



## บทที่ 2

### วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง

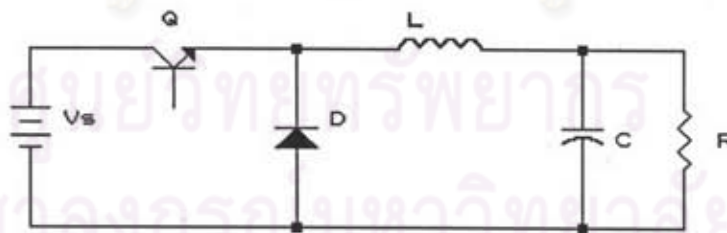
#### วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง

ทำหน้าที่แปลงผันปริมาณไฟตรงขาเข้า ให้เป็นปริมาณไฟตรงขาออก ซึ่งสามารถควบคุมค่าของกระแสและแรงดันได้ หลักการในการแปลงผันพลังงาน คือ การใช้สวิตช์ตัดต่อให้ได้รูปวงจร (configuration) ต่างๆกันในหนึ่งคาบของการสวิตช์ แล้วแต่ตำแหน่งสวิตช์และความซับซ้อนของวงจร

#### 1. วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงพื้นฐาน ได้แก่

- 1.1. วงจรทอนระดับ (Buck)
- 1.2. วงจรทบระดับ (Boost)
- 1.3. วงจรทอนทบระดับ (Buck-Boost)

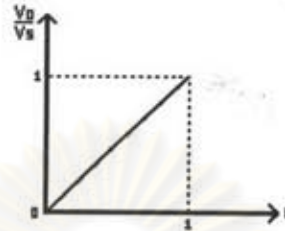
##### 1.1. วงจรทอนระดับ (Buck)



รูปที่ 2.1 วงจรทอนระดับ (BUCK)

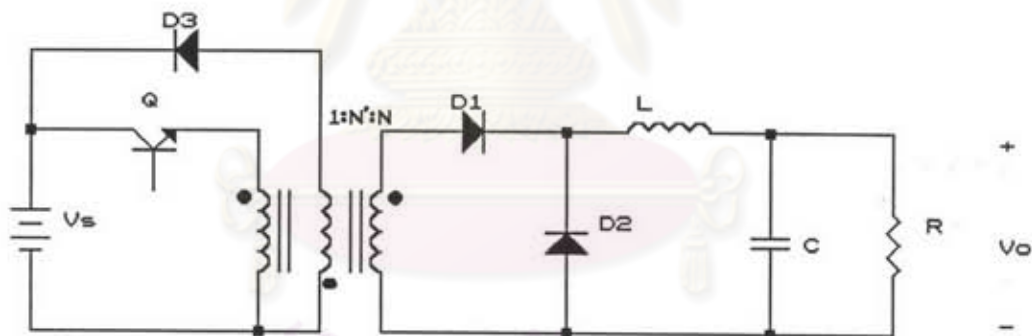
โครงสร้างพื้นฐานดังแสดงในรูปที่ 2.1 ประกอบด้วยกึ่งแรงดัน 1 กึ่งเป็นแหล่งแรงดันและกึ่งกระแส 1 กึ่ง เป็นตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกับกึ่งแรงดัน  $V_o$  (กึ่ง  $V_o$  อาจเป็นตัวเก็บประจุขนานกับความต้านทานซึ่งเป็นโหลด) ทำให้ได้กระแสด้านออกที่ต่อเนื่อง พลังงานไหลจาก

กึ่งแรงดันสู่กึ่งกระแส โดยมี อัตราการแปลงผันแรงดัน ( $V_o/V_s$ ) ที่เป็นฟังก์ชันของวัฏจักรงาน ( $D$ ) โดยไม่ขึ้นอยู่กับโหลด (กรณีที่ว่าจรมีการสูญเสีย อัตราการแปลงผันขึ้นอยู่กับโหลดเล็กน้อย) :  
 $(V_o/V_s) = D$  สรุปความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการแปลงผันแรงดันกับวัฏจักรงาน ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการแปลงผันแรงดันกับวัฏจักรงานของวงจรทอน BUCK

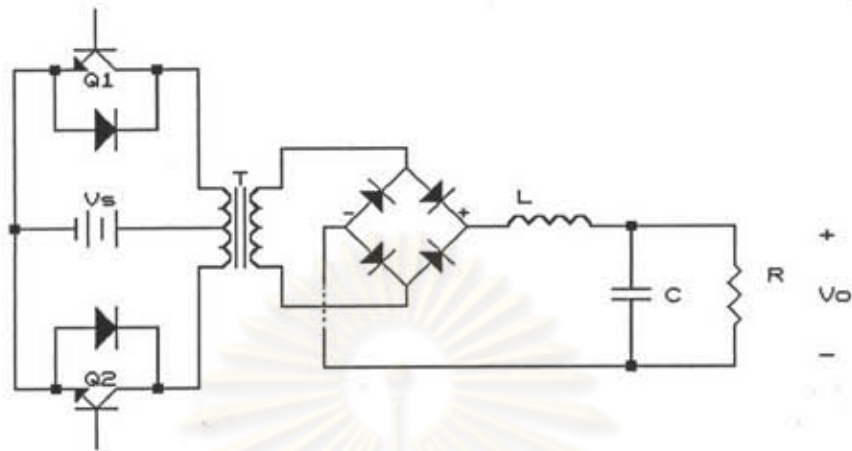
### 1.1.1. วงจรแปลงผันไปหน้า (Forward Converter)



รูปที่ 2.3 วงจรแปลงผันไปหน้า (Forward Converter)

ได้แก่วงจรทอนระดับที่มีหม้อแปลง เพื่อการแยกโดด (isolation) ดังแสดงในรูปที่ 2.3 หม้อแปลงทำหน้าที่ส่งผ่านพลังงานในช่วงเวลาที่สวิตช์ต่อวงจร และกระแสไหลออกจากแหล่งแรงดันไปสู่โหลด หม้อแปลงจะมีขดลวดเพิ่มขึ้นมาหนึ่งขดเรียกว่า ขดลวดตั้งต้น (Reset Coil :N') มีไว้เพื่อ ระบายกระแสทำแม่เหล็ก (Magnetizing Current)  $I_m$  ให้ไหลในช่วงที่สวิตช์ตัดวงจร ซึ่งจะทำให้  $I_m = 0$  ก่อนที่จะเริ่มวัฏจักรใหม่ วงจรนี้ให้กำลังงานได้ไม่สูงนัก

### 1.1.2. วงจรpush-พูล ภาคแรงดัน (Push-Pull Converter)



รูปที่ 2.4 วงจรpush-พูลภาคแรงดัน

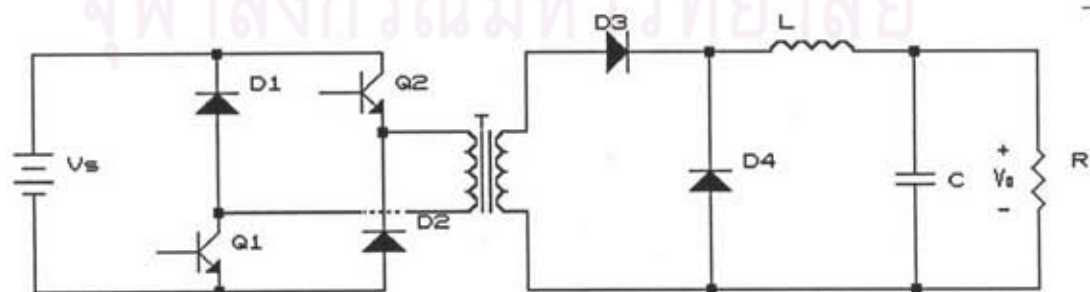
โครงสร้างมี 2 กิ่งแรงดัน สลับกันเป็นแหล่งจ่ายพลังงานให้ 1 กิ่งกระแส วงจรใช้งานจริง แสดงในรูปที่ 2.4 จะใช้หม้อแปลงที่มีจุดกลางเหมือนเป็นกิ่งแรงดัน 2 กิ่งซึ่งมีสวิตช์ตัดต่อเข้ากับ กิ่งกระแส คือตัวเหนี่ยวนำ วงจรมีลักษณะคล้ายกับวงจรไปหน้า (Forward) ต่างกันที่ วงจรpush-พูล มีลักษณะสมมาตร (Symmetrical) อัตราส่วนการแปลงผันแรงดัน  $(V_o/V_s) = ND$

$N$  = อัตราส่วนจำนวนรอบของขดทุติยภูมิ ต่อ 1 รอบขดปฐมภูมิ

$D$  = วัฏจักรงานรวม , วัฏงานของสวิตช์แต่ละตัวคือ  $D/2$

วงจรสามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่าวงจรไปหน้า และเหมาะสำหรับกรณี  $V_s$  มีค่าต่ำ เพราะมี แรงดันตกคร่อมสวิตช์เพียงตัวเดียว (เปรียบเทียบกับวงจรบริดจ์ซึ่งมีแรงดันตกคร่อมสวิตช์ 2 ตัว

### 1.1.3. วงจรบริดจ์ไม่สมมาตร (Asymmetrical Bridge)

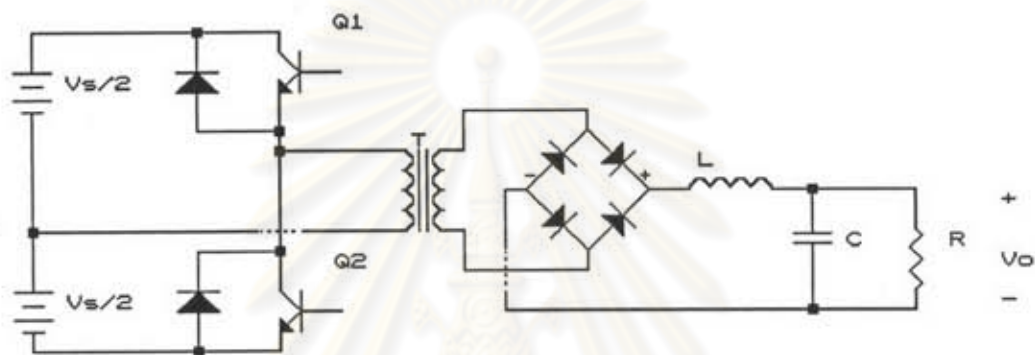


รูปที่ 2.5 วงจรบริดจ์ไม่สมมาตร (Asymmetrical Bridge)

แสดงดังรูปที่ 2.5 การทำงานเหมือนวงจรไปหน้า (Forward) แต่หม้อแปลงมีเพียง 2 ขด (ไม่ต้องมีขดลวดตั้งต้น) เพราะในช่วงเวลาที่สวิตช์หยุดนำกระแส กระแสทำแม่เหล็กจะบังคับให้ไดโอดนำกระแส  $I_m$  ไหลคืนสู่แหล่งแรงดัน  $V_s$  โดยจะต้องให้  $D < 0.5$

ข้อดี ของวงจรบริดจ์ไม่สมมาตร คือ สวิตช์ทนแรงดันเพียง  $V_s$  และใช้หม้อแปลงที่มีขดลวด 2 ขด ข้อเสีย คือต้องใช้สวิตช์ถึง 2 ตัว และวัฏจักรงานถูกจำกัดเพียง 0.5 ทำให้สวิตช์มีประสิทธิภาพต่ำ

#### 1.1.4. วงจรกึ่งบริดจ์ (Half-Bridge)

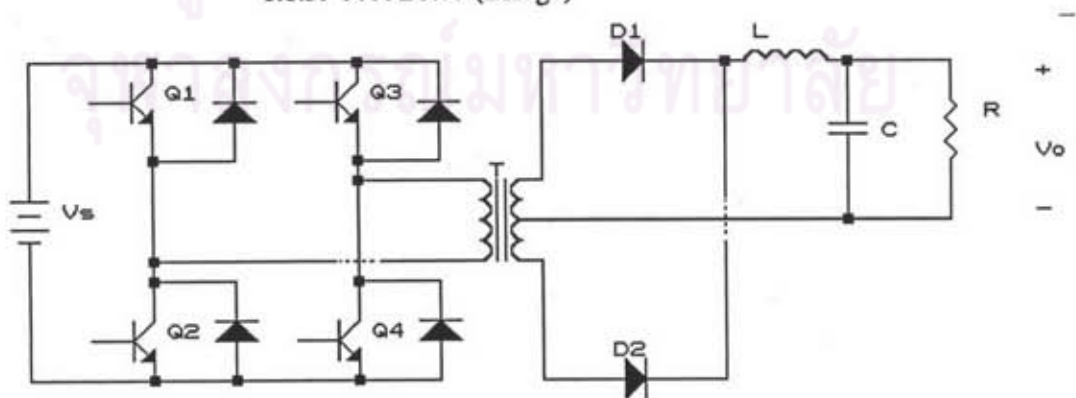


รูปที่ 2.6 วงจรกึ่งบริดจ์ (Half-Bridge)

มีโครงสร้างที่ใช้แหล่งแรงดัน 2 แหล่งป้อนพลังงานให้หม้อแปลง ดังรูปที่ 2.6 การทำงานคล้ายกับวงจรพุก-พุล แต่แรงดันที่ขดปฐมภูมิมีค่าเพียงครึ่งหนึ่ง กระแสที่ไหลผ่านจึงมีค่าสูง ข้อดีคือ มีแรงดันคร่อมสวิตช์สูงสุด  $V_Q = V_s$

ข้อเสียคือ กำลังงานของวงจรถูกจำกัดโดยกระแสปฐมภูมิ (เทียบกับวงจรพุกพุล)

#### 1.1.5. วงจรบริดจ์ (Bridge)



รูปที่ 2.7 วงจรบริดจ์ (Bridge)





วงจรแสดงในรูปที่ 2.7 ใช้สวิตช์ 4 ตัวทำงานสลับกันเป็นคู่ โดย Q1 นำกระแสพร้อมกับ Q4, และ Q2 นำกระแสพร้อมกับ Q3 การทำงานคล้ายกับวงจรกึ่งบริดจ์ แต่แรงดันที่ขดปฐมภูมิเท่ากับแรงดัน Vs กระแสที่ไหลจึงต่ำกว่า สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่า

ข้อดีคือ ได้กำลังดันออกที่สูง

ข้อเสียคือ ต้องใช้สวิตช์ถึง 4 ตัวทำให้วงจรมีความซับซ้อนขึ้น

### 1.2. วงจรทบทระดับ (Boost)

โครงสร้างพื้นฐานเหมือนวงจรทอนระดับ คือมีกึ่งแรงดัน 1 กิ่งและกิ่งกระแส 1 กิ่ง ดังแสดงในรูปที่ 2.8 แต่พลังงานไหลจากกิ่งกระแสสู่กึ่งแรงดัน กิ่งกระแสคือ แหล่งแรงดันไฟตรง Vs อนุกรมกับ ตัวเหนี่ยวนำ L ทำให้มีกระแสด้านเข้าที่ต่อเนื่อง เมื่อ D เป็นวัฏจักรงานของสวิตช์ มีอัตราการแปลงผันแรงดัน  $(V_o/V_s) = 1/(1-D)$  ดังรูปที่ 2.9

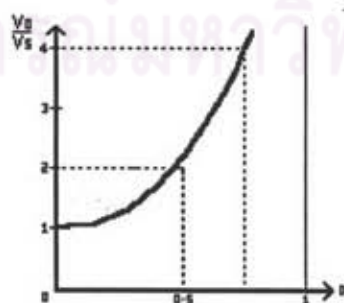
ข้อดี ได้แรงดันออกสูง  $V_o = V_s/(1-D)$

ข้อเสีย กระแสด้านออกไม่ต่อเนื่อง แรงดันตกคร่อมสวิตช์สูง



รูปที่ 2.8 วงจรทบทระดับ (BOOST)

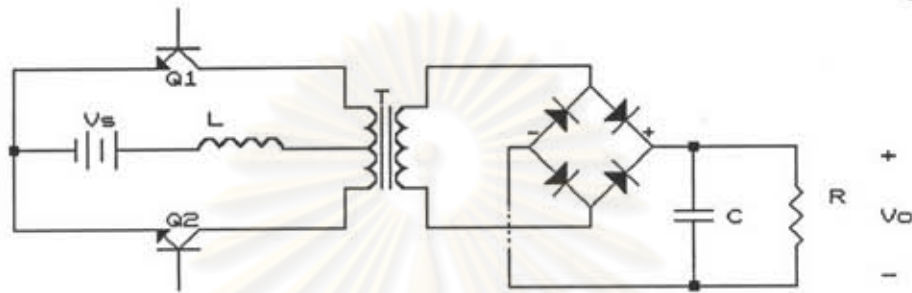
ศูนย์วิทยทรัพยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการแปลงผันแรงดันกับวัฏจักรงานของวงจร BOOST

### 1.2.1. วงจรพุก-พุกภาคกระแส

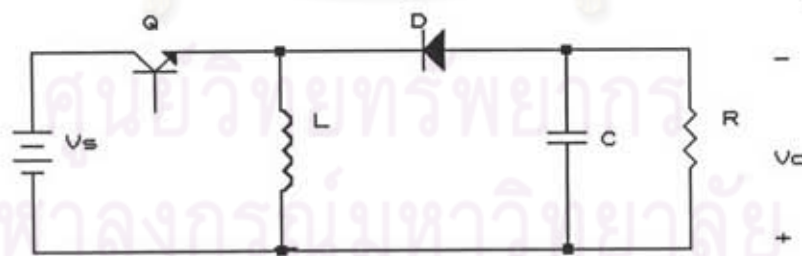
โครงสร้างประกอบด้วย 2 กิ่งกระแส สลับกันเป็นแหล่งจ่ายพลังงานให้ 1 กิ่งแรงดัน ดังแสดงในรูปที่ 2.10 พิจารณาว่าเหมือนกับวงจรทระดับที่สมมาตร จากหลักการสมดุลของผลคูณแรงดันเวลา ของตัวเหนี่ยวนำ  $L$  สามารถคำนวณอัตราการแปลงผันแรงดันได้  $(V_o/V_s) = N/(1-D)$



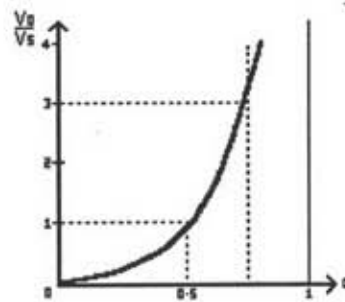
รูปที่ 2.10 วงจรพุก-พุกภาคกระแส

### 1.3. วงจรทอนทระดับภาคแรงดัน (Buck-Boost)

โครงสร้างพื้นฐานประกอบด้วยกิ่งแรงดัน 2 กิ่ง และกิ่งกระแส 1 กิ่ง แสดงในรูปที่ 2.11 โดยกิ่งแรงดันหนึ่ง เป็นแหล่งจ่ายพลังงาน และอีกกิ่งแรงดันหนึ่งเป็นแหล่งรับพลังงาน จากหลักการสมดุลของผลคูณแรงดันเวลา ของตัวเหนี่ยวนำ  $L$  สามารถคำนวณอัตราการแปลงผันแรงดันได้  $(V_o/V_s) = D/(1-D)$  ดังแสดงในรูปที่ 2.12



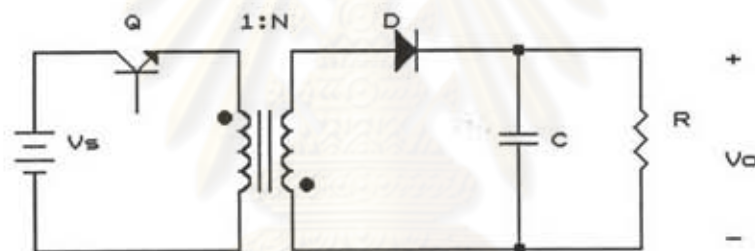
รูปที่ 2.11 วงจรทอนทระดับภาคแรงดัน (Buck-Boost)



รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างอัตราการผลิตแรงดันกับวัฏจักรงานของวงจร BUCK-BOOST

### 1.3.1. วงจรบินกลับ (Flyback Converter)

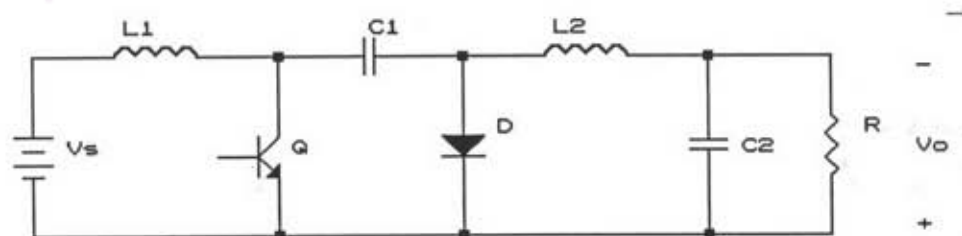
วงจรบินกลับ คือวงจรทอนทระดับภาคแรงดันที่มีหม้อแปลง แสดงในรูปที่ 2.13 มีอัตราการผลิตแรงดัน  $V_o/V_s = ND/(1-D)$  โดยใช้ตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก  $L_m$  ของหม้อแปลง ทำหน้าที่เป็นตัวเหนี่ยวนำของวงจรทอนทระดับ



รูปที่ 2.13 วงจรบินกลับ (Flyback)

### 1.3.2. วงจรทอนทระดับภาคกระแส (Cuk)

โครงสร้างพื้นฐานประกอบด้วย กิ่งกระแส 2 กิ่ง กับกิ่งแรงดัน 1 กิ่ง แสดงในรูปที่ 2.14 โดยกิ่งกระแสหนึ่ง เป็นแหล่งจ่ายพลังงาน และอีกกิ่งกระแสหนึ่งเป็นแหล่งรับพลังงาน อัตราการผลิตแรงดัน  $V_o/V_s = D/(1-D)$



รูปที่ 2.14 วงจรทอนทระดับภาคกระแส (Cuk)



## 2. วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงที่ต้องการ

เป็นส่วนที่แปลงพลังงานไฟฟ้ากระแสตรง แรงดันต่ำ (12 โวลต์) ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง (ประมาณ 300 โวลต์) สามารถจ่ายกำลังได้ไม่ต่ำกว่า 100 วัตต์ เพื่อให้วงจรมีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา โดยใช้หลักการสวิตชิงที่ความถี่สูง ประมาณ 25.6 กิโลเฮิร์ตซ์ (กำหนดมาจากส่วนวงจรหารความถี่ ของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟสลับ , บทที่ 3 และข้อกำหนดของวงจรมอดูเลเตอร์)

วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงที่เลือกใช้ จะต้องคงค่าแรงดันออกไว้ ในขณะที่แรงดันเข้า และกระแสออกเปลี่ยนแปลงในพิสัยที่กำหนด จึงต้องมีการควบคุมวัฏจักรงาน ( D ) ของสวิตซ์ให้สอดคล้องกับแรงดันออก และเพื่อให้การควบคุมวัฏจักรงานสะดวก จึงเลือกใช้วงจรแปลงผันที่มีอัตราการแปลงผันเป็นฟังก์ชันโดยตรงของวัฏจักรงาน ได้แก่วงจรทอนระดับซึ่งอัตราการแปลงผัน  $(V_o/V_s)=D$  แต่วงจรแปลงผันที่ต้องการ มีอัตราการแปลงผันที่สูง  $[(300V/12V)=25]$  จึงต้องใช้วงจรที่พัฒนาจากวงจรทอนระดับ โดยมีหม้อแปลงในการยกระดับแรงดันขึ้น และเนื่องจากแรงดันเข้าต่ำ ทำให้กระแสเข้าสูง  $(100W/12V) = 8.3A$  (ในทางปฏิบัติกระแสเข้าจะสูงมากกว่า 8.3 แอมแปร์ เพราะมีการสูญเสียเกิดขึ้นในวงจร) ดังนั้นกำลังด้านเข้าของวงจรแปลงผันจึงต้องมากกว่า 100 วัตต์ และเพื่อให้สวิตซ์ที่ต้องใช้มีขนาดเล็กลง จึงเลือกวงจรที่สวิตซ์มากกว่าหนึ่งตัว และไม่ต้องการให้วงจรมีขนาดใหญ่รวมถึงความซับซ้อนของการใช้สวิตซ์ 4 ตัว จึงเลือกใช้สวิตซ์ 2 ตัว ผลัดกันนำกระแสไฟฟ้าเข้าหม้อแปลง เพื่อยกระดับแรงดันให้สูงขึ้น แรงดันที่ออกจากหม้อแปลงผ่านวงจรเรียงกระแส ได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันสูง ( ประมาณ 300V ) ตรงกับการทำงานของวงจรพุก-พูล และเพื่อไม่ให้มีแรงดันยอดแหลม ( spike ) ค่าสูง ตกคร่อมสวิตซ์ ในขณะที่สวิตซ์ตัดวงจร อันเป็นผลเนื่องมาจากความเหนี่ยวนำรั่วไหล จึงเลือกใช้ วงจรพุก-พูลดัดแปร (Modified Push-Pull Converter) แทนวงจรพุก-พูลปกติ

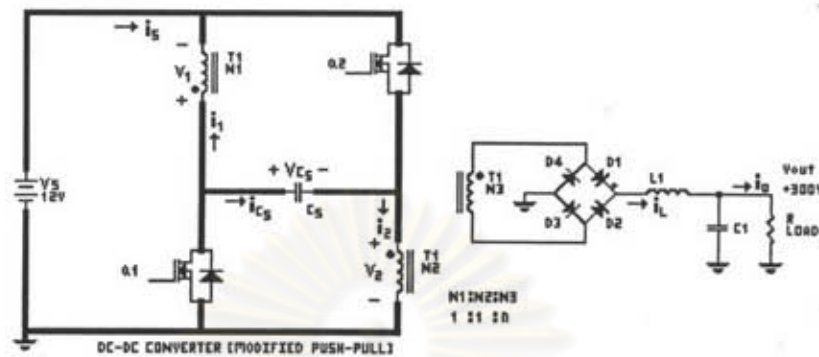
## 3. วงจรพุก-พูลดัดแปร (Modified Push-Pull) (โคทม อาริยา, 2537)

### 3.1 ลักษณะของวงจร

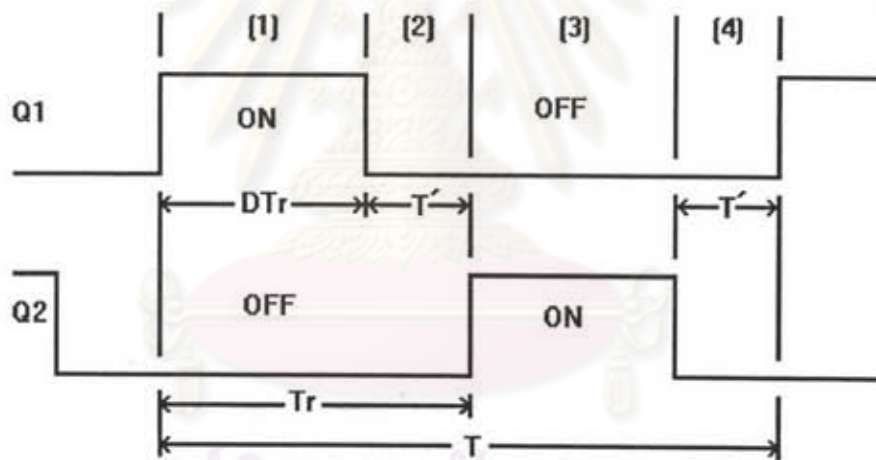
วงจรพุก-พูลดัดแปร เป็นวงจรที่มีโครงสร้างแบบบริดจ์ มีตัวเก็บประจุ  $C_s$  เพิ่มเติมจาก วงจรพุก-พูลพื้นฐาน สามารถลดทอนปัญหาของความเหนี่ยวนำรั่วไหลทางด้านปฐมภูมิ ซึ่งทำให้เกิดแรงดันยอดแหลมขณะที่สวิตซ์ตัดวงจร รูปที่ 2.15 แสดงรูปวงจรซึ่งมีตัวเก็บประจุ  $C_s$  และมีการต่อขดลวดปฐมภูมิ ในลักษณะที่แตกต่างจากวงจรพื้นฐาน (วงจรพุก-พูลปกติ รูปที่ 2.4) โดยให้กระแสไหลผ่านขดลวดทั้งสองตลอด การส่งผ่านพลังงานจะส่งผ่านขดลวด



ทั้งสองพร้อมกัน หม้อแปลงจึงมีขนาด VA ลดลง (วงจรพุก-พุลปกติ จะส่งผ่านพลังงานผ่านขดลวด แต่ละขด ในช่วงเวลาต่างกัน)



รูปที่ 2.15 วงจรแปลงผันไฟตรง แบบพุก-พุลคัดแปร



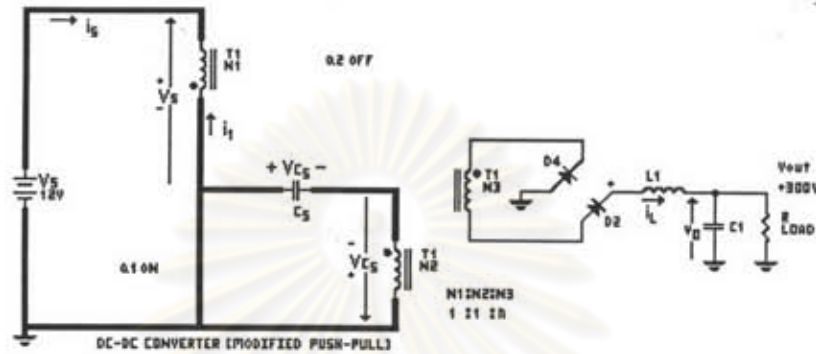
รูปที่ 2.16 แสดงช่วงเวลาการขับนำสวิตช์

ตารางที่ 2.1 แสดงการนำกระแสในสถานะปกติ

ช่วงเวลาที่	(1)	(2)	(3)	(4)
$Q_1$	ON	OFF	OFF	OFF
$Q_2$	OFF	OFF	ON	OFF
$i_L$	เพิ่ม	ลด	เพิ่ม	ลด
กระแสทำแม่เหล็ก $i_m$	ลด	คงตัว	เพิ่ม	คงตัว

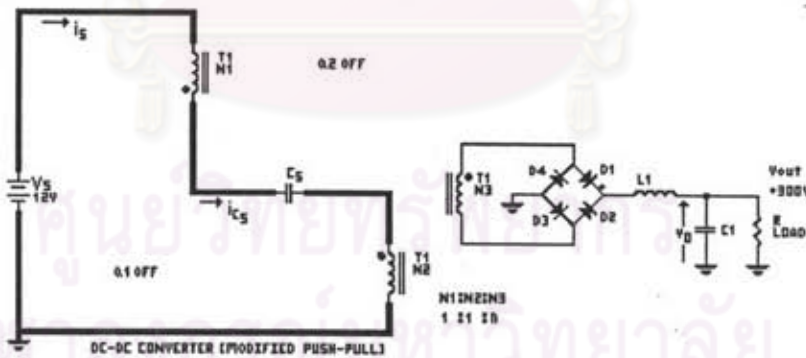
### 3.2 การทำงานของวงจรพุก-พุลคัดแปร

การขับนำสวิตช์และช่วงเวลาการนำกระแส จะเป็นดังแสดงในรูปที่ 2.16 มีช่วงเวลา  $T'$  ที่ปรับได้เพื่อการคุมค่าแรงดัน และตารางที่ 2.1 ในสถานะอยู่ตัว ค่าเฉลี่ยของแรงดันคร่อมขดลวดปฐมภูมิมีค่าเป็นศูนย์ แรงดัน เฉลี่ยคร่อม  $C_s$  หรือ  $\langle V_{cs} \rangle$  จะมีค่าเท่ากับ  $V_s$



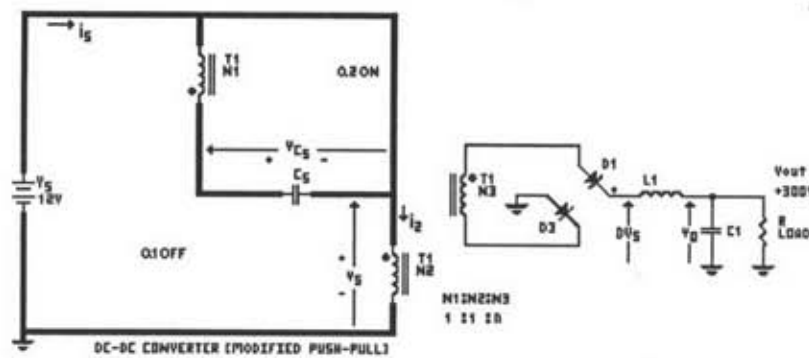
รูปที่ 2.17 การทำงานของวงจรพุก-พุลคัดแปร ในช่วงเวลาที่ (1)

ในช่วงเวลาที่ (1) แสดงดังรูปที่ 2.17 สวิตช์ MOSFET  $Q_1$  นำกระแส,  $Q_2$  ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิที่ 1 (หรือ  $v_1$ ) เท่ากับ  $-V_s$  และขดลวดปฐมภูมิที่ 2 (หรือ  $v_2$ ) เท่ากับ  $-V_{cs}$  โดยที่ขั้วที่มีจุดกำกับมีแรงดันเป็นลบ ดังนั้นไดโอด  $D_2$  และ  $D_4$  นำกระแสโดยที่  $i_{D2} = i_L$



รูปที่ 2.18 การทำงานของวงจรพุก-พุลคัดแปร ในช่วงเวลาที่ (2),(4)

ในช่วงเวลาที่ (2) และ (4) แสดงดังรูปที่ 2.18 สวิตช์ MOSFET  $Q_1$  และ  $Q_2$  ไม่นำกระแส และกระแสผ่าน  $C_s$  เท่ากับ  $i_{cs} = -i_1 = i_2$  (ดูรูปที่ 2.15) กระแสนี้มีค่าเกือบคงตัวและใช้สัญลักษณ์  $I_{dc}$  ในช่วงเวลานี้ไดโอด  $D_1$  ถึง  $D_4$  นำกระแสทั้งหมดเพราะอยู่ในช่วง freewheeling ของกระแสผ่าน  $L_1$  ซึ่งมีผลเป็นการลัดวงจรที่ขั้วของหม้อแปลง



รูปที่ 2.19 การทำงานของวงจรทูล-พูลคัตแปร ในช่วงเวลาที่ (3)

ในช่วงเวลาที่ (3) แสดงในรูปที่ 2.19 สวิตช์ MOSFET  $Q_2$  นำกระแส,  $Q_1$  ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิที่ 1 และ 2 เท่ากับ  $V_{cs}$  และ  $V_s$  ตามลำดับ ดังนั้นไดโอด  $D_1$  และ  $D_2$  นำกระแส โดยที่  $i_{D1} = i_L$

### 3.3 การวิเคราะห์วงจร โดยละเลยผลของความเหนี่ยวนำต่างๆ ( $L_C=0; L_m, L_L$ ใหญ่มาก)

เพื่อที่จะเข้าใจการทำงานของวงจรในเบื้องต้น จะพิจารณากรณีอุดมคติที่

- ก)  $L_L$  มีค่าใหญ่มาก จนกระแสด้านออกคงตัว นั่นคือ  $i_L = \langle i_L \rangle = \langle i_o \rangle$
- ข)  $C_s$  มีค่าใหญ่พอ และทำหน้าที่เหมือนเป็นแหล่งแรงดัน  $V_s$  อีกแหล่งหนึ่ง
- ค) ละเลยความเหนี่ยวนำรั่วไหล  $L_C = 0$
- ง)  $L_m$  มีค่าใหญ่มาก จนละเลย  $i_m$  ได้

สมมุติว่า กระแสผ่านขดลวดปฐมภูมิ สามารถแยกเป็นองค์ประกอบไฟตรง  $I_{dc}$  และองค์ประกอบ ที่เปลี่ยนแปลงกับเวลา  $i_{(t)}$  ดังนี้

$$i_1 = -I_{dc} + i_{(t)} \quad (2.1)$$

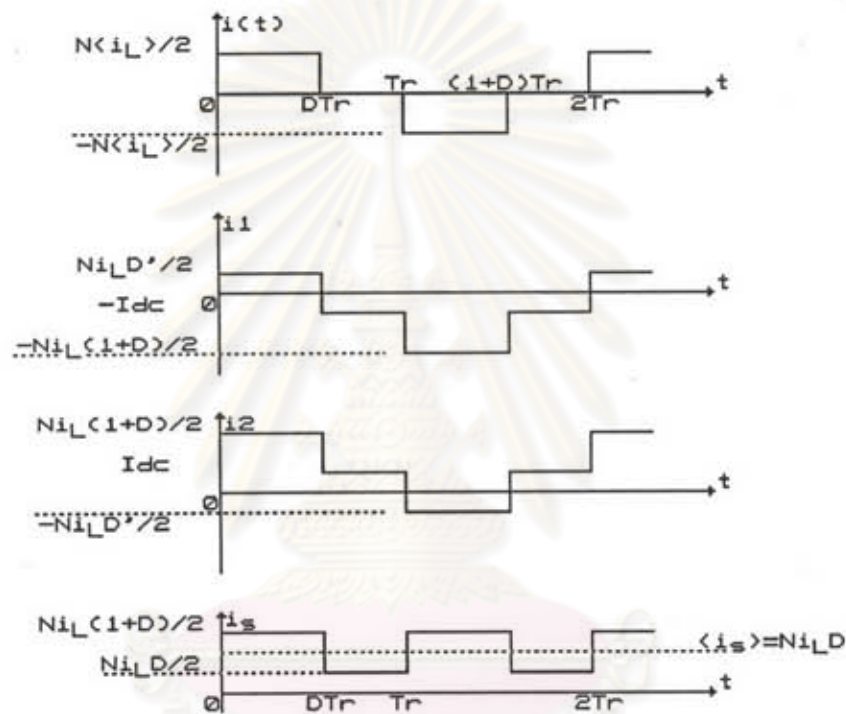
$$i_2 = I_{dc} + i_{(t)} \quad (2.2)$$

ฟลักซ์ที่เกิดจากองค์ประกอบไฟตรงจะหักล้างกันไป ส่วนที่เกิดจากองค์ประกอบไฟสลับ เป็นส่วนที่ส่งผ่านไปทางทุติยภูมิ องค์ประกอบไฟสลับมีค่าเท่ากัน และเป็นครึ่งหนึ่งของกระแสที่เข้ามาจากทุติยภูมิ ดังนั้น  $i_{(t)}$  มีแอมพลิจูดเท่ากับ  $N\langle i_L \rangle/2$  เนื่องจากสมมุติว่าวงจรมีลักษณะสมมาตร ส่วนองค์ประกอบไฟตรง คำนวณได้จากหลักสมดุลแอมแปร์-วินาที ( Rashid, 1988 ) ของตัวเก็บประจุ  $C_s$  ได้เท่ากับ

$$I_{dc} = N\langle i_L \rangle D/2 \quad (2.3)$$

โดยที่  $N = (N_2/N_1) = (N_2/N_2)$  คือ อัตราส่วนจำนวนรอบระหว่าง ทุติยภูมิกับปฐมภูมิ  $\langle i_L \rangle$  คือ ค่าเฉลี่ยของกระแสผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_L$

