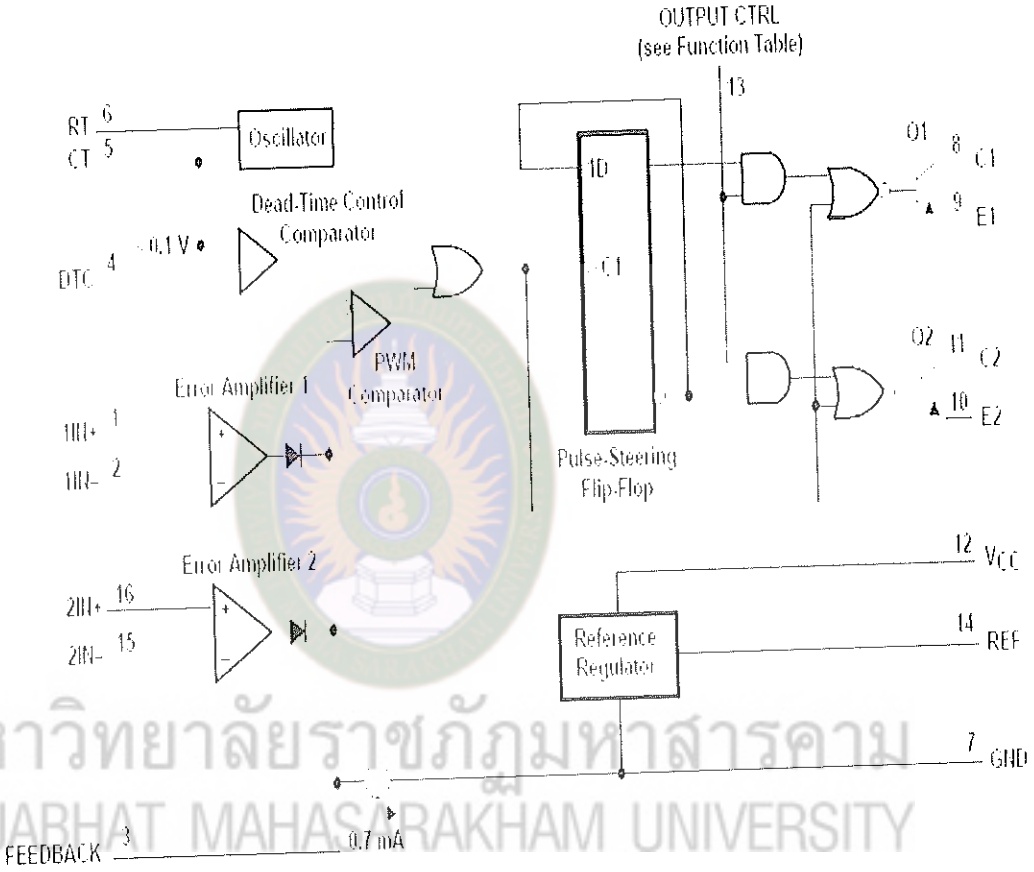
3.17.1 การออกแบบวงจรควบคุมสัญญาณ PWM โดยใช้ไอซีเบอร์ TL 494

การออกแบบวงจรไอซี TL 494 ซึ่งเป็นไอซีสำเร็จที่สามารถนำมาออกแบบได้ 4 ลักษณะ ดังนี้

1. แบบเลือกสัญญาณ 1 เอาต์พุต
2. แบบมีสัญญาณเอาต์พุตเป็น เฟสสัญญาณเดียวกับสัญญาณอินพุต
3. แบบสัญญาณเอาต์พุตแบบ single ended configuration
4. ออกแบบความถี่ได้ 20 kHz – 150 kHz

ไอซีเบอร์ TL 494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อใช้ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ โดยทำงานด้วยโหมดควบคุมจากแรงดัน ซึ่งจะได้นำมาเป็นตัวอย่างการทำงานสำหรับวงจรควบคุมด้วยวิธีควบคุมจากแรงดัน โครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซีเบอร์ TL 494 แสดงในรูปที่ 3.32 การทำงานของไอซีจะเป็นดังนี้

functional block diagram



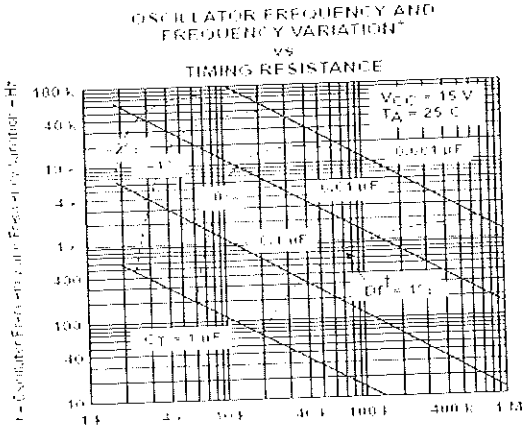
มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

รูปที่ 3.32 แสดงการจัดโครงสร้างภายในและการจัดขาของไอซี TL 494 (ที่มา: Motorola)

3.17.2 การออกแบบการกำหนดคาบเวลาในการทำงาน

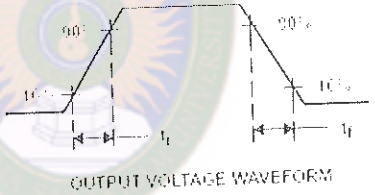
วงจรของไอซี TL494 เป็นวงจร PWM ที่มีความถี่คงที่ คาบเวลาการทำงานของเอาต์พุตพัลส์กำหนดโดยค่าของ R_T และ C_T จากภายนอกที่ขา 6 และขา 5 ของไอซี ค่าคาบเวลาการทำงานจะกำหนดได้จาก

$$T=\frac{R_T C_T}{1.1} \tag{3.27}$$



รูปที่ 3.33 แสดงความสัมพันธ์ของค่า R_T TIMING RESISTANCE (Ω)

ในการกำหนดความถี่เอาต์พุตที่ต้องการหาค่าตัวความต้านทานในการปรับความถี่ จะต้องกำหนดค่าความถี่และค่าความจุของคาปาซิเตอร์แล้วนำมาคำนวณ จากสมการที่ 3.27