รูปคลื่นของกระแสจากแหล่ง หรือ  $i_s$  มีค่าเฉลี่ย  $\langle i_s \rangle = N i_L D$  เหมือนวงจรพืซ-พืลปกติ แต่มีองค์ประกอบไฟสลับที่เล็กลง ทำให้สะดวกในการกรองมากขึ้น ดังแสดงในรูปที่ 2.20 แสดงรูปคลื่นของกระแสของวงจรพืซ-พืลตัดแปร (รูปที่ 2.20(ก)) และวงจรพืซ-พืลปกติ (รูปที่ 2.20(ข)) จะสังเกตได้ว่าวงจรพืซ-พืลตัดแปรมีข้อดี ที่กระแสไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิทั้งสองตลอดเวลา การส่งผ่านพลังงานจะส่งผ่านขดลวดทั้งสองพร้อมกัน มิใช่ส่งผ่านขดลวดแต่ละขด ในช่วงเวลาต่างกันเหมือนกรณีวงจรพืซ-พืลปกติ หม้อแปลงของวงจรพืซ-พืลตัดแปรจึงมีขนาด VA ลดลง



รูปที่ 2.20 (ก) รูปคลื่นกระแสของวงจรพืซ-พืลตัดแปรเบื้องต้น ( $L_\sigma = 0$ ;  $L_m, L$  ใหญ่มาก)

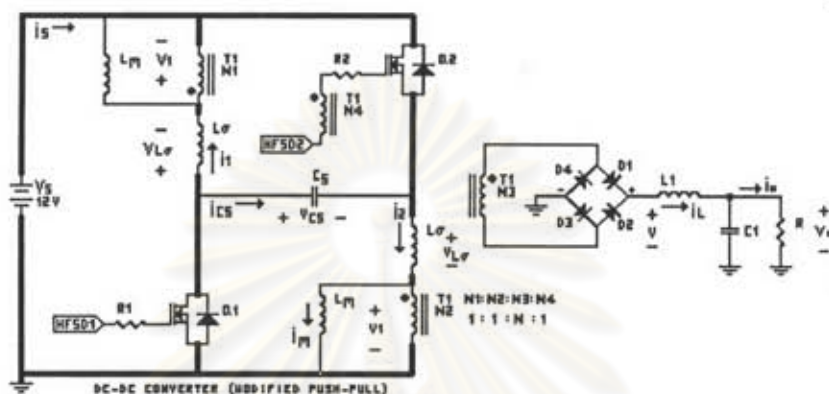


รูปที่ 2.20 (ข) รูปคลื่นของกระแสของวงจรพืซ-พืลปกติ



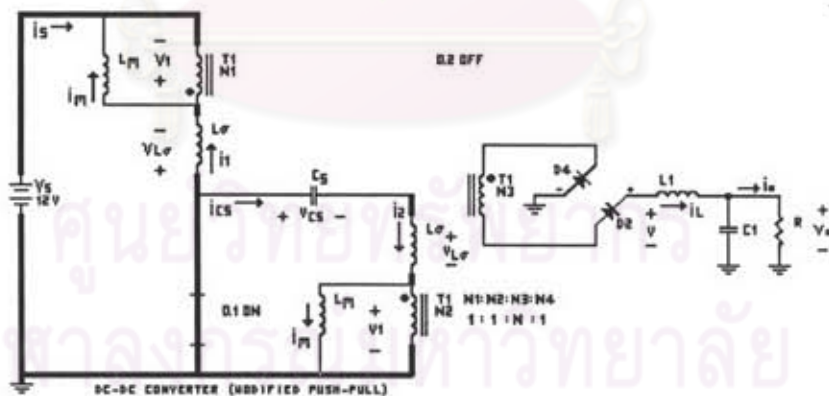
### 3.4 การวิเคราะห์วงจรโดยคิดผลของ $L_{\sigma}$ และ $L_m$

ให้  $L_{\sigma}$  เป็นความเหนี่ยวนำรั่วไหล (leakage inductance) และ  $L_m$  เป็นความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (magnetizing inductance) เป็นส่วนประกอบของวงจร ดังแสดงในรูปที่ 2.21 ในรูปนี้  $N_4$  เป็นขดลวดที่พันเพิ่มบนแกนหม้อแปลง  $T_1$  เพื่อชดเชยแรงดันขั้วนำออกของ  $Q_2$



รูปที่ 2.21 วงจรทูล-พูลตัดแปร เมื่อคิดผลของ  $L_{\sigma}$  และ  $L_m$

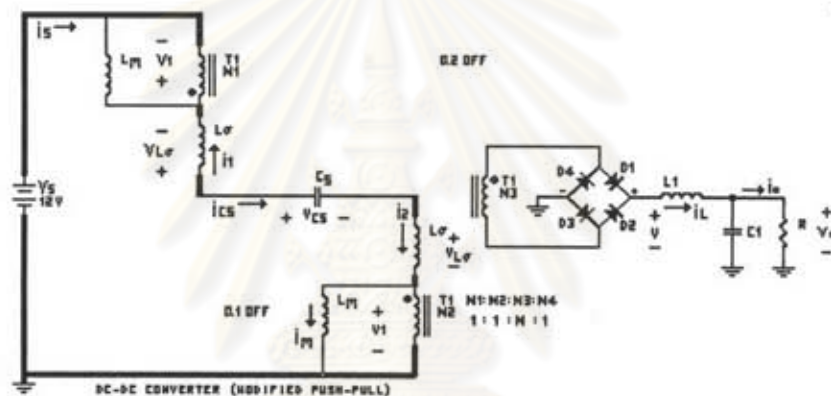
ผลของ  $L_{\sigma}$  คือการนำกระแสเหลื่อมกัน ส่วน  $L_m$  จะมีผลทำให้  $i_1$  และ  $i_2$  มีค่าเพิ่มขึ้น เพราะต้องรวมกระแสทำแม่เหล็ก  $i_m$  ตารางที่ 2.2 สรุปค่าของกระแสในช่วงเวลาต่างๆ



รูปที่ 2.22 การทำงานของวงจรทูล-พูลตัดแปร ในช่วงเวลาที่ (1)

ในช่วงเวลาที่ (1) แสดงดังรูปที่ 2.22 สวิตช์  $Q_1$  นำกระแส,  $Q_2$  ไม่นำกระแส ให้แรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิที่ 1 และ 2 เท่ากับ  $V_1$  และแรงดันตกคร่อมความเหนี่ยวนำรั่วไหลเท่ากับ  $V_{L\sigma}$  ไดโอด  $D_2, D_4$  นำกระแส ดังนั้น

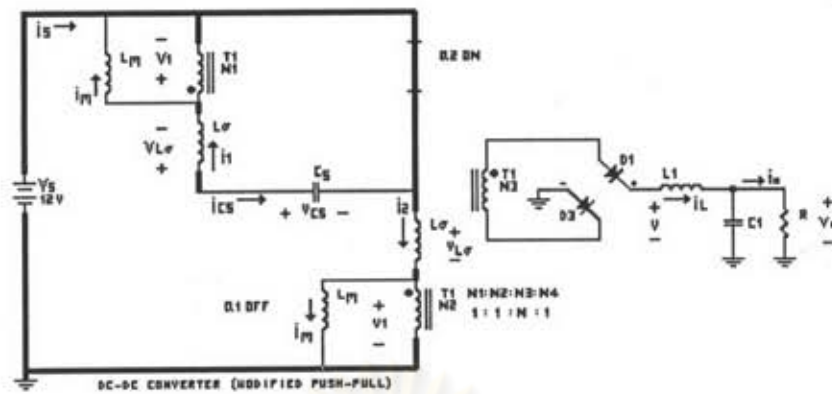
ในช่วงเวลาที่ (1)	$V_1 + V_{L\sigma} = -V_s$	(2.4)
ไดโอด D2 , D4 นำกระแส	$i_1 + i_2 - 2i_m = -Ni_L$	(2.5)
จากสมการที่ (2.1),(2.2)	$i(t) = (i_1 + i_2) / 2$	(2.6)
จาก (2.5),(2.6) องค์ประกอบไฟสลับ	$i(t) = -(Ni_L/2) + i_m$	(2.7)
จากสมการที่ (2.1) , (2.3) , (2.7)	$i_1 = i_m - (ND\langle i_L \rangle + Ni_L)/2$	(2.8)
และจากสมการที่ (2.2),(2.3),(2.7)	$i_2 = i_m + (ND\langle i_L \rangle - Ni_L)/2$	(2.9)
กระแสที่ผ่าน Cs	$i_{cs} = i_2 = I_{dc} + i(t) = I_{dc} - (Ni_L/2) + i_m$	(2.10)
ค่าเฉลี่ยของกระแสที่ผ่าน Cs ( $i_m=0$ )	$\langle i_{cs} \rangle = I_{dc} - (Ni_L/2)$	(2.11)



รูปที่ 2.23 การทำงานของวงจรทูล-พูลต์ดัดแปร ในช่วงเวลาที่ (2),(4)

ในช่วงเวลาที่ (2) และ (4) แสดงดังรูปที่ 2.23 สวิตช์ Q1 และ Q2 ไม่นำกระแส และ กระแสผ่าน Cs เท่ากับ  $i_{cs} = -i_1 = i_2 = I_{dc}$  ในช่วงเวลานี้ไดโอด D1 ถึง D4 นำกระแสทั้งหมด ซึ่งมีผลเป็นการลัดวงจรที่ขั้วของหม้อแปลง ( $V_1 = 0$ )

ในช่วงเวลาที่ (2),(4)	$V_1 + V_{L\sigma} = V_{L\sigma}$	(2.12)
ไดโอด D1-D4 นำกระแส	$i_1 + i_2 = 0$	(2.13)
จากสมการที่ (2.1),(2.2)	$i(t) = 0$	(2.14)
จากสมการที่ (2.1) , (2.3) , (2.14)	$i_1 = -ND\langle i_L \rangle/2$	(2.15)
และจากสมการที่ (2.2),(2.3),(2.14)	$i_2 = ND\langle i_L \rangle/2$	(2.16)
กระแสที่ผ่าน Cs	$i_{cs} = I_{dc}$	(2.17)
ค่าเฉลี่ยของกระแสที่ผ่าน Cs ( $i_m=0$ )	$\langle i_{cs} \rangle = I_{dc}$	(2.18)



รูปที่ 2.24 การทำงานของวงจรซุก-ซุกดัดแปร ในช่วงเวลาที่ (3)

ในช่วงเวลาที่ (3) แสดงในรูปที่ 2.24 สวิตช์  $Q_2$  นำกระแส,  $Q_1$  ไม่นำกระแส แรงดันตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิที่ 1 และ 2 เท่ากับ  $V_1$  และแรงดันตกคร่อมความเหนี่ยวนำรั่วไหลเท่ากับ  $V_{L\sigma}$  ไดโอด  $D1, D3$  นำกระแส ดังนั้น

$$\text{ในช่วงเวลาที่ (3)} \quad V_1 + V_{L\sigma} = V_s \quad (2.19)$$

$$\text{ไดโอด } D1, D3 \text{ นำกระแส} \quad i_1 + i_2 - 2i_m = Ni_L \quad (2.20)$$

$$\text{จากสมการที่ (2.1),(2.2)} \quad i(t) = (i_1 + i_2) / 2 \quad (2.21)$$

$$\text{องค์ประกอบไฟสลับ} \quad i(t) = (Ni_L/2) + i_m \quad (2.22)$$

$$\text{จากสมการที่ (2.1) , (2.3) , (2.22)} \quad i_1 = i_m + (Ni_L - ND\langle i_L \rangle)/2 \quad (2.23)$$

$$\text{และจากสมการที่ (2.2),(2.3),(2.22)} \quad i_2 = i_m + (ND\langle i_L \rangle + Ni_L)/2 \quad (2.24)$$

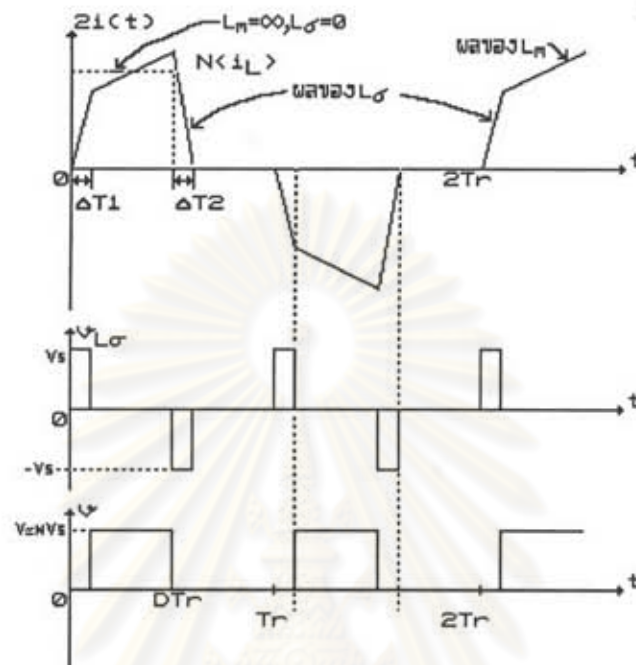
$$\text{กระแสที่ผ่าน } C_s \quad i_{cs} = -i_1 = I_{dc} - i(t) = I_{dc} - (Ni_L/2) - i_m \quad (2.25)$$

$$\text{ค่าเฉลี่ยของกระแสที่ผ่าน } C_s \text{ (} i_m=0 \text{)} \quad \langle i_{cs} \rangle = I_{dc} - (Ni_L/2) \quad (2.26)$$

ตารางที่ 2.2 ค่าของกระแสและแรงดันในช่วงเวลาต่างๆ ของการตัดต่อสวิตช์

	(1)	(2)	(3)	(4)
$i(t)$	$-(Ni_L/2)+i_m$	0	$(Ni_L/2)+i_m$	0
$i_{cs}$	$I_{dc}-(Ni_L/2)+i_m$	$I_{dc}$	$I_{dc}-(Ni_L/2)-i_m$	$I_{dc}$
$\langle i_{cs} \rangle$	$I_{dc}-(N\langle i_L \rangle/2)$	$I_{dc}$	$I_{dc}-(N\langle i_L \rangle/2)$	$I_{dc}$
$i_1 = -I_{dc} + i(t)$	$-0.5(ND\langle i_L \rangle + Ni_L) + i_m$	$-0.5ND\langle i_L \rangle$	$-0.5(ND\langle i_L \rangle - Ni_L) + i_m$	$-0.5ND\langle i_L \rangle$
$i_2 = I_{dc} + i(t)$	$0.5(ND\langle i_L \rangle - Ni_L) + i_m$	$0.5ND\langle i_L \rangle$	$0.5(ND\langle i_L \rangle + Ni_L) + i_m$	$0.5ND\langle i_L \rangle$
$V_1 + V_{L\sigma}$	$-V_s$	$V_{L\sigma}$	$V_s$	$V_{L\sigma}$

องค์ประกอบ  $i(t)$  ของกระแส เขียนเป็นรูปคลื่นได้ดังรูปที่ 2.25 ได้รวมผลของ  $L_{\sigma}$  และ  $L_m$  ไว้ด้วย ซึ่งทำให้การเปลี่ยนระดับของกระแสเป็นแบบไม่กระโดด



รูปที่ 2.25 รูปคลื่นของวงจรทูลคัตแคป

ความเหนี่ยวนำรั่วไหล  $L_{\sigma}$  มีผลทำให้มีช่วงเวลาเหลือ  $\Delta T_1$  และ  $\Delta T_2$  โดย

$\Delta T_1$  คือช่วงเวลาที่ถัดจาก  $t = 0$  ซึ่งกระแสผ่าน  $L_{\sigma}$  จะเพิ่มค่าจากศูนย์เป็น  $\langle i_L \rangle / 2 - N\Delta I_L / 4 - I_{mp}$ ,  $\Delta T_2$  คือช่วงเวลาที่ถัดจาก  $t = DT_r$  ซึ่งกระแสผ่าน  $L_{\sigma}$  จะลดค่าจาก  $\langle i_L \rangle / 2 + N\Delta I_L / 4 + I_{mp}$  ลงเป็นศูนย์ (ดูรูปที่ 2.25 บน)

ในช่วงเวลา  $\Delta T_1$  ไดโอด  $D_1$  ถึง  $D_4$  นำกระแสทั้งหมด ทำให้แรงดันตกคร่อมปฏุมภูมิของหม้อแปลง หรือ  $V_1$  (ดูรูป 2.23) มีค่าเป็นศูนย์ ในช่วงเวลา  $\Delta T_1$  แรงดันตกคร่อมความเหนี่ยวนำรั่วไหล  $V_{L\sigma}$  เท่ากับ  $V_s$ , ในช่วงเวลา  $\Delta T_2$  เนื่องจาก  $i_2$  มีค่ามากกว่า  $i_1$  (ดูรูปที่ 2.20ก) ไดโอดใน Q1 จะนำกระแสเท่ากับ  $i_1 + i_2 = 2i(t)$  ไดโอดใน Q1 จะหยุดนำกระแสที่เวลา  $t = DT_r + \Delta T_2$  ซึ่งเป็นขณะที่  $i(t) = 0$  และ  $-i_1 = i_2 = I_{oc}$  ในช่วงเวลา  $\Delta T_2$  ที่ไดโอดใน Q1 นำกระแสแรงดัน  $V_{L\sigma}$  เท่ากับ  $-V_s$ , รูปคลื่นของ  $V_{L\sigma}$  แสดงในรูปที่ 2.25 (กลาง)

$$\text{คำนวณเวลา } \Delta T_1 \text{ และ } \Delta T_2 \text{ ได้จาก } \frac{\Delta I}{\Delta T} = \frac{V_s}{L_{\sigma}} \quad (2.27)$$



สำหรับ  $\Delta T_1$  :

$$\Delta I = \frac{N\langle i_L \rangle}{2} - \frac{N\Delta I_L}{4} - I_{mp} \quad (2.28)$$

สำหรับ  $\Delta T_2$  :

$$\Delta I = \frac{N\langle i_L \rangle}{2} + \frac{N\Delta I_L}{4} + I_{mp} \quad (2.29)$$

และ

$$\langle i_L \rangle = \frac{\langle v_o \rangle}{R} = \frac{ND_e V_s}{R} \quad (2.30)$$

โดยที่  $D_e$  คือวัฏจักรงานประสิทธิผล

$$D_e = D - \frac{\Delta T_1}{T_r} \quad (2.31)$$

และ

$$\Delta I = \frac{D'\langle i_L \rangle}{\tau_L} \quad (2.32)$$

ค่าปทัสถาน (normalized) ของค่าคงตัวเวลาของ  $L_1$  :

$$\tau_L = \frac{L_1}{RT} \quad (2.33)$$

$$\Delta T_1 \cong \left( \frac{DL_\sigma N^2}{2R} \right) \left[ 1 - \left( \frac{D'}{2\tau_L} \right) \right] - \frac{DL_\sigma T_r}{L_m} \quad (2.34)$$

$$\Delta T_2 \cong \left( \frac{DL_\sigma N^2}{2R} \right) \left[ 1 + \left( \frac{D'}{2\tau_L} \right) \right] + \frac{DL_\sigma T_r}{L_m} \quad (2.35)$$

ให้  $v$  เป็นแรงดันด้านเข้าของวงจรกรอง  $L_1 C_1$  ( รูปที่ 2.21 ) แรงดันตกคร่อมความเหนี่ยวนำรั่วไหล มีผลทำให้ค่ายอดของแรงดัน  $v$  ต่ำกว่า  $NV_s$  เล็กน้อย สามารถคำนวณค่ายอด ( $v_p$ ) ได้

$$v_p \cong N \cdot V_s \cdot \frac{(2L_1 L_m + N^2 L_\sigma L_m D_e)}{(2L_1 L_m + N^2 L_\sigma L_m + 2L_1 L_\sigma)} \quad (2.37)$$

ค่าเฉลี่ยของแรงดันออก  $\langle v_o \rangle = ND_e V_s$  (2.38)

รูปคลื่นของแรงดัน  $v$  แสดงในรูปที่ 2.25 (ล่าง)

#### 4. การออกแบบ

##### 4.1 ข้อกำหนด

แรงดันด้านเข้า  $V_{in} = V_s = 11-14 \text{ V}$

แรงดันออก  $V_o = 300 \text{ V}$  ,  $\Delta V_o = 3 \text{ V}$

กำลังออก  $P_o = 150 \text{ W}$

กระแสออก  $I_o = 0.5 \text{ A}$  ,  $\Delta I_o \approx \Delta I_L = 0.2 \text{ A}$

ความถี่การทำงาน  $f_s = 25.6 \text{ kHz}$  (กำหนดจากวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟสลับ(บทที่ 3))

##### 4.2 การคำนวณอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง (N)

จากอัตราการแปลงผัน  $V_o/V_s = ND$

ที่  $V_s = 11 \text{ V}$  ,  $D_{max} = 0.9$

$$N = V_o/(DV_s) = 300/(0.9 \times 11) = 30.30$$

ในทางปฏิบัติมีแรงดันสูญเสียที่ความต้านทานของสวิตช์และขดลวด จึงเลือก N มากกว่าที่คำนวณ ดังนั้นเลือกอัตราส่วนจำนวนรอบของหม้อแปลง  $N = 35$  (ดูรายละเอียดในภาคผนวก ข.)

##### 4.3 การคำนวณค่าตัวเก็บประจุ Cs

พิจารณาจากกระแสที่ไหลผ่าน Cs หรือ  $\langle i_{Cs} \rangle$  ในช่วงเวลาที่สวิตช์ต้องวงจรและช่วงที่สวิตช์ตัดวงจร (ดูตารางที่ 2.2) จากหลักสมมูลแอมแปร์-วินาที ของตัวเก็บประจุ Cs

$$\left[ I_{dc} - \frac{N \langle i_L \rangle}{2} \right] DT_r = -I_{dc} (1-D) T_r \quad (2.39)$$

จากสมการที่ 2.39 ได้  $I_{dc} = \frac{DN \langle i_L \rangle}{2}$  (2.40)

เนื่องจากกระแส  $I_{dc}$  นิยามขึ้นในช่วงเวลาที่สวิตช์ตัดวงจรทั้งสองตัว (คือช่วง  $(1-D)T_r$  ) และจากคุณลักษณะของตัวเก็บประจุ จำนวนค่ากระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจาก  $I_{dc} = C(dV/dt)$  ดังนั้นให้  $\Delta V_{Cs}$  = ะลอกของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_s$

$$I_{dc} = \frac{C_s \Delta V_{Cs}}{(1-D)T_r} = \frac{DN \langle i_L \rangle}{2} \quad (2.41)$$

$$C_s = \frac{(1-D)DN \langle i_L \rangle T_r}{2\Delta V_{Cs}} \quad (2.42)$$

ในสถานะอยู่ตัว แรงดันเฉลี่ยคร่อม C, หรือ  $\langle V_C \rangle$  จะมีค่าเท่ากับ  $V_o$  เพื่อที่จะให้ระลอกของแรงดัน  $V_C$ ,  $\Delta V_C$  มีค่าน้อยจน  $V_C \approx \langle V_C \rangle$  จะต้องเลือก C, ที่มีค่าใหญ่มากพอ

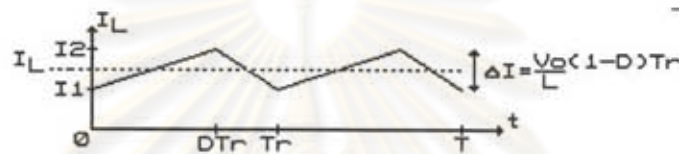
เลือก  $\Delta V_C = 0.2 \text{ V}$

$$\text{จากสมการที่ 4.42} \quad C_s = (0.1 \times 0.9 \times 35 \times 0.5) / (2 \times 2 \times 25.6 \times 10^3 \times 0.2) = 76.91 \times 10^{-6} \text{ F}$$

$$\text{ดังนั้นเลือกค่าตัวเก็บประจุ } C_s = 100 \text{ } \mu\text{F} \quad (2.43)$$

#### 4.4 การคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำ $L_1$

พิจารณาจากกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  ดังแสดงในรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

ช่วงเวลา  $0 < t < DT_r$  จะมีแรงดัน  $NV_s - V_o$  ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ, กระแส  $I_L$  เพิ่มขึ้นอย่างเชิงเส้น

$$(0 < t < DT_r) \quad I_L = I_1 + \frac{(NV_s - V_o)t}{L} \quad ; \quad I_1 = I_L(t=0) \quad (2.44)$$

ที่เวลา  $DT_r$  ให้กระแส  $I_L$  เท่ากับ  $I_2$  โดยนิยาม

$$(t = DT_r) \quad I_2 = I_1 + \frac{(NV_s - V_o)DT_r}{L} \quad ; \quad I_2 = I_L(t = DT_r) \quad (2.45)$$

ที่เวลา  $t > DT_r$  หลังจากที่ถูกสวิตช์ตัดวงจร จะมีแรงดันประมาณ  $-V_o$  ตกคร่อม L กระแส  $I_L$  ลดลงอย่างเป็นเชิงเส้น

$$(DT_r < t < T_r) \quad I_L = I_2 - \frac{V_o(t - DT_r)}{L} \quad (2.46)$$

ที่เวลา  $t = T_r$  กระแส  $I_L$  เท่ากับ  $I_1$  โดยนิยาม

$$(t = T_r) \quad I_1 = I_2 - \frac{V_o T_r (1 - D)}{L} \quad (2.47)$$

$$\text{หา} \quad \Delta I = [I_2 - I_1] = \left[ I_1 + \frac{\Delta T_r (NV_s - V_o)}{L} \right] - \left[ I_2 - \frac{V_o T_r (1 - D)}{L} \right]$$

$$\Delta I = \frac{V_o T_r (1-D)}{L}$$

ค่าของตัวเหนี่ยวนำ  $L = \frac{V_o T_r (1-D)}{\Delta I}$  (2.48)

$$L_1 = 300(1-0.9)/((0.2 \times 2 \times 25.6 \times 10^3)) = 2.93 \times 10^{-3} \text{ H}$$

เลือกใช้  $L_1 \approx 3 \text{ mH}$  (โปรดดูรายละเอียดเพิ่มเติมในภาคผนวก ก.) (2.50)

#### 4.5 การคำนวณค่าตัวเก็บประจุ $C_1$

โดยคิดว่าการรบกวนของกระแสด้านออก มีน้อยกว่าการรบกวนของกระแสตัวเหนี่ยวนำมาก นั่นคือ การรบกวนกระแสของตัวเก็บประจุ มีค่าประมาณเท่ากับ การรบกวนกระแสตัวเหนี่ยวนำ

$$i_L = i_C + i_o \quad (2.51)$$

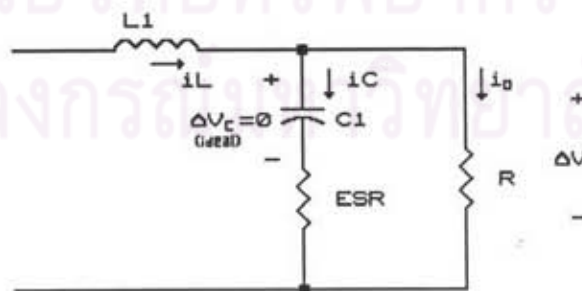
ดังนั้น  $\Delta i_L = \Delta i_C + \Delta i_o$  (2.52)

แต่กระแส  $i_o$  มีค่าเกือบคงตัว หรือ  $\Delta i_o \approx 0$  (2.53)

ดังนั้น  $\Delta i_C \approx \Delta i_L$  (2.54)

ในทางปฏิบัติตัวเก็บประจุมีการสูญเสียเนื่องจากกระแสรั่วไหลผ่านไดอิเล็กทริกภายใน นิยมแทนการสูญเสียด้วยความต้านทานอนุกรมสมมูล (Equivalent Series Resistance หรือ ESR) และนิยามตัวประกอบการสูญเสีย ( $\tan \delta$ ) เท่ากับผลคูณของ ESR กับ  $C\omega$  แต่พอจะอนุมานได้ว่า  $ESR \times C$  เป็นค่าที่คงตัวโดยประมาณ คือไม่ค่อยขึ้นกับความถี่และไม่ค่อยขึ้นกับค่าความจุไฟฟ้า สำหรับตัวเก็บประจุที่ใช้ไดอิเล็กทริกชนิดเดียวกัน

วงจรกรอง  $L_1 C_1$  สามารถเขียน ESR รวมไว้ด้วยดังรูปที่ 2.27



รูปที่ 2.27 วงจรกรอง  $L_1 C_1$



จากสมการที่ 2.54 สามารถเขียนความสัมพันธ์ได้

$$\Delta V = \Delta I_C \times ESR \quad (2.55)$$

แทนค่า  $\Delta V=3V$ ,  $\Delta I_C=0.2A$  จะต้องการ  $ESR = 15 \Omega$  (2.56)

ในทางปฏิบัติเลือกใช้  $C_1$  ชนิดอิเล็กโทรไลติก เนื่องจากใช้งานเป็นวงจรกรองที่ความถี่ไม่เกิน 100 kHz (ความถี่เรโซแนนซ์ของตัวเก็บประจุอิเล็กโทรไลติกส่วนใหญ่) ทนแรงดันได้มากกว่า 300 V ซึ่งสามารถหาได้ตัวเก็บประจุ  $33\mu F$  450V (ถ้าใช้ตัวเก็บประจุชนิดฟิล์มพลาสติก ที่ทนแรงดันสูง ค่าความจุจะน้อยกว่ามาก) แล้วนำมาวัดที่ความถี่ใช้งานได้ค่า ESR ประมาณ  $0.3 \Omega$  นำไปแทนในสมการที่ 2.55 ได้ค่าระลอกของแรงดันออก  $\Delta V$  น้อยมากดังสมการที่ 2.57

$$\Delta V = 0.2 \times 0.3 = 0.06 V \quad (2.57)$$

จะเห็นว่า  $C_1$  ที่เลือกสามารถใช้ได้ ดังนั้น  $C_1 = 33\mu F$  450V (Electrolytic) (2.58)

#### 4.6 การเลือกสวิทช์

อุปกรณ์ที่จะนำมาทำหน้าที่สวิทช์จะต้องมีคุณสมบัติ ดังนี้

- ทำงานที่ความถี่ประมาณ 25.6 kHz
- ทนแรงดันได้มากกว่า 2 เท่าของ  $V_s$ ;  $2 \times 14 = 28 V$
- สมมติว่าวงจรแปลงผันมีประสิทธิภาพ 80 %
- สวิทช์จะต้องรับกระแสได้ไม่ต่ำกว่า  $1.2 \times 150W/11V = 16.37 A$
- มีความต้านทานขณะนำกระแสต่ำ

เราจะเลือกใช้ MOSFET เบอร์ IRFZ40 เป็นสวิทช์ ( $V_{DS} = 50V$ ,  $I_D = 51A$ ,  $R_{DS(ON)} = 28m\Omega$ )

#### 4.7 ข้อกำหนดการทำงานของวงจร ( $V_{in}$ , $D$ )

จาก  $V_{in} = V_s = 11-14 V$ ,  $D_{max} = 0.9$

อัตราการผลิตผัน  $V_o/V_s = ND$

เพื่อที่จะรักษาแรงดันออกให้คงที่ :  $V_o/N$  เป็นค่าคงที่

กรณี  $V_s = 11 V$ ,  $D = 0.9$

$$V_o/N = DV_s = 0.9 \times 11 = 9.9$$

ถ้า  $V_s = 12 V$ ,  $D = (9.9)/12 = 0.825$  (สภาวะปกติ)

ถ้า  $V_s = 13 V$ ,  $D = (9.9)/13 = 0.761$

ถ้า  $V_s = 14 V$ ,  $D = (9.9)/14 = 0.707$

#### 4.8 การจำลองการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรมคอมพิวเตอร์ (LEK 6.0)

เพื่อที่จะพิสูจน์การทำงานของวงจรแปลงผันพิกซ์-พูลัดัดแปร ว่าสามารถทำงานได้ตามที่ต้องการ และเป็นการประหยัดเวลาและปลอดภัยต่ออุปกรณ์ จึงจำลองการทำงานของวงจรบนเครื่องไมโครคอมพิวเตอร์ก่อนที่จะประกอบวงจรจริง (โปรดดูรายละเอียดการจำลองการทำงาน ในภาคผนวก จ.) โดยใช้โปรแกรมสำหรับการวิเคราะห์วงจรอิเล็กทรอนิกส์เชิงเส้นแบบท่อน (LEK 6.0 , เอกซัย ลีลาธรรมี , 2536) โดยกำหนดค่าของอุปกรณ์ ต่างๆดังนี้

$$V_s = 11 \text{ V}$$

$$D = 0.9$$

$$L_m = 5 \text{ } \mu\text{H}$$

$$L_\sigma = 0.3 \text{ } \mu\text{H}$$

$$C_s = 100 \text{ } \mu\text{F}$$

$$N = 35$$

$$T = 39 \text{ } \mu\text{s} \text{ (25.6 kHz)}$$

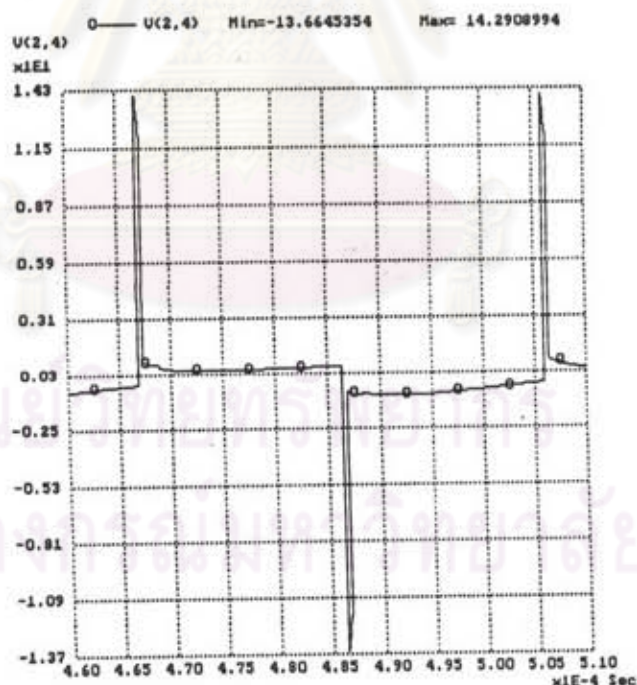
$$R = 600 \text{ } \Omega$$

$$L_1 = 3 \text{ mH}$$

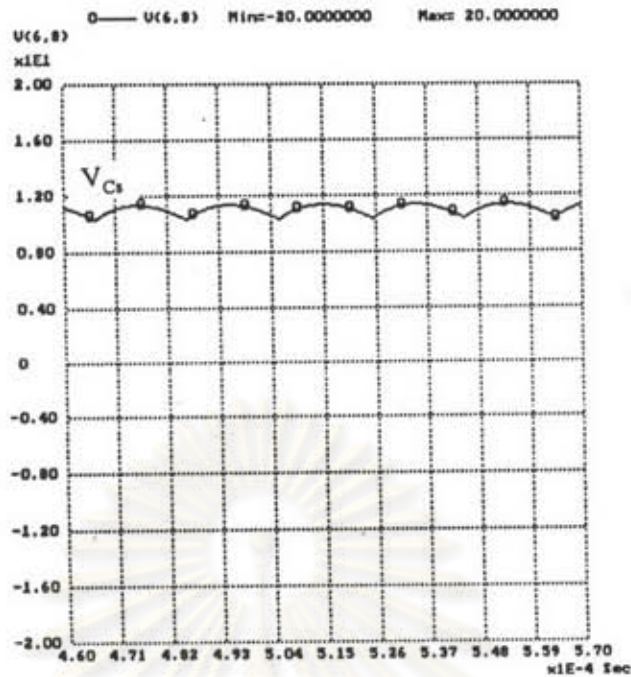
$$C_1 = 33 \text{ } \mu\text{F}$$

ผลการจำลองการทำงาน (simulate) แสดงดังต่อไปนี้

รูปที่ 2.28 แสดงแรงดันตกคร่อมความเหนี่ยวนำรีวไหล  $L_\sigma$  แสดงค่า  $\Delta T_1 = 4 \text{ } \mu\text{s}$  ,  $\Delta T_2 = 4 \text{ } \mu\text{s}$  เปรียบเทียบกับทฤษฎี รูปที่ 2.25 (กลาง)

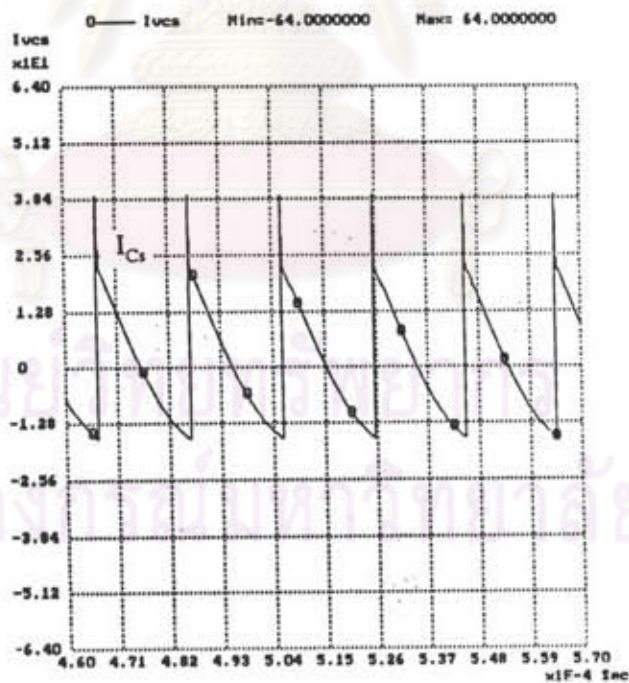


รูปที่ 2.28 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมความเหนี่ยวนำรีวไหล  $L_\sigma$