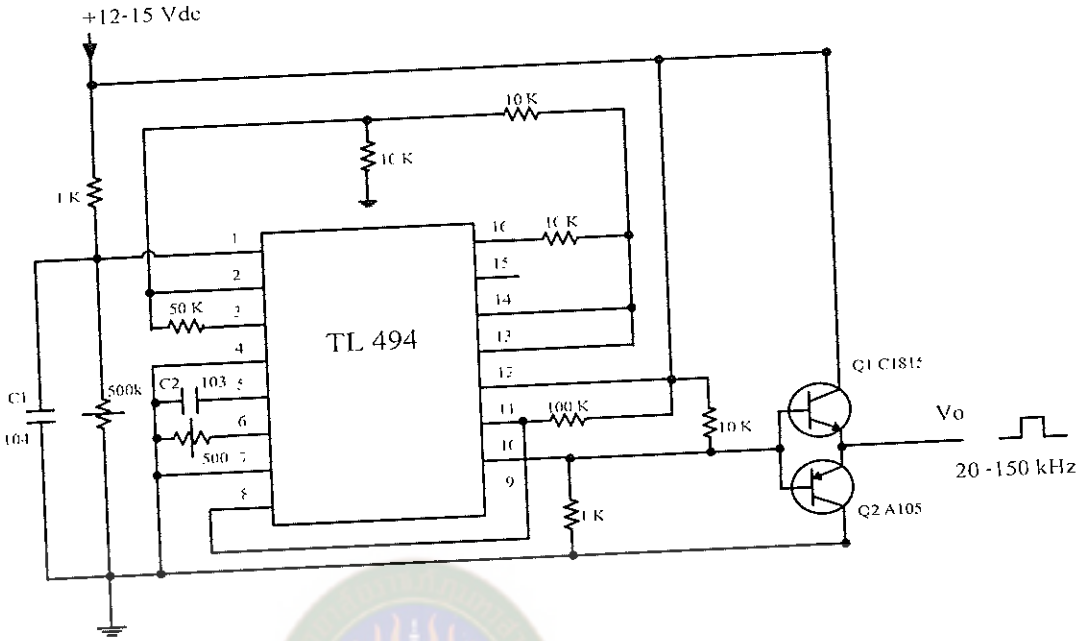


รูปที่ 3.34 แสดงรูปคลื่นสัญญาณคาบเวลาเอาท์พุต

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

3.17.3 การกำหนดค่าเวลาเผื่อ T_D

ไอซี TL494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาเผื่อ t_Dของวงจรได้เองด้วยการต่อแรงดันระหว่าง 0 ถึง 3.3 โวลต์ ที่ขา 4 ของไอซี อย่างไรก็ตามหากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลท์ ค่าเวลาเผื่อต่ำสุดของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ของค่าคาเวลาการทำงานเนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา t_{ON} สูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่าคาบเวลา เมื่อต่อขา 13 (output control) เข้ากับขา 14 ($+5V_{ref}$) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่าคาบเวลา เมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์ ไอซี TL494 ต้องการไฟเลี้ยง V_{CC} ในช่วงระหว่าง 7 ถึง 40 โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน V_{ref} 5 โวลต์ และสามารถจ่ายกระแสได้ถึง 10 มิลลิแอมป์ เพื่อใช้กับวงจรภายนอกได้ โดยมีค่าความถูกต้อง ±1.5% ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์ เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง 70 °C



รูปที่ 3.35 แสดงวงจรควบคุมสัญญาณ PWM ที่ได้จากการออกแบบ

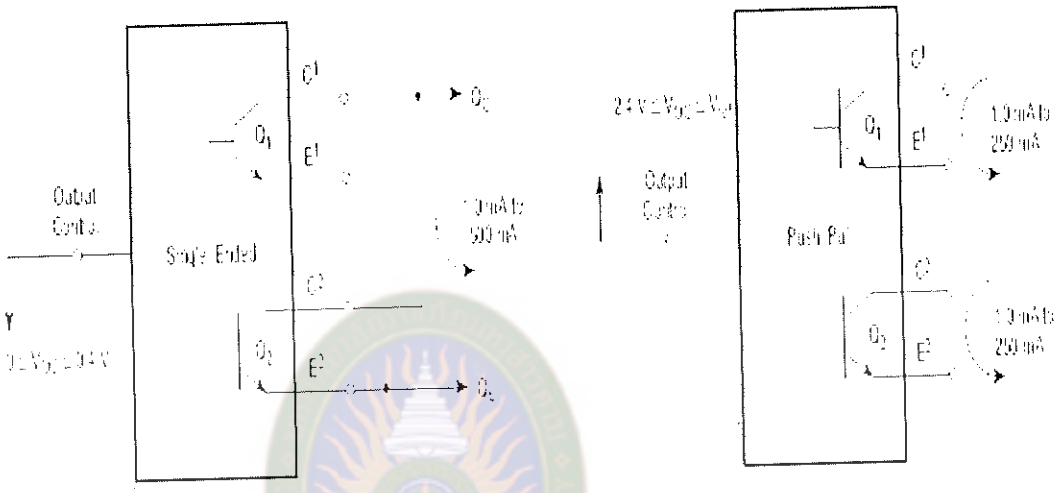
มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

รูปที่ 3.36 แสดงสัญญาณเอาต์พุต ที่ขา 10 ที่วัดได้จากวงจรควบคุมสัญญาณ PWM โดยใช้ไอซีเบอร์ TL 494

3.17.4 การทำงาน ของวงจรควบคุมสัญญาณ PWM

การทำงานของวงจรที่ได้ออกแบบโดยขาไอซี ขาที่ 1 ซึ่งทำหน้าที่ตรวจเช็คแรงดันที่จุดเซนเซอร์ (sensor) การออกแบบนี้ไม่มีการตรวจจับสัญญาณจึงเอาแรงดัน Vcc มาเปรียบเทียบภายในวงจรและที่ขา 2 จะเป็นตัว feedback ของสัญญาณเอาต์พุตโดยผ่าน R 50 K และที่ขา 2 นี้จะไปเอาแรงไฟ Ref. output ที่ขา 14 ใช้วงจรแบ่งแรงดันที่ขา 3 เป็นเอาต์พุตของไอซี Opamp Error Amp ซึ่งจะทำหน้าที่ป้อนกลับ (feed back) ของสัญญาณ PWM ที่ได้ในการเปรียบเทียบขาที่ 5-6 ทำหน้าที่สร้าง