รูปที่ 2.29 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_s$ ,

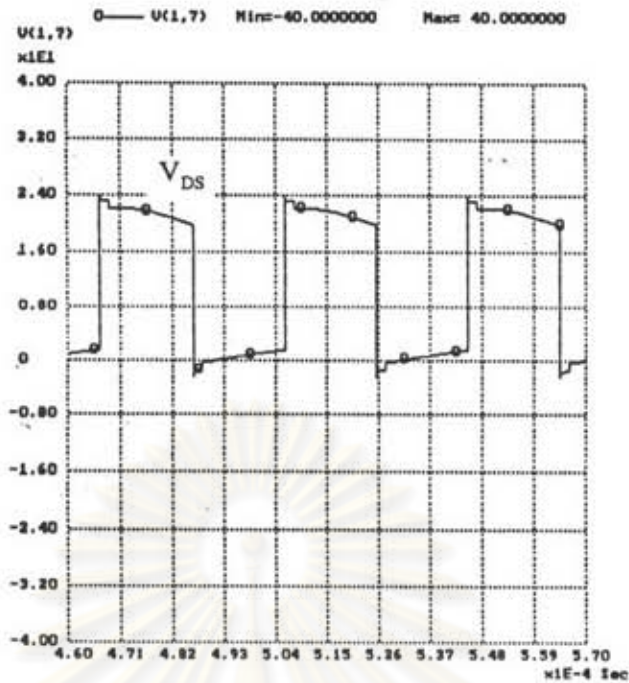
รูปที่ 2.29 แสดงแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_s$ , แสดงค่า  $\Delta V_{Cs} = 0.1$  V (ในการออกแบบกำหนด  $\Delta V_{Cs} = 0.2$  V) เนื่องจากใช้ตัวเก็บประจุค่าใหญ่กว่าในการคำนวณ



รูปที่ 2.30 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ  $C_s$ ,

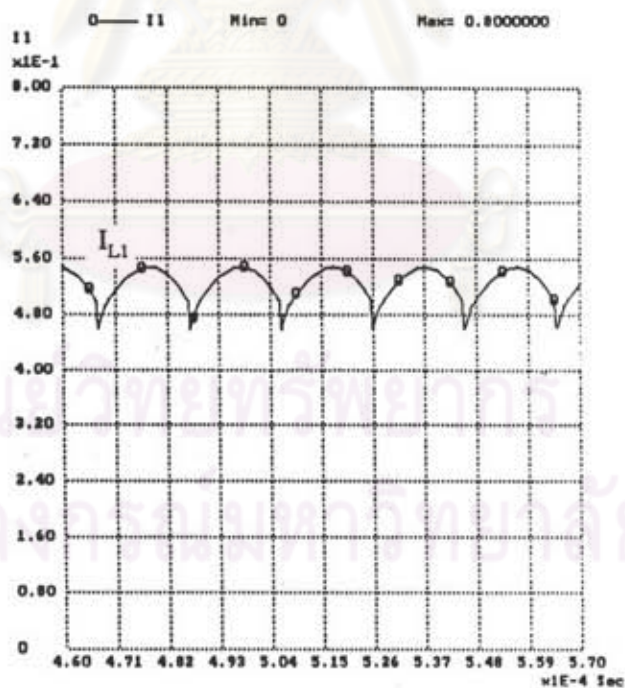
รูปที่ 2.30 แสดงกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ  $C_s$ , เทียบกับค่าในตารางที่ 2.2 จากสมการที่ (2.40)  $I_{dc} = 7.875$  A





รูปที่ 2.31 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมสวิทช์

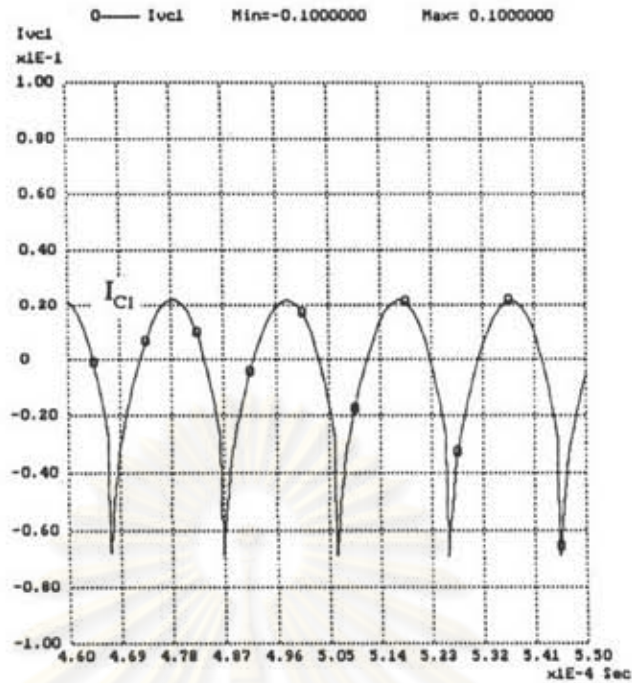
รูปที่ 2.31 แสดงให้เห็นว่าแรงดันตกคร่อมสวิทช์ Q1 (V5) และสวิทช์ Q2 (V(1,7)) ในช่วงหยุดนำกระแสจะถูกตรึงไว้ที่  $2V_s$



รูปที่ 2.32 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$

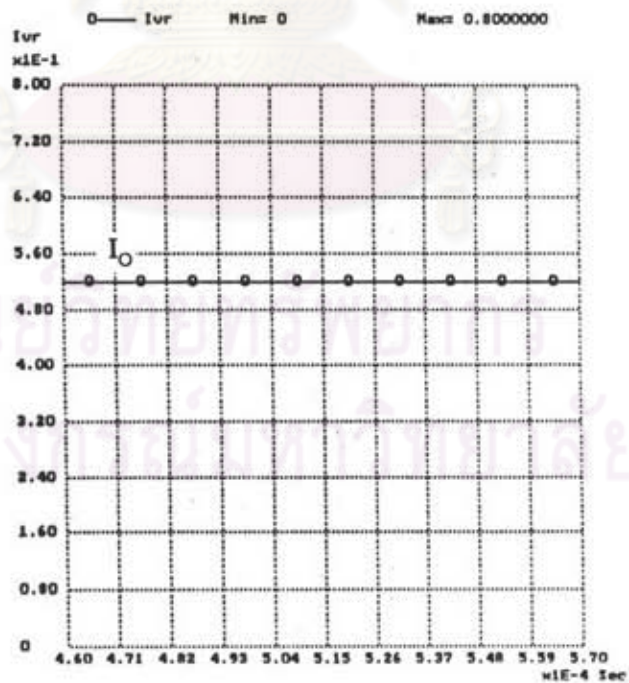
รูปที่ 2.32 แสดงกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  ได้  $\Delta i_L \approx 0.1 \text{ A}$  (ในการออกแบบกำหนด  $\Delta i_L = 0.2 \text{ A}$ )





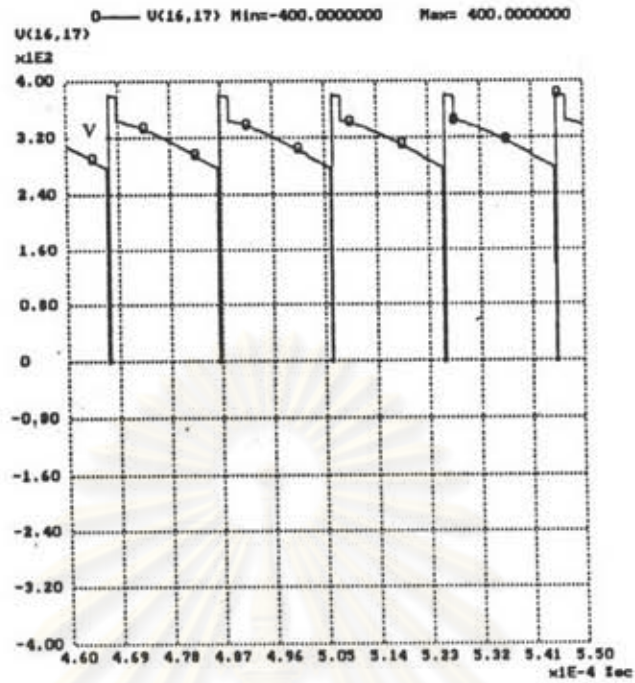
รูปที่ 2.33 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ  $C_1$

รูปที่ 2.33 แสดงกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ  $C_1$  ได้  $\Delta i_c \approx 0.1 \text{ A}$  (ในการออกแบบ สมมติฐานว่า  $\Delta i_c \approx \Delta i_L$ ) มีค่าเท่ากับ  $\Delta i_L$  ตามที่สมมติฐานไว้ โดย  $\Delta i_o$  คงตัว



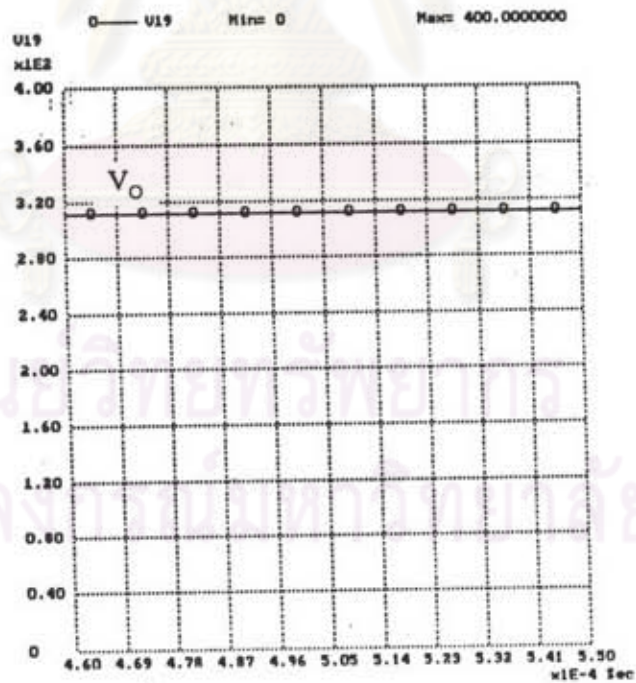
รูปที่ 2.34 รูปคลื่นกระแสด้านออก

รูปที่ 2.34 แสดงกระแสด้านออกจะเห็นว่า  $\Delta i_o \approx 0 \text{ A}$  (0.3mA) ตามที่ออกแบบ



รูปที่ 2.35 รูปคลื่นแรงดันเข้าวงจรกรอง  $L_1C_1$

รูปที่ 2.35 แสดงแรงดันเข้าวงจรกรอง  $L_1C_1$  ใกล้เคียงกับรูปที่ 2.25 (ล่าง)

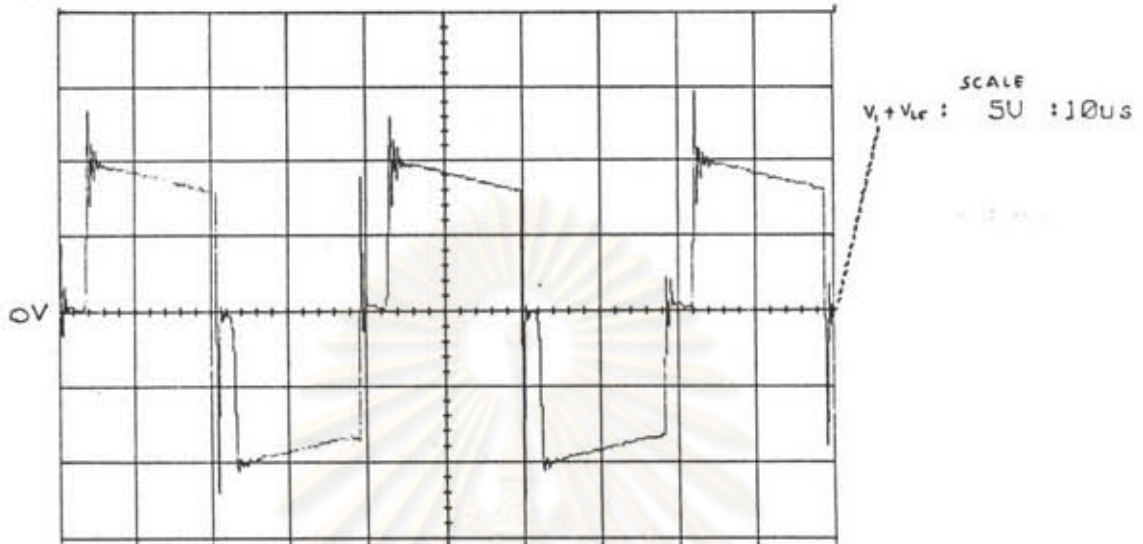


รูปที่ 2.36 รูปคลื่นแรงดันออกหรือแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_1$

รูปที่ 2.36 แสดงแรงดันออกหรือแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_1$  ได้ค่า  $\Delta V_o = 0.2 \text{ V}$   
(ในการออกแบบ  $\Delta V_o = 3 \text{ V}$ )

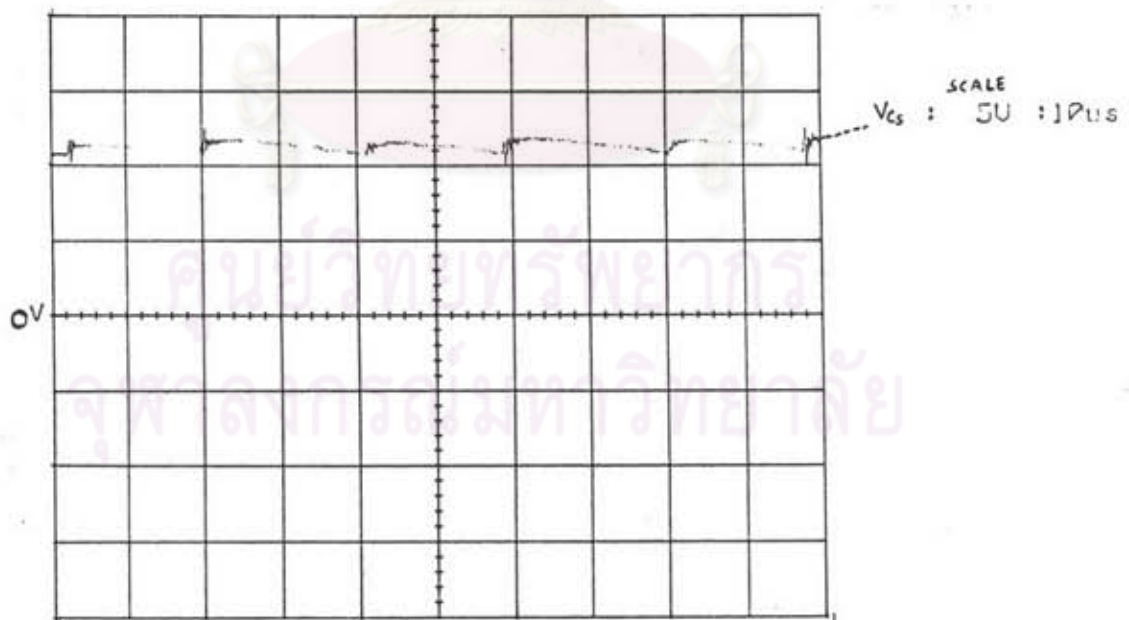
### 5. การวัดรูปคลื่นของวงจรที่ประกอบขึ้น

เมื่อได้ค่าของอุปกรณ์ต่าง ๆ นำมาประกอบวงจรจริง วัดค่าแรงดันและกระแส เปรียบเทียบกับผลการจำลองการทำงาน ดังนี้



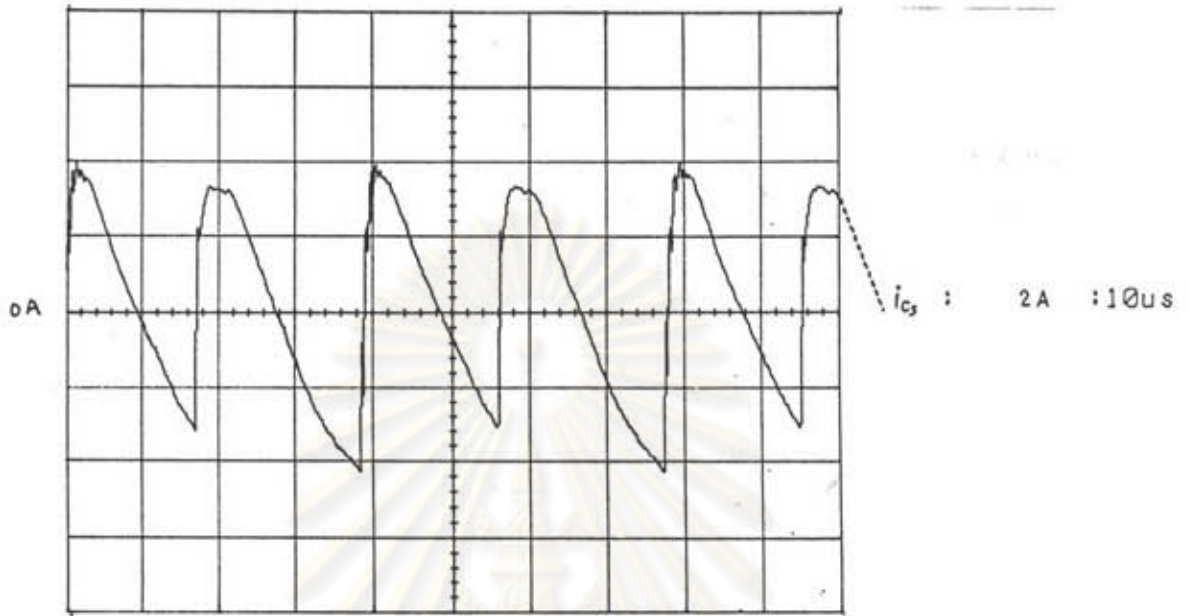
รูปที่ 2.37 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิ

รูปที่ 2.37 แสดงแรงดันตกคร่อมขดปฐมภูมิ ได้ค่า  $\Delta T_1 = 4\mu s$  ,  $\Delta T_2 = 3\mu s$

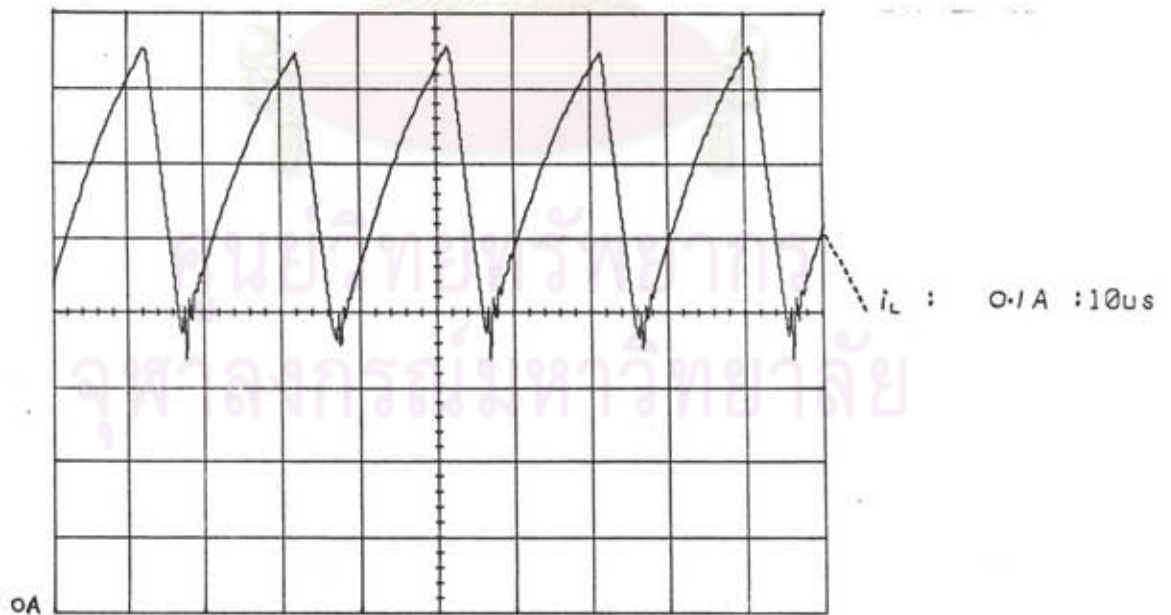


รูปที่ 2.38 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C<sub>s</sub>

รูปที่ 2.38 แสดงแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C<sub>s</sub> ได้  $\Delta V_{C_s} = 1 V$

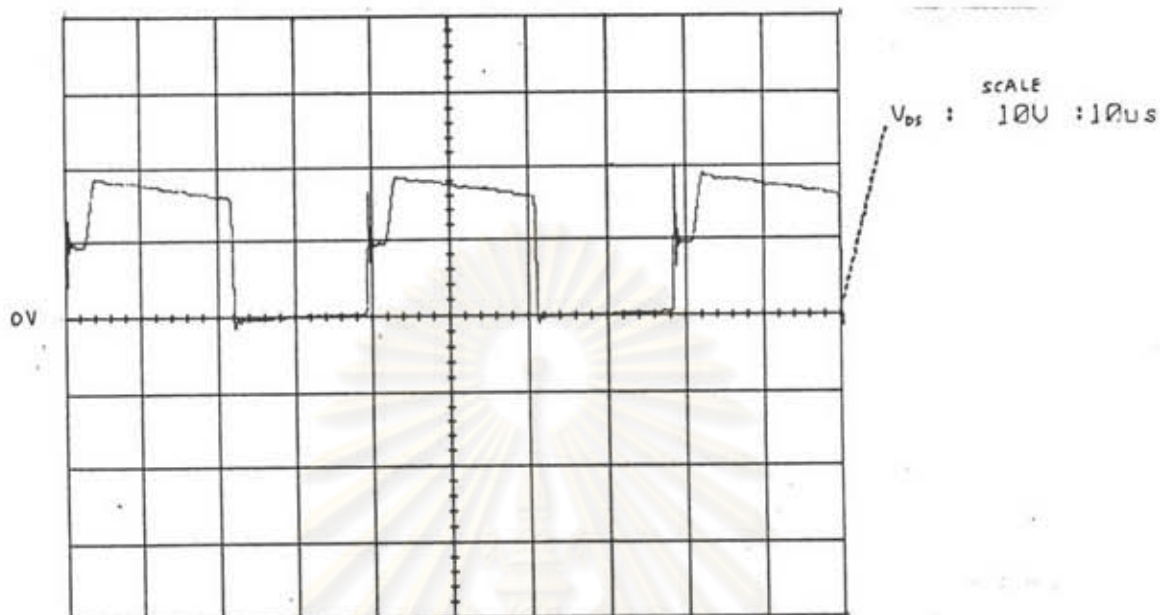


รูปที่ 2.39 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ  $C_s$   
รูปที่ 2.39 แสดงกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ  $C_s$  ได้  $\Delta I_{C_s} = 8A$

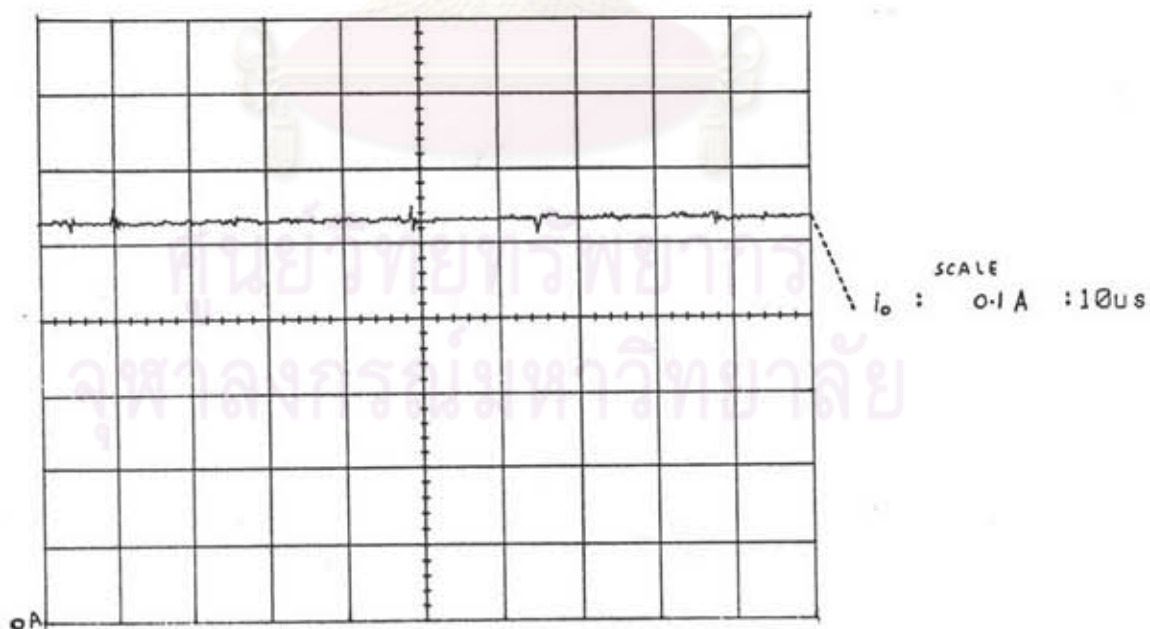


รูปที่ 2.40 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$   
รูปที่ 2.40 แสดงกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  ได้  $\Delta I_{L_1} = 0.35A$



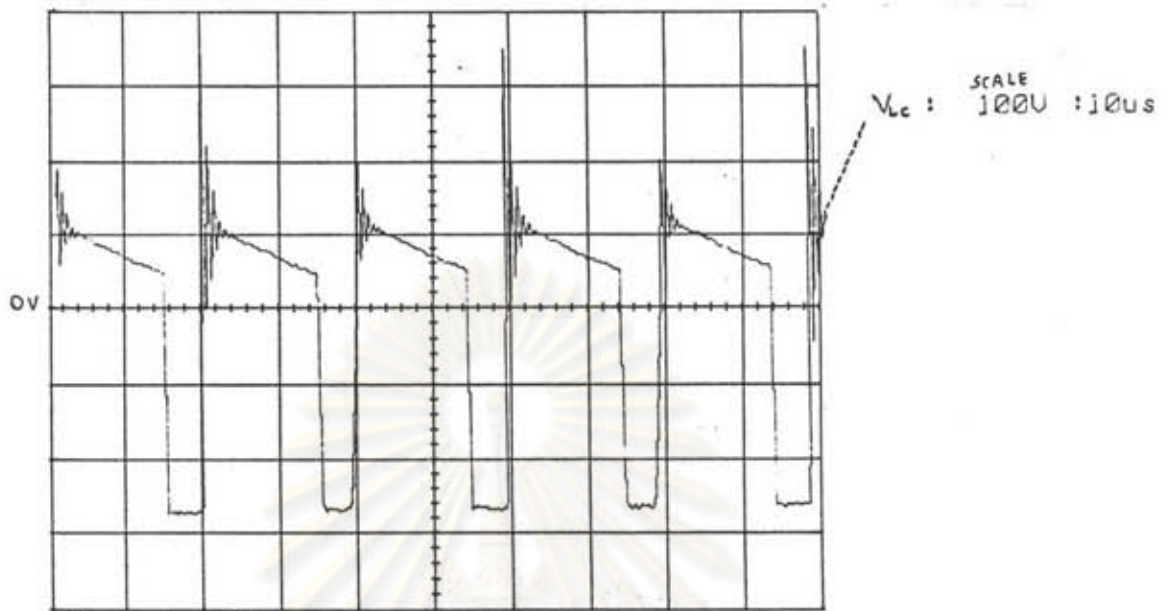


รูปที่ 2.41 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมสวิตช์

รูปที่ 2.41 แสดงแรงดันตกคร่อมสวิตช์ จะเห็นว่ามีความประมาณ 20 V ( $\approx 2V_s$ )

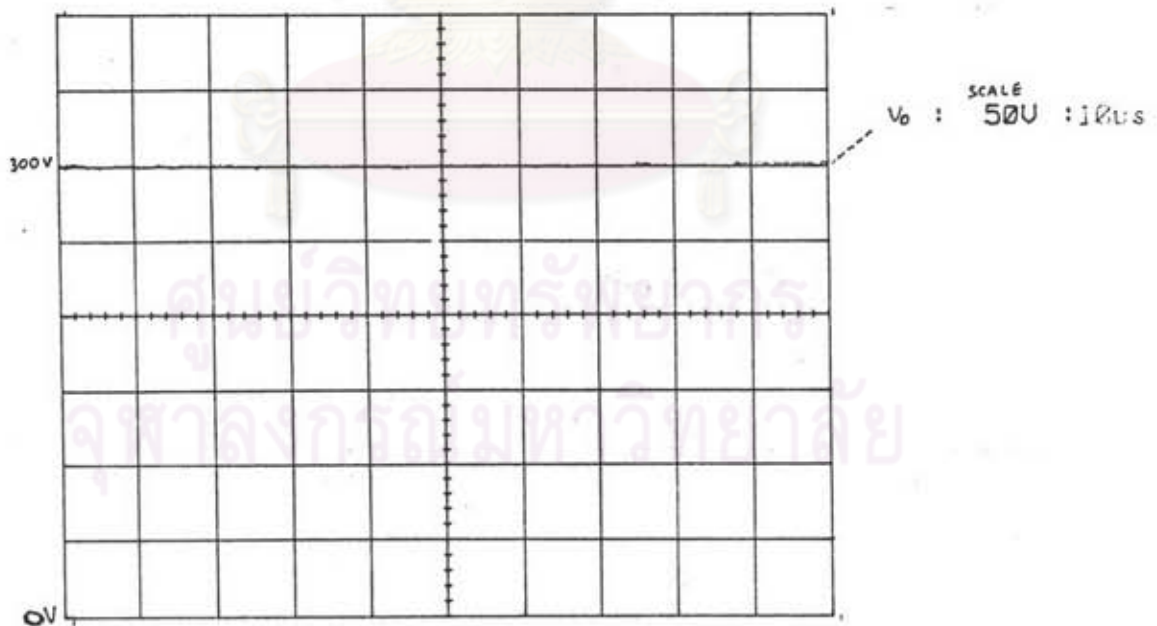
รูปที่ 2.42 รูปคลื่นกระแสด้านออก

รูปที่ 2.42 แสดงกระแสด้านออก ได้  $\Delta i_o \approx 0$  A มีค่าเกือบคงตัวตามทฤษฎี



รูปที่ 2.43 รูปคลื่นแรงดันเข้าวงจรกรอง  $L_1C_1$

รูปที่ 2.43 แสดงแรงดันเข้าวงจรกรอง  $L_1C_1$  มีรูปใกล้เคียงกับทฤษฎี (รูปที่ 2.25 ล่าง)

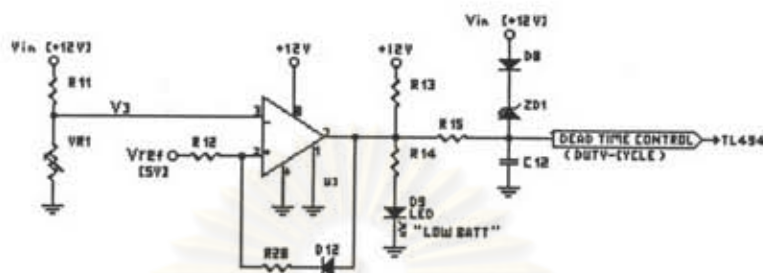


รูปที่ 2.44 รูปคลื่นแรงดันออกหรือแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_1$

รูปที่ 2.44 แสดงแรงดันออกหรือแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_1$  วัดได้  $\Delta V_o \approx 0$  V สอดคล้องกับที่ออกแบบใช้ตัวเก็บประจุ  $33 \mu\text{F}$  (ออกแบบ  $\Delta V_o = 0.06$  V)

## วงจรควบคุม

### 1. วงจรตรวจสอบแรงดันด้านเข้า (Input-Voltage Check)



รูปที่ 2.45 วงจรตรวจสอบแรงดันด้านเข้า

วงจรตรวจสอบแรงดันด้านเข้า แสดงในรูปที่ 2.45 เป็นวงจรเปรียบเทียบแรงดันเข้ากับแรงดันอ้างอิงที่ (5 V) โดย  $VR_1$  เป็นตัวกำหนดระดับแรงดันต่ำสุด ที่จะให้วงจรเริ่มทำงานที่  $V_{in} = 11\text{ V}$  (Lower Limit =  $11\text{ V}_{in}$ ) แรงดันที่ขา 3 ( $V_{3U3}$ ) ของ  $U_3$  คำนวณจาก

$$V_{3U3} = V_{in} \cdot \frac{VR_1}{R_{11} + VR_1} \quad (2.59)$$

เลือก  $R_{11} = 47\text{ k}\Omega$ , ที่  $V_{in} = 11\text{ V}$  และ  $V_{3U3} = 5\text{ V}$  คำนวณได้  $VR_1 = 39.17\text{ k}\Omega$

ดังนั้นเลือกใช้  $VR_1 = 50\text{ k}\Omega$  (แบบปรับรอบละเอียดได้ 25 รอบ)

ผลลัพธ์ของวงจรจะส่งไปที่ขา 4 ของ  $U_2$  (TL494) ซึ่งเป็นขา Dead Time Control คือถ้ามีแรงดัน  $V_{DeadTime}$  ระหว่าง 0-1 โวลต์(จากการทดสอบ) ไอซี TL494 จะให้สัญญาณขับนำสวิตช์ที่มีความกว้างสัญญาณช่วงหยุดนำกระแส ( $t_{OFF}$ ) ในหนึ่งคาบ มากน้อยตามแรงดัน  $V_{DeadTime}$  ก็คือถ้า  $V_{DeadTime} = 0$  จะได้  $t_{OFF} = \min$ . นั่นคือวัฏจักรงานสวิตช์สูงสุด ( $D = \max$ .) แต่ถ้า  $V_{DeadTime} > 1\text{ V}$  จะทำให้ไอซี TL494 ไม่ส่งสัญญาณขับนำสวิตช์ออกมา นั่นคือ  $D = 0$

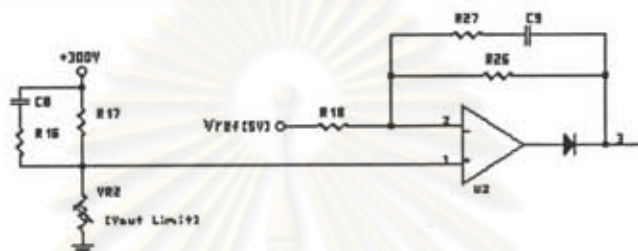
ถ้าแรงดันเข้าต่ำกว่า 11 V ( $V_{in} < 11\text{ V}$ ) สัญญาณที่ขา output ของ  $U_3$  จะเป็น “1” ผ่าน  $R_{15}$  จำกัดกระแสเข้าขา 4 ของ  $U_2$  (TL494) ซึ่งแรงดัน  $V_{DeadTime} > 1\text{ V}$  เป็นผลให้ไม่มีสัญญาณขับนำสวิตช์ วัฏจักรงานสวิตช์เท่ากับศูนย์ ( $D=0$ ) และมีกระแสไฟไหลผ่าน LED-D, ดิจสว่างแสดงว่า “LOW BATT” เพื่อบอกผู้ใช้ว่า “แรงดันเข้าต่ำกว่าพิสัย”

ถ้าแรงดันเข้ามีค่าระหว่าง 11-13V ( $11\text{ V} < V_{in} < 13\text{ V}$ ) สัญญาณที่ขา output ของ  $U_3$  เป็น “0” LED-D, ไม่ทำงาน แรงดัน  $V_{DeadTime} \approx 0\text{ V}$  ทำให้ไอซี TL494 ส่งสัญญาณขับนำสวิตช์ที่มี  $t_{OFF} \approx 0$  นั่นคือวัฏจักรงานสวิตช์สูงสุด ( $D \approx 0.9$ )



และถ้า  $13V < V_{in} < 14V$  จะมีกระแสรั่วไหลย้อนกลับซีเนอร์ไดโอด  $ZD_1$  ( $V_Z = 13V$ ) ทำให้สัญญาณที่ส่งออกไป  $U_2$  เริ่มมีแรงดันมากกว่าศูนย์เล็กน้อย(และน้อยกว่า 1V) ซึ่งยังคงทำให้ไอซี TL494 ส่งสัญญาณออกได้ แต่ความกว้างของสัญญาณช่วงนำกระแส( $t_{ON}$ ) จะลดลง(นั่นคือ  $D < 0.9$ ) ตามแรงดันเข้าที่เพิ่มขึ้นจนกระทั่ง  $V_{in} \approx 14V$  กระแสรั่วไหลผ่าน  $ZD_1$  มากขึ้นทำให้แรงดัน  $V_{DeadTime}$  มากกว่า 1 V (เกินพิสัย) ไอซี TL494 จึงไม่ส่งสัญญาณขับนำสวิตช์

## 2. วงจรป้อนกลับแรงดันออก (Output-Voltage Feedback)



รูปที่ 2.46 วงจรป้อนกลับแรงดันออก

วงจรป้อนกลับแรงดันออก แสดงในรูปที่ 2.46 เป็นวงจรคุมค่า/ขยายผลต่าง (Error Amp) โดยนำแรงดันไฟตรงค่าสูง(300V) ที่ได้จากวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง มาลดทอนลงเพื่อเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงคงที่ (5V) ผลลัพธ์ที่ได้ถูกส่งไปเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปฟันเลื่อย ที่วงจรเปรียบเทียบ (PWM Comparator) ภายใน  $U_2$  (ไอซีเบอร์ TL494 , Motorola , 1987) เพื่อควบคุมความกว้างสัญญาณขับนำสวิตช์

ระดับแรงดันออกสูงสุด สามารถตั้งค่าได้โดย  $VR_2$  ซึ่งแบ่งแรงดันกับ  $R_{17}$  ( $1M\Omega$ ) ส่วน  $C_8$  ( $0.047\mu F$ ) กับ  $R_{16}$  ( $1M\Omega$ ) จะช่วยให้วงจรคุมค่าทำงานในช่วงเริ่มต้น (Soft-start) ก่อนที่แรงดันไฟตรงค่าสูงจะเพิ่มขึ้นจนถึงพิสัย แรงดันที่ขา 1 ของ  $U_2$  ( $V_{1U2}$ ) กำหนดจาก

$$\text{ในช่วงเริ่มต้น} \quad V_{1U2(start)} = V_{300(start)} \cdot \frac{VR_2 \cdot (R_{16} + R_{17})}{(VR_2 + (R_{16} \cdot R_{17}))} \quad (2.60)$$

$$\text{ในสถานะอยู่ตัว} \quad V_{1U2} = V_{300} \cdot \frac{VR_2}{(VR_2 + R_{17})} \quad (2.61)$$

ที่จุดทำงานของ  $U_2$  : แรงดัน  $V_{1U2} = 5V$  และให้  $V_{300} = 300V$  หากค่า  $VR_2 = 16.95k\Omega$  ดังนั้นเลือกใช้  $VR_2 = 20k\Omega$  (แบบปรับรอบละเอียด)

เนื่องจาก  $R_{16} = R_{17}$  และให้  $V_{1U2(start)} = V_{1U2}$  หากค่า  $V_{300}$  ในช่วงเริ่มต้น ได้  $V_{300(start)} = 147.49V$  หรือประมาณ 150V แสดงว่าในช่วงเริ่มต้น แรงดันออก  $V_{300}$  จากวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง ซึ่งเริ่มต้นจากศูนย์โวลต์และเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วถึงประมาณ 150 โวลต์ วงจรป้อนกลับแรงดันออก