วงจร O_{sc} โดยใช้หลักการความสัมพันธ์ของตัวต้านทานและตัวเก็บประจุ (RC Time) ดังรูปที่ 3.37 ไอซี TL 494 เป็นไอซี แบบ Open Collector Transistor ซึ่งสามารถจะกำหนดเอาต์พุตเป็นแบบใดก็ได้ ในการออกแบบนี้ใช้เป็นแบบ 1 เอาต์พุตที่ขา 10 โดยที่ขา 9 ซึ่งเป็นเอาต์พุตขาหนึ่ง แต่ในการออกแบบนี้ไม่นำมาใช้ ส่วนขาที่ 15 เป็นขาสัญญาณ High จะเลือกต่อลงกราวด์หรือไม่ต่อก็ได้



รูปที่ 3.37 แสดงการเลือกใช้เอาท์พุตของไอซี TL 494

จากรูปที่ 3.37 กำหนดเอาต์พุตที่ขา E โดยการต่อขาร่วมกันของ transistor Q1, Q2 และที่ขา C ต่อกับแรงไฟ Vcc จึงสังเกตเห็นว่า ที่ขา 8, 11 จะรวมกันและมีค่า R 100 Ω เป็นตัว ควบคุมกระแส IC ของ Q1, Q2 ที่ขา 13 มีความสำคัญมากเพราะเป็นตัวกำหนด PWM ทำให้ Q1, Q2 ทำงานตามต้องการได้เพราะขาที่ 13 จะต่อกับ AND ถ้าเรากำหนดตาม ตารางที่ 3.7 จะได้เอาต์พุต ดังนี้

มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

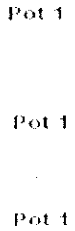
ตารางที่ 3.7 การกำหนดสัญญาณเอาต์พุตที่ขา 13 ของไอซี TL 494

กำหนดขา 13	สัญญาณเอาต์พุต
Ground	Q1, Q2 มีสัญญาณเฟสเดียวกัน
Vcc	Q1, Q2 มีสัญญาณต่างเฟสกัน

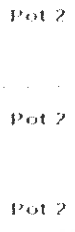
จากการออกแบบสามารถเลือกการปรับค่าดิวตี้ไซเกิลได้สองวิธีได้ดังนี้

1. เลือกต่อ ขาที่ 13 ลง Ground Out put ของ IC จะสามารถปรับ duty ได้ถึง 96%
2. เลือกต่อ ขาที่ 13 เข้า Vcc Out put ของ IC จะสามารถปรับ duty ได้ไม่เกิน 50%

การออกแบบวงจรควบคุมสัญญาณ PWM โดยใช้ไอซีเบอร์ TL 494 นอกจากจะควบคุมได้ทั้งความถี่และดิวตี้ไซเกิลที่ขาเอาต์พุต สิ่งหนึ่งที่มีความสำคัญก็คือการปรับค่าแรงดันไฟฟ้าของสัญญาณพัลส์ให้มีความเหมาะสมกับอุปกรณ์สวิตชิ่งเพื่อไม่ให้เกิดปรากฏการณ์ Second Breakdown กับอุปกรณ์สวิตช์สำหรับภาคกำลัง การควบคุมสัญญาณ PWM สามารถควบคุมได้ ดังรูปที่ 3.38 ถึง รูปที่ 3.40

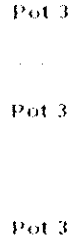


รูปที่ 3.38 แสดงสัญญาณควบคุมการสวิตช์โดยการปรับความถี่ของสัญญาณ



มหาวิทยาลัยราชภัฏมหาสารคาม
RAJABHAT MAHASARAKHAM UNIVERSITY

รูปที่ 3.39 แสดงสัญญาณควบคุมการสวิตช์โดยการปรับดิวตี้ไซเกิลของสัญญาณ



รูปที่ 3.40 แสดงสัญญาณควบคุมการสวิตช์โดยการปรับแอมปิลจูดของสัญญาณ