เริ่มทำงานคุมค่าแรงดันออกไว้ หลังจากนั้นตัวเก็บประจุ  $C_8$  ถูกประจุจนเต็ม วงจรกลับเข้าสู่สภาวะอยู่ตัว แรงดันออกจะค่อยๆปรับขึ้นถึงประมาณ 300 โวลต์

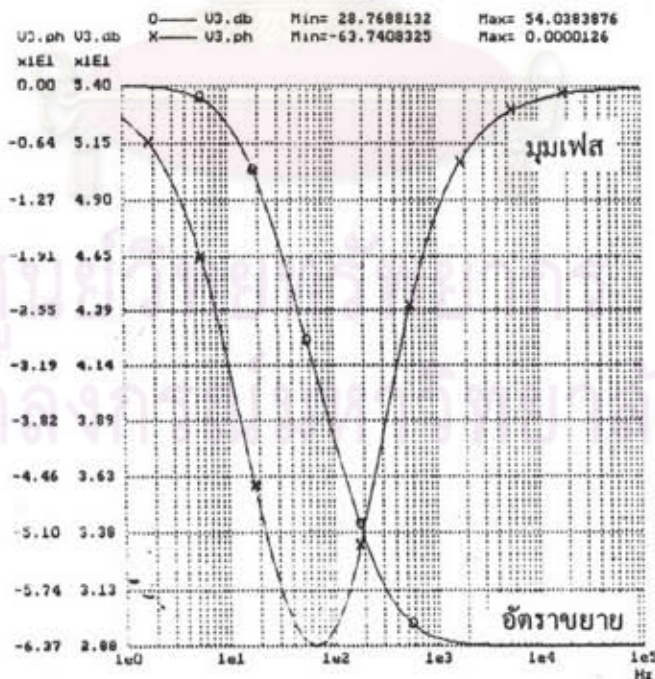
ส่วนวงจรป้อนกลับประกอบด้วย  $R_{26}$  ( $1M\Omega$ ),  $R_{27}$  ( $47k\Omega$ ),  $C_9$  ( $0.01\mu F$ ) และ  $R_{18}$  ( $10k\Omega$ ) โดยมีฟังก์ชันโอนย้าย (Chetty, 1986) ดังนี้

$$\text{Transfer Function} = \left( \frac{R_{26}}{R_{18}} \right) \frac{(1 + sR_{27}C_9)}{(1 + sC_9(R_{26} + R_{27}))} \quad (2.62)$$

$$\text{one pole } f_p = \frac{1}{2\pi C_9(R_{26} + R_{27})} \approx 15 \text{ Hz} \quad (2.63)$$

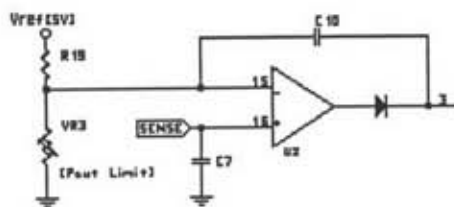
$$\text{one zero } f_z = \frac{1}{2\pi C_9 R_{27}} \approx 340 \text{ Hz} \quad (2.64)$$

อัตรายายที่ความถี่ต่ำกว่าโพลคงที่ และที่ความถี่โพล ( $f_p = 15 \text{ Hz}$ ) อัตรายายลดลงโดยมีความชันเท่ากับ  $-1$  ( $-20\text{dB/dec}$ ) ที่ความถี่ซีโร ( $f_z = 340 \text{ Hz}$ ) อัตรายายมีความชันเพิ่มขึ้น  $+1$  (เท่ากับคงที่) และใช้โปรแกรม LEK วิเคราะห์วงจรได้อัตรายายและผลตอบเชิงความถี่ ดังแสดงในรูปที่ 2.47 จะเห็นว่าอัตรายาย (V3.db) ของวงจรมีค่าสูงที่ความถี่ต่ำ และที่ความถี่ประมาณ 15 เฮิรตซ์ อัตรายายเริ่มลดลงด้วยความชันประมาณ  $-20 \text{ dB/dec}$  โดยมี มุมเฟส (V3.ph) มีความชันประมาณ  $-45^\circ/\text{dec}$  และที่ความถี่ประมาณ 340 เฮิรตซ์ มุมเฟสมีความชันประมาณ  $+45^\circ$  อัตรายายจะต่ำ เพื่อป้องกันสัญญาณรบกวนที่ความถี่สูง



รูปที่ 2.47 ผลตอบเชิงความถี่ของวงจรป้อนกลับแรงดันออก

### 3. วงจรป้องกันกระแสเกิน (Over-Current Protection)



รูปที่ 2.48 วงจรป้องกันกระแสเกิน

วงจรป้องกันกระแสเกินแสดงในรูปที่ 2.48 เป็นวงจรเปรียบเทียบ ของสัญญาณ SENSE (คือ แรงดันที่ตกคร่อม  $R_s$  เนื่องจากกระแสโหลดในวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟสลับ) กับแรงดันที่ตั้งค่าจากแรงดันอ้างอิง ( $V_{ref}$ ) ผ่าน  $R_{19}$  ( $10k\Omega$ ) และ  $VR_3$

ค่าแรงดัน SENSE หาได้จากการกำหนดให้กระแสโหลดสูงสุด ประมาณ 0.45 แอมแปร์ ( $I = 100W/220V$ ) ไหลผ่านตัวต้านทานค่าต่ำ  $R_s$  ( $0.25\Omega$ ) ซึ่งให้แรงดันตกคร่อมประมาณ 112.5 mV ( $0.45A \times 0.25\Omega$ ) ใช้ตัวเก็บประจุ  $C_7$  ( $0.1\mu F$ ) เป็นวงจรกรอง ป้อนแรงดันเข้าขา 16 (non-invert) ของ  $U_2$  และแรงดันเปรียบเทียบที่ขา 15 (invert) หรือ  $V_{15U2}$  ได้จากการแบ่งค่าแรงดันอ้างอิงคงที่ คำนวณค่า  $V_{15U2}$  จาก

$$V_{15U2} = 5 \cdot \frac{VR_3}{(VR_3 + R_{19})} \quad (2.65)$$

เลือก  $R_{19} = 10k\Omega$  และแทนค่า  $V_{15U2} = 112.5mV$  ได้ค่า  $VR_3 = 230.18 \Omega$

ดังนั้นเลือกค่า  $VR_3 = 500 \Omega$  (แบบปรับรอบละเอียด)

ส่วนวงจรป้อนกลับใช้  $C_{10}$  ( $0.1\mu F$ ) ทำให้มีฟังก์ชันโอนย้าย (Chetty, 1986)

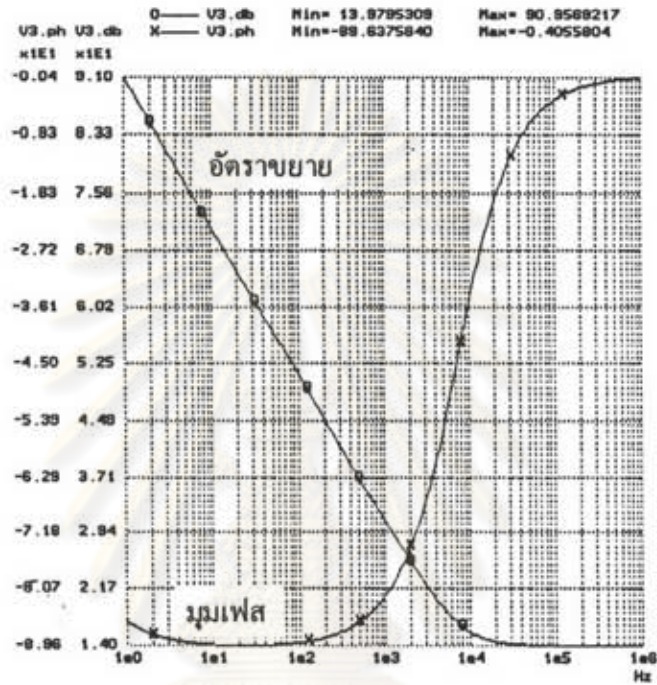
$$Transfer Function 2 = \frac{1}{sRC} + 1 \quad (2.66)$$

$$one zero \quad fz = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C} \approx 7080 \text{ Hz} \quad (2.67)$$

โดย  $C = C_{10}$ ,  $R = R_{19}/VR_3$

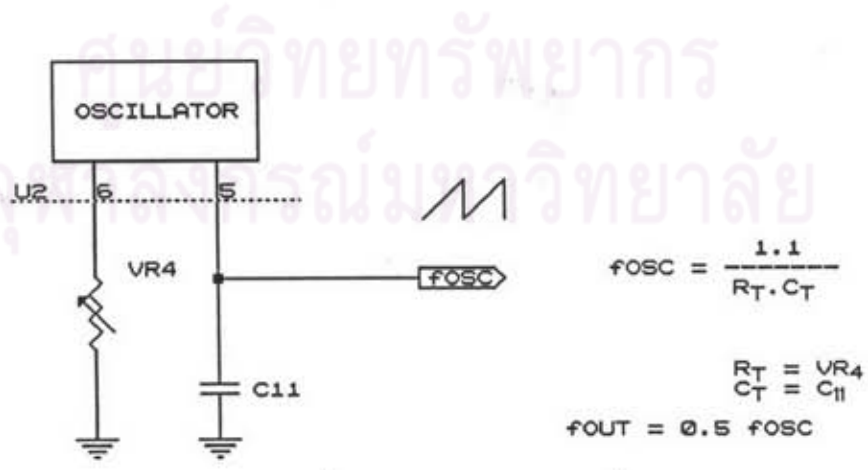
จากสมการที่ 2.66 แสดงว่าความถี่โพลอยู่ที่ความถี่ศูนย์ อัตราขยายมีความชันเท่ากับ -1 หรือ -20dB/dec มีมุมเฟส  $-90^\circ$  ที่ความถี่ซีโร ( $\approx 7kHz$ ) อัตราขยายมีความชันเพิ่มขึ้น +1 (เท่ากับคงที่) และใช้โปรแกรม LEK วิเคราะห์หาผลตอบเชิงความถี่ได้ดังรูปที่ 2.49 ได้ผลตรงกับที่กำหนด คือที่ความถี่ศูนย์ อัตราขยาย ( $V_{3.db}$ ) มีค่าความชันเท่ากับ -1 (หรือ -20dB/dec) มีมุมเฟสเท่ากับ  $-90^\circ$  โดยคงค่าความชันนี้จนถึงที่ความถี่ประมาณ 7000 เท่าของความถี่โพล

อัตราขยายมีค่าความชันเพิ่มขึ้น +1 มุมเฟส เปลี่ยนไป 90° ผลลัพธ์ที่ได้ถูกส่งไปเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปฟันเลื่อย ที่วงจรเปรียบเทียบกับภายใน U<sub>2</sub> ( TL494 Modulator ) เพื่อ ควบคุม ความกว้างสัญญาณขับนำสวิตช์



รูปที่ 2.49 ผลตอบสนองความถี่ของวงจรป้องกันกระแสเกิน

4. วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่สูง ( HF Oscillator)



รูปที่ 2.50 วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่สูง



วงจรกำเนิดสัญญาณความถี่สูง เป็นส่วนกำหนดความถี่การทำงานของวงจร จากค่าของ  $C_{11}$ ,  $VR_4$  และ Oscillator ที่อยู่ภายใน  $U_2$  ให้สัญญาณความถี่สูง รูปฟันเลื่อย ดังแสดงในรูปที่ 2.50 สัญญาณนี้ถูกนำไปใช้ภายใน  $U_2$  และนำไปใช้เป็นต้นกำเนิดของสัญญาณขับนำสวิตช์ ความถี่ต่ำ (50 Hz) ของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟสลับ

วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟสลับต้องการความถี่ 50 เฮิรตซ์ จากวงจรหารความถี่ ( $\div 1024$ ) ซึ่งทำการหารความถี่ที่ได้จากวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่สูง ดังนั้นความถี่ของวงจรกำเนิดสัญญาณความถี่สูงมีค่าเท่ากับ 51.2 kHz ( $50 \times 1024 = 51.2k$ ) จากข้อมูลของ Oscillator ของ TL494 ( $U_2$ ) เลือก  $C_{11} = 680pF$  สามารถคำนวณหาค่าของ  $VR_4 = 1.1 / (51.2kHz \times 680pF) = 31.6 k\Omega$  ดังนั้นเลือกค่า  $VR_4 = 50k\Omega$  (แบบปรับรอบละเอียด)

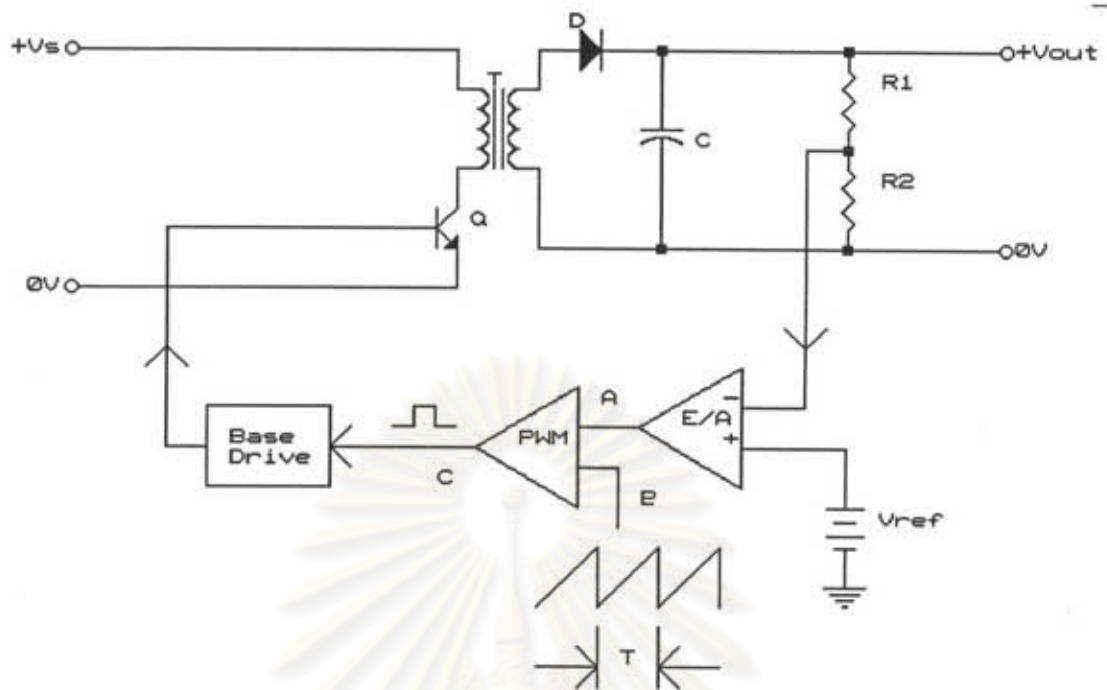
### 5. วงจรมอดูเลเตอร์ (Modulator)

วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับค่าแรงดันออก แล้วเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิง ( $V_{ref}$ ) ของวงจร เพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันออก ค่าความแตกต่างที่ได้จะถูกขยายโดยวงจร ขยายความแตกต่าง (Error Amp) ก่อนที่จะส่งต่อไปยังวงจร Pulse Width Modulation (PWM) โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง ที่จุด A ( รูปที่ 2.51 ) จะถูกเปรียบเทียบกับ แรงดันรูปฟันเลื่อยที่จุด B ของ PWM ผลลัพธ์ที่ได้จากวงจร PWM จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยม ซึ่งมีคาบเวลาคงที่เท่ากับคาบเวลาของแรงดันรูปฟันเลื่อย

โดยมีความกว้างของพัลส์เปลี่ยนแปลงไป ตามผลมอดูเลชันของค่าแรงดันที่จุด A และ B ค่าความกว้างของพัลส์นี้เองที่เป็นตัวกำหนด ช่วงเวลานำกระแสของสวิตช์ โดยควบคุมจากแรงดัน

เนื่องจากค่าแรงดันป้อนกลับจะถูกส่งมายังวงจรขยายความแตกต่าง (E/A) ที่ขาอินเวอร์ตติ้ง (Inverting Input) ผลต่างของแรงดันออกและแรงดันอ้างอิงที่จุด A จึงมีลักษณะกลับเฟสอยู่  $180^\circ$  นั่นคือ เมื่อแรงดันออกมีค่ามากขึ้น แรงดันที่จุด A จะมีค่าลดลง ความกว้างพัลส์ที่เอาท์พุทของวงจร PWM จึงมีค่าลดลง และช่วงเวลานำกระแสของสวิตช์ ( $t_{ON}$ ) ก็จะมีค่าลดลง ถ้าแรงดันออกมีค่าลดลง แรงดันที่จุด A จะมีค่าเพิ่มขึ้น ความกว้างพัลส์ที่เอาท์พุทของวงจร PWM จึงมีค่าเพิ่มขึ้น  $t_{ON}$  ก็จะมีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้วงจรแปลงผันคงค่าแรงดันออกไว้ได้ ลักษณะรูปคลื่นแรงดันขณะวงจรทำงาน แสดงในรูปที่ 2.52



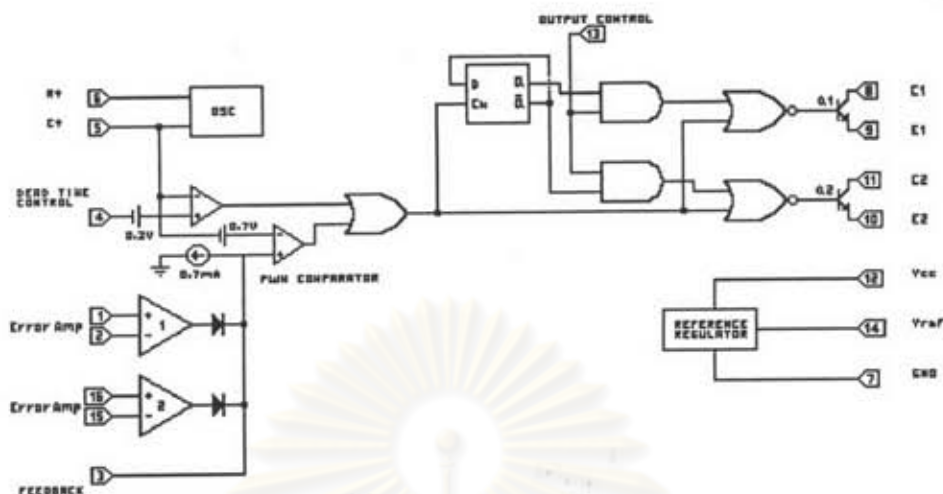


รูปที่ 2.51 แสดงวงจรพื้นฐานของการควบคุมแบบ PWM



รูปที่ 2.52 แสดงลักษณะความกว้างพัลส์ของ PWM

วงจรมอดูเลเตอร์ที่ใช้ในโครงงานนี้ อยู่ในไอซีเบอร์ TL494 (Motorola, 1987) ซึ่ง ออกแบบมาโดยเฉพาะสำหรับการควบคุมจากแรงดัน มีโครงสร้างภายในและการจัดขา แสดงใน รูปที่ 2.53



รูปที่ 2.53 โครงสร้างภายใน TL494

การทำงานของไอซี TL494 ในการคงค่าแรงดันออกของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง โดยเปลี่ยนความกว้างเอาต์พุตพัลส์ ซึ่งได้จากการเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อยที่ขา 5 กับแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างทั้ง 2 ตัวที่ PWM Comparator ส่วน NOR gates ที่ควบคุมทรานซิสเตอร์เอาต์พุต  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะทำงานก็ต่อเมื่อขา Ck ของ Flip-Flop อยู่ในสถานะ “Low” เท่านั้น ซึ่ง Ck จะเป็น “Low” ได้ก็ต่อเมื่อ แรงดันของสัญญาณฟันเลื่อยมีค่ามากกว่าแรงดันที่มาจากวงจรขยายความแตกต่างทั้ง 2 ตัว นั่นคือแรงดันป้อนกลับจากเอาต์พุตของวงจรแปลงผัน หากมีค่าสูงขึ้น ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะลดลง แต่หากแรงดันป้อนกลับมีค่าลดลงความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีจะเพิ่มขึ้น

ความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซีนี สามารถกำหนดให้มีค่ามากที่สุดหรือมีค่าเท่ากับศูนย์ได้ ด้วยการเปลี่ยนแปลงแรงดันที่ขา 3 จาก 0.5 โวลต์ จนถึง 3.5 โวลต์ ส่วนวงจรขยายความแตกต่างทั้งสองตัวจะมีช่วงของอินพุตคอมมอนโหมด ตั้งแต่ -0.3 โวลต์ ถึง  $(V_{cc}-2)$  โวลต์ และสามารถใช้ตรวจจับแรงดันหรือกระแสที่เอาต์พุตของวงจรแปลงผันได้ วงจรขยายความแตกต่างทั้งสองตัวจะให้เอาต์พุตในลักษณะให้สถานะ “High” (Active High) โดยต่อกันอยู่ในลักษณะ OR ที่ขา non-inverting ของ PWM Comparator การต่อกันในลักษณะนี้ วงจรขยายความแตกต่างตัวที่ทำให้เกิดความกว้างเอาต์พุตพัลส์ต่ำสุด จะเป็นตัวควบคุมความกว้างเอาต์พุตพัลส์ของไอซี

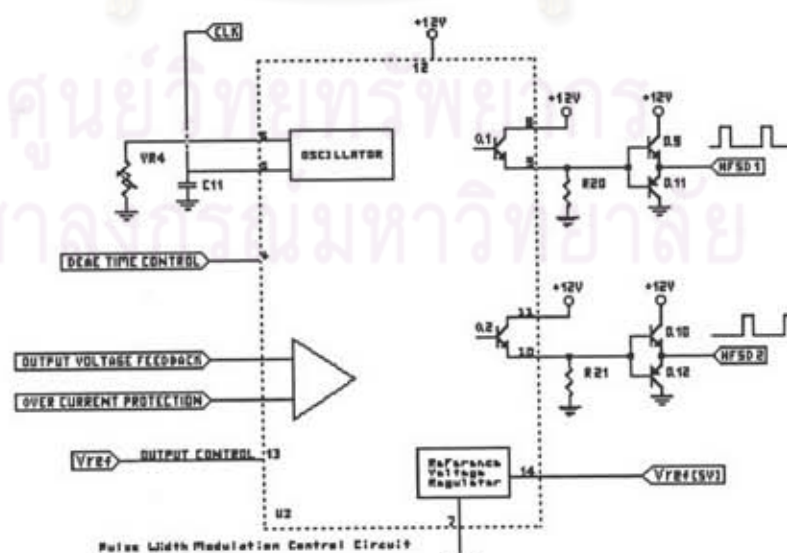
ไอซี TL494 สามารถให้ผู้ใช้กำหนดค่าเวลาตาย ( Dead Time :  $t_D$  ) ของวงจรได้เอง ด้วยการป้อนแรงดันระหว่าง 0 โวลต์ถึง 3.3 โวลต์ที่ขา 4 (Dead-Time Control)ของไอซี อย่างไรก็ตามหากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 โวลต์ ค่าเวลาตายของไอซีจะไม่ต่ำกว่า 4 เปอร์เซ็นต์ ของคาบเวลาการทำงาน เนื่องจากมีแรงดันออฟเซต 120 มิลลิโวลต์ต่ออยู่ภายใน ดังนั้นช่วงเวลา

นำกระแส ( $t_{ON}$ ) สูงสุดของวงจรแปลงผันที่ได้จากไอซีจะเท่ากับ 48% ของค่า คาบเวลาเมื่อต่อขา 13 (Output Control) เข้ากับขา 14 (+5  $V_{ref}$ ) และมีค่าเท่ากับ 96% ของค่า คาบเวลาเมื่อต่อขา 13 ลงกราวด์

เอาต์พุตทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ของไอซีสามารถทำงานได้ 2 โหมด คือทำงานพร้อมกัน หรือสลับกันทำงาน ซึ่งสามารถเลือกการทำงานได้ที่ขา 13 (Output Control) โดยขณะที่  $C_T$  คายประจุ เอาต์พุตของ Dead-Time Comparator จะให้พัลส์ออกมา Ck จะมีสถานะเป็น "High" และหยุดการทำงานของ  $Q_1$  และ  $Q_2$  ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น "High" โดยต่อเข้ากับขา 14 (+5  $V_{ref}$ )  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะสลับกันทำงานตามจังหวะของ Flip-Flop เพื่อใช้ขับวงจรแปลงผันแบบพุก-พุล โดยทรานซิสเตอร์แต่ละตัวสามารถนำกระแสได้สูงสุด 250 มิลลิแอมป์ ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะเป็น 2 เท่าของค่าคาบเวลาสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี แต่ถ้ากำหนดให้ขา 13 มีสถานะเป็น "Low" โดยการต่อลงกราวด์ เป็นการยกเลิก Flip-Flop ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  จะทำงานพร้อมกัน และสามารถขนาน  $Q_1$  และ  $Q_2$  เข้าด้วยกันได้ ทำให้นำกระแสได้สูงถึง 500 มิลลิแอมป์ ในกรณีนี้คาบเวลาการทำงานจะมีค่าเท่ากับค่าคาบเวลาของสัญญาณฟันเลื่อยของไอซี

TL494 ต้องการไฟเลี้ยงในช่วง  $7 \leq V_{cc} \leq 40$  โวลต์ มีแรงดันอ้างอิงภายใน  $V_{ref} = 5$  โวลต์ ซึ่งสามารถจ่ายกระแสให้กับวงจรภายนอกได้ถึง 10 มิลลิแอมป์ โดยมีค่าความถูกต้อง (accuracy)  $\pm 5\%$  ความคลาดเคลื่อนทางอุณหภูมิมีค่าน้อยกว่า 50 มิลลิโวลต์ เมื่อทำงานในช่วง 0 ถึง  $70^\circ\text{C}$

ในโครงงานนี้ต่อขา 13 (Output Control) ของไอซีเข้ากับขา 14 ( $V_{ref}$ ) ทำให้ทรานซิสเตอร์  $Q_1$  และ  $Q_2$  ทำงานในลักษณะพุกพุล ที่ความถี่ประมาณ 25.6 kHz ซึ่งมีค่าครึ่งหนึ่งของความถี่ที่ Oscillator สร้าง (51.2 kHz) เป็นสัญญาณฟันเลื่อย แสดงรูปการใช้งาน TL494 ในรูปที่ 2.54



รูปที่ 2.54 วงจรมอดูเลเตอร์



## 6. วงจรขับนำสวิตช์ความถี่สูง (High Frequency Switch Driver)

ทำหน้าที่ขับนำสวิตช์ของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง ให้สวิตช์ตัดต่อวงจรตามสัญญาณ ขั้วนำที่ส่งมาจากวงจรมอดูเลเตอร์ รูปที่ 2.54 วงจรขับนำนี้จะทำงานที่ความถี่ประมาณ 25.6 kHz ป้อนแรงดันและกระแสให้เพียงพอที่สวิตช์ต้องการ สวิตช์ที่ใช้ใน วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงคือ MOSFET ซึ่งต้องการการขับนำในรูปของแรงดันเป็นหลัก คือแรงดันที่ขาเกตและ ขาซอร์สของ เฟต หรือ  $V_{GS}$  จะต้องมากกว่า แรงดันขีดเริ่ม (Threshold Voltage) MOSFET จึงจะเริ่มนำกระแส และถ้าแรงดัน  $V_{GS}$  มีค่าถึงระดับหนึ่ง ที่ MOSFET สามารถนำกระแสได้อย่างเต็มที่ ทำให้ค่า ความต้านทานภายในระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส ( $R_{DS(ON)}$ ) มีค่าต่ำสุด ซึ่งมีผลทำให้กำลังงาน สูญเสียของมอสเฟตขณะนำกระแสลดลง

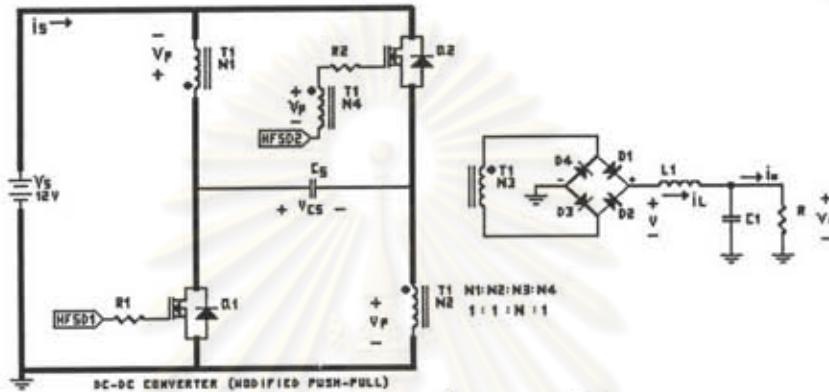
MOSFET ที่เลือกใช้คือเบอร์ IRFZ40 มีแรงดันขีดเริ่ม ( $V_{GS(th)}$ ) ต่ำสุดเท่ากับ 2 โวลต์ สามารถทนแรงดันเกต-ซอร์ส ( $V_{GS}$ ) ได้สูงสุด  $\pm 20$  โวลต์ มีกระแสรั่วไหลเกต-ซอร์ส ( $I_{GSS}$ )  $\pm 500$  นาโนแอมป์

วงจรขับนำสวิตช์ที่เลือกใช้ รูปที่ 2.54 ประกอบด้วยทรานซิสเตอร์แบบ NPN ( $Q_9, Q_{10}$ ) เบอร์ 2N2222A ต่ออยู่กับทรานซิสเตอร์แบบ PNP ( $Q_{11}, Q_{12}$ ) เบอร์ 2N2907 และมี ความต้านทาน  $R_{20}(1k\Omega)$ ,  $R_{21}(1k\Omega)$  จำกัดกระแสที่ไหลผ่านทรานซิสเตอร์ที่เอาต์พุต ของไอซี TL494 ให้มีค่าประมาณ 12mA ( $12V/1k\Omega$ ) การต่อลักษณะนี้ สัญญาณที่ออกจากขาอิมิตเตอร์ของ ทรานซิสเตอร์จะมีรูปสัญญาณเหมือนกับสัญญาณที่ออกจากเอาต์พุตของไอซี แต่ทรานซิสเตอร์  $Q_9, Q_{10}$  จะช่วยจ่ายกระแสได้มากขึ้น ทำให้ความเร็วขณะเริ่มนำกระแสของมอสเฟตดีขึ้น ส่วน ทรานซิสเตอร์  $Q_{11}, Q_{12}$  จะช่วยให้การคายประจุที่ขาเกตเป็นไปอย่างรวดเร็ว ทำให้ความเร็วใน ขณะเริ่มหยุดนำกระแสเป็นไปอย่างรวดเร็วมากขึ้น

ทรานซิสเตอร์ทั้งสองเบอร์ที่เลือกใช้ สามารถรับกระแสคอลเลกเตอร์ได้ประมาณ 800 mA นั่นคือวงจรขับนำสวิตช์ สามารถจ่ายและรับกระแสได้ถึง 800 มิลลิแอมป์ และให้สัญญาณขับนำ สวิตช์ (HFSD1 และ HFSD2) ที่มีค่าขอดแรงดันประมาณ 12 โวลต์ อ้างอิงเทียบกับกราวด์ของ ระบบ แต่ MOSFET ที่เป็นสวิตช์ ต้องการสัญญาณขับนำเข้าขาเกต อ้างอิงกับขาซอร์สของ MOSFET แต่ละตัวซึ่งไม่ได้อยู่ที่กราวด์ของวงจรทั้งหมด ดังแสดงในรูปที่ 2.55 จะเห็นว่าขาซอร์ส ของ  $Q_1$  ต่อไว้ที่กราวด์ของระบบ ดังนั้นสัญญาณขับนำ HFSD1 สามารถขับนำสวิตช์  $Q_1$  ได้ แต่ ขาซอร์สของ  $Q_2$  ไม่ได้อยู่ที่กราวด์โดยจะมีแรงดันที่ตกคร่อมปฏุมภูมิ  $N_2$  ของหม้อแปลงคือ แรงดัน  $V_p$  อ้างอิงเทียบกับกราวด์ เพื่อที่จะให้สัญญาณขับนำ HFSD2 สามารถขับนำสวิตช์  $Q_2$  ได้ เราจะทำการชดเชยแรงดันที่ขาเกตของ  $Q_2$  โดยเพิ่มขดลวด  $N_4$  (ใช้ลวด#SWG26, 1 เส้น) ไว้ใน หม้อแปลง ซึ่งขด  $N_4$  มีจำนวนรอบพันเท่ากับขด  $N_2$  ดังนั้นแรงดันที่ตกคร่อม จึงมีค่าเท่ากัน



ในเวลาเดียวกัน (นั่นคือ  $V_{N2} = V_{N4} = V_p$ ) แล้วต่อขด  $N_4$  ไว้ที่ขาเกตของ  $Q_2$  โดยมีทิศทางดังแสดงในรูปที่ 2.55 ดังนั้นแรงดันที่ขาเกตของ  $Q_2$  มีค่าเท่ากับ  $V_{HFSD2} + V_p$  เมื่อเทียบกับแรงดันที่ขาซอร์สซึ่งมีแรงดัน  $V_p$  ทำให้แรงดันคร่อมเกต-ซอร์สของ  $Q_2$  มีค่าเท่ากับ  $V_{GS2} = V_{HFSD2} + V_p - V_p = V_{HFSD2}$  นั่นคือสามารถใช้สัญญาณขับนำ HFSD2 ทำการขับนำสวิตช์  $Q_2$  ได้ โดยมีค่ายอดแรงดันประมาณ 12 โวลต์ปรากฏที่ขาเกต-ซอร์ส ของมอสเฟต  $Q_2$

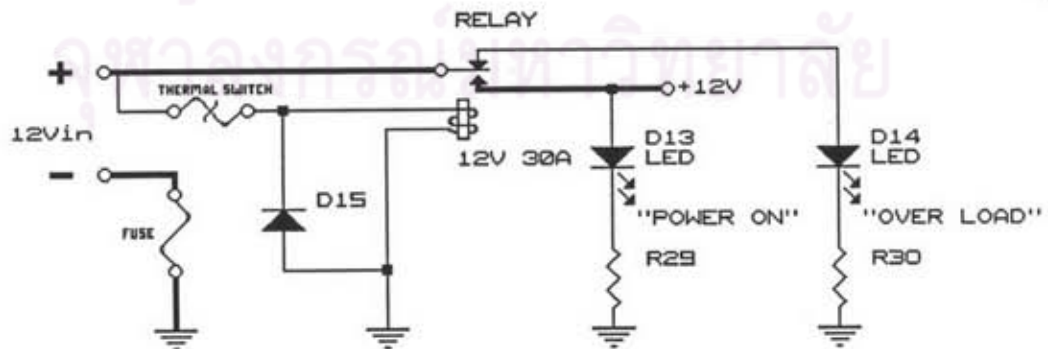


รูปที่ 2.55 แสดงการเพิ่มขดตัว  $N_4$  เพื่อชดเชยแรงดันที่ขาเกตของ  $Q_2$

7. วงจรป้องกันอุณหภูมิเกิน

วงจรป้องกันอุณหภูมิเกิน ทำหน้าที่ตรวจจับความร้อนที่เกิดขึ้นในวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง ถ้าอุณหภูมิสูงขึ้นถึงระดับหนึ่ง จะทำการตัดกระแสไฟฟ้าที่จ่ายให้แก่วงจรอินเวอร์เตอร์ทั้งหมด เพื่อป้องกันอุปกรณ์เสียหาย เพราะที่อุณหภูมิสูง คุณสมบัติของอุปกรณ์จะเปลี่ยนแปลงไป เช่นความสามารถในการทนกระแสของสวิตช์จะลดลงที่อุณหภูมิสูงขึ้น และในกรณีที่วงจรทำงานในสภาวะผิดปกติ ทำให้มีอุณหภูมิสะสมมากขึ้น อาจก่อให้เกิดอันตรายแก่อุปกรณ์ขึ้นได้

วงจรป้องกันอุณหภูมิเกินแสดงในรูปที่ 2.56



รูปที่ 2.56 วงจรป้องกันอุณหภูมิเกิน

วงจรแสดงในรูปที่ 2.56 ในสถานะปกติ มีแรงดันเข้าถูกขั้ว Relay ทำงานต่อหน้าสัมผัส ทำให้กระแสไฟฟ้าไหลเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ มีกระแสไหลผ่าน LED-D<sub>13</sub> โดยมี R<sub>29</sub> (5kΩ) จำกัดกระแสที่ประมาณ 2.4 mA (12V/5kΩ) ทำให้ D<sub>13</sub> ติดสว่างแสดง "POWER ON" แต่ถ้าวงจรทำงานในสถานะที่ผิดปกติ มีกระแสไหลในวงจรมากกว่าปกติ ทำให้เกิดความร้อนสะสม อุณหภูมิเพิ่มขึ้นจนถึงค่าหนึ่งที่กำหนดโดยสวิตช์ ที่ควบคุมด้วยอุณหภูมิ (Thermal-Switch : 80°C) ทำให้สวิตช์เปิดวงจร เป็นผลให้ Relay หยุดทำงานไม่ต่อหน้าสัมผัส เป็นการตัดไฟที่ป้อนเข้าวงจรทั้งหมด และมีกระแสไฟไหลผ่านอีกหน้าสัมผัสของรีเลย์ ผ่าน LED-D<sub>14</sub> และ R<sub>30</sub> (5kΩ) ทำให้ D<sub>14</sub> ติดสว่างแสดง "OVER LOAD" หรือถ้าป้อนไฟเข้าผิดขั้ว กระแสไหลผ่าน D<sub>15</sub> เป็นผลให้ Relay ไม่ทำงาน ไม่มีกระแสไฟไหลเข้าวงจรเช่นกัน

สวิตช์ที่ใช้เป็นตัวตรวจจับอุณหภูมิ ปกติที่อุณหภูมิห้องจะทำการต่อวงจรของขั้วสวิตช์ทั้งสองเข้าด้วยกัน ทำให้กระแสไฟฟ้าสามารถไหลผ่านได้ แต่ถ้าอุณหภูมิที่หน้าสัมผัสของสวิตช์ มีค่าสูงขึ้นถึงระดับที่ผู้ผลิตกำหนดไว้ สวิตช์จะทำการตัดวงจรไม่นำกระแสไฟฟ้า จนกว่าอุณหภูมิจะลดลงสู่สถานะปกติ สวิตช์จึงจะต่อวงจร สวิตช์ตัวที่เลือกใช้ทำงานที่อุณหภูมิประมาณ 80°C และยึดติดสวิตช์ไว้ที่แผ่นระบายความร้อนของวงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรง บริเวณใกล้กับ MOSFET เพราะเป็นบริเวณที่จะเกิดความร้อนขึ้นในขณะที่อินเวอร์เตอร์ทำงาน

ศูนย์วิทยพัชยากร  
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย