

บทที่ 1

บทนำ

คอนเวอร์เตอร์นับเป็นส่วนสำคัญที่สุดในสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลาย มีหน้าที่ลดทอนแรงดันไฟตรงค่าสูงลงมาเป็นไฟตรงค่าต่ำและสามารถคงค่าแรงดันได้ คอนเวอร์เตอร์มีหลายแบบขึ้นอยู่กับลักษณะการจับวงจรภายในสำหรับคอนเวอร์เตอร์ที่ได้จัดทำนั้นมีการประยุกต์มาจากฮัลฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์โดยการนำวงจรสามระดับมาประยุกต์ใช้จะทำให้แรงดันที่อุปกรณ์สวิตช์มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตและจะทำงานได้เทียบเท่าวงจรปกติ

1.1 ความสำคัญของปัญหา

คอนเวอร์เตอร์ฮัลฟบริดจ์แบบสามระดับมาประยุกต์ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จะทำให้แรงดันที่อุปกรณ์สวิตช์มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต การที่แรงดันอุปกรณ์สวิตช์มีค่าต่ำลง ทำให้สามารถเลือกใช้อุปกรณ์ทั่วไปได้ง่ายและมีราคาถูก จึงทำให้เกิดแนวคิดที่จะทำชุดคอนเวอร์เตอร์นี้ขึ้นและยังสามารถลดต้นทุนของอุปกรณ์ได้

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

1. เพื่อศึกษาการออกแบบและสร้างชุดคอนเวอร์เตอร์
2. เพื่อลดแรงดันที่อุปกรณ์สวิตช์
3. เพื่อลดต้นทุนของอุปกรณ์
4. เพื่อให้เกิดทักษะในด้านต่างๆจากโครงการวิศวกรรม

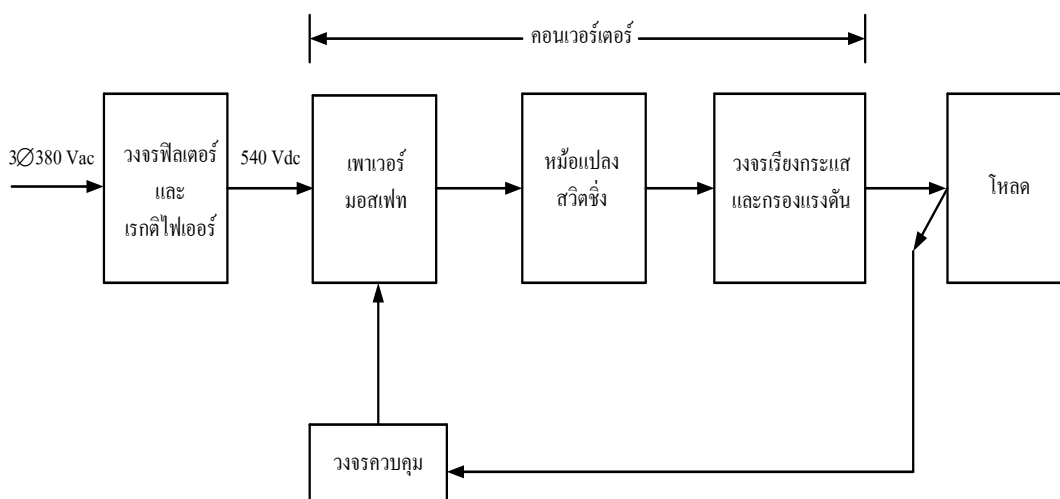
1.3 ขอบเขตของโครงการ

1. ออกแบบและ สร้างชุดคอนเวอร์เตอร์ที่มีขนาด 1000 วัตต์
2. คอนเวอร์เตอร์มีความถี่ที่สวิตช์ 50 kHz
3. มีแรงดันอินพุต 540 โวลต์

1.4 ประโยชน์ของโครงการ

1. สามารถนำวงจรไปประยุกต์ใช้กับแรงดันอินพุทที่มีค่าแรงดันสูงๆได้
2. สามารถหาอุปกรณ์สวิทช์ได้ง่าย เนื่องจากมีค่าแรงดันสวิทช์ต่ำกว่าปกติ
3. มีทัศนคติในการทำงานร่วมกันเป็นกลุ่ม

1.5 โครงสร้างของโครงการ



ภาพที่ 1.1 ขั้นตอนการทำงานของชุดคอนเวอร์เตอร์

1.6 แผนการดำเนินงานโครงการ

ตารางที่ 1.1 รายละเอียดและขั้นตอนการวางแผนดำเนินงานโครงการวิศวกรรม

ลำดับ	รายละเอียด	EEG491					EEG492				
		บ.ค.	ม.ค.	ก.พ.	มี.ค.	เม.ย.	ก.ค.	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.
1	ศึกษาทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับโครงการ	←→									
2	คำนวณหาขนาดของอุปกรณ์		←→								
3	จัดสร้างชุดควบคุม			←→							
4	จัดสร้างชุด คอนเวอร์เตอร์					←→					
5	ทดสอบชุดทดลอง						←→				
6	ทดลองและแก้ไข							←→			
7	ปรับแต่งและนำเสนอ										←→

1.7 งบประมาณของโครงการ

งบประมาณโดยประมาณ 10,000 บาท

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

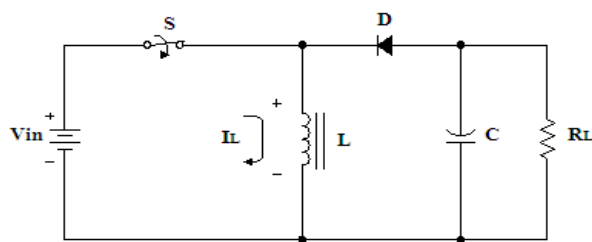
2.1 ชนิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ [1]

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการออกแบบแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งนั้น จะมีชื่อเรียกต่าง ๆ กัน ตามนักค้นคว้าวิจัยหรือตามตำราต่างๆ แต่หลักการพื้นฐานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ เหล่านี้แบ่งออกได้ เป็น 5 ชนิดด้วยกันคือ

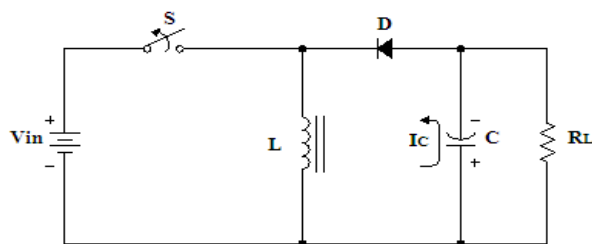
- | | |
|------------------------------|-----------------------|
| 1. ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ | Flyback Converter |
| 2. ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ | Forward Converter |
| 3. พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์ | Push-Pull Converter |
| 4. ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ | Half-Bridge Converter |
| 5. ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ | Full Bridge Converter |

2.1.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ (Flyback Converter)

ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถให้กำลังงานได้ไม่สูงนักโดยอยู่ในช่วงไม่เกิน 150 วัตต์และให้ค่าสัญญาณรบกวน RFI/EMI ค่อนข้างสูงแต่ใช้อุปกรณ์จำนวนน้อยและมีราคาค่อนข้างถูก



(a) เมื่อสวิตช์ปิดวงจร



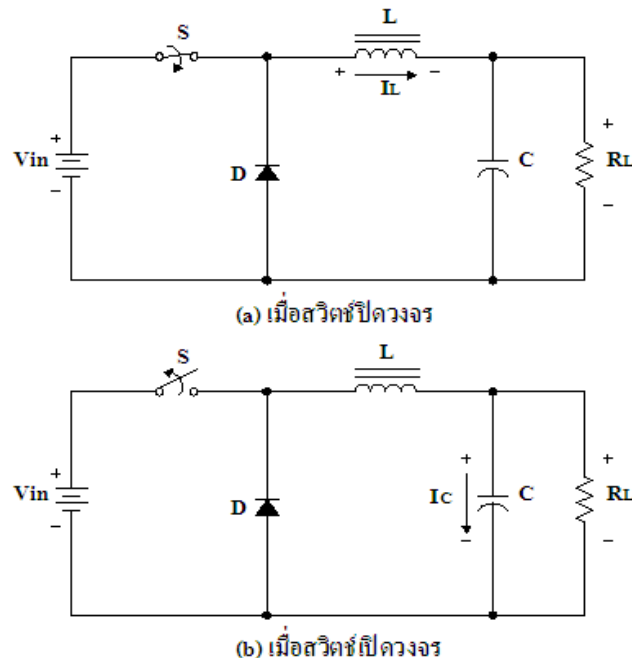
(b) เมื่อสวิตช์เปิดวงจร

ภาพที่ 2.1 ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์

จากภาพที่ 2.1 แสดงวงจร ฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์ซึ่งมีหลักการทำงานดังนี้คือ เมื่อ สวิตช์ S ปิดวงจร (ภาพที่ 2.1 a) กระแสจะไหลผ่านขดลวด L เพื่อสะสมพลังงาน ในขณะที่ ไดโอด D ได้รับการไบแอสกลับ จึงทำให้ไม่มีแรงดันตกคร่อมที่ R_L จนกระทั่งเมื่อสวิตช์ S เปิดวงจร (ภาพที่ 2.1 b) ที่ขดลวด L เกิดการยุบตัวของสนามแม่เหล็กรอบขดลวด จ่ายพลังงานที่ถูกสะสมไว้ให้กับไดโอด D ซึ่งขณะนี้ไดโอด D ได้รับไบแอสตรงเกิดกระแสไหล มีทิศทางคงรูปและเป็นผลทำให้เกิดแรงดันตกคร่อมที่ R_L ในลักษณะที่มีชั่วตรงกันข้ามกับชั่วของแรงดันอินพุท จากการทำงานของวงจรจะเห็นได้ว่าเกิดกระแสเหนี่ยวนำทั้งที่ด้านอินพุท และด้านเอาต์พุท ซึ่งถ้าสวิตช์ S ปิด-เปิดวงจรอย่างต่อเนื่องก็จะทำให้กระแสทั้งสองนี้มีลักษณะเป็นพัลส์ (PULSATING) สังเกตได้ว่าขดลวดจะสะสมพลังงานในช่วงเวลาที่สวิตช์ S ปิดวงจรและจ่ายพลังงานที่สะสมไว้ให้กับโหลดในช่วงเวลาที่สวิตช์ S เปิดวงจรมันเอง

2.1.2 ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ (Forward Converter)

ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ ให้กำลังงานได้ในช่วงเดียวกันกับฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แต่ กระแสที่ได้นั้นจะมีการกระเพื่อมต่ำกว่าอย่างไรก็ตามตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มเข้ามาจะทำให้ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์นั้นมีราคาสูงกว่า

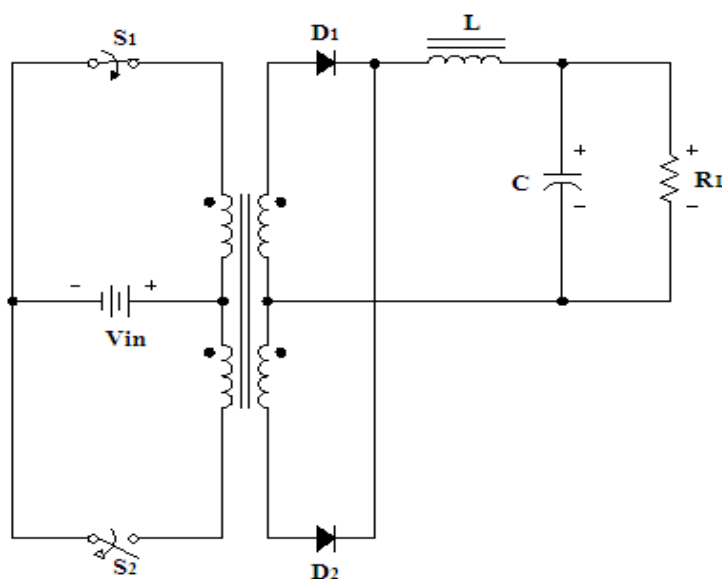


ภาพที่ 2.2 ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์

สำหรับวงจรฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ แสดงดังภาพที่ 2.2 ซึ่งมีหลักการทำงานดังนี้ เมื่อ สวิตช์ S ปิดวงจร (ภาพที่ 2.2 a) กระแสจะไหลผ่านขดลวด L และโหลด R_L ตามทิศทางดังรูป ดังเกตไดโอด D ขณะนี้ได้รับไบแอสกลับ จนกระทั่งสวิตช์ S เปิดวงจร (ภาพที่ 2.2 b) เกิดการยุบตัวของสนามแม่เหล็ก เกิดพลังงานทำให้ขณะนี้ไดโอด D ได้รับไบแอสตรงนำกระแสในทิศทางเดิม เกิดแรงดันตกคร่อม R_L โดยมีขั้วเหมือนกับอินพุท จากการทำงานของวงจรจะพบว่าถ้าสวิตช์ S มีการปิด-เปิดวงจรอย่างต่อเนื่อง จะทำให้กระแสที่เอาท์พุทมีแนวโน้มที่จะไหลได้ต่อเนื่องในส่วน ของไดโอด D ในวงจรมัน โดยทั่วไปจะเรียกว่า “Free-Wheeling Diode”

2.1.3 พูช - พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push-Pull Converter)

พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์เป็นคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถจ่ายกำลังงานได้สูงตั้งแต่ 500 วัตต์ขึ้นไป แต่มีข้อเสียคือมักเกิดการไม่สมมาตรฟลักซ์แม่เหล็กของแกนหม้อแปลงซึ่งจะผลต่อการพังเสียหายของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ได้ง่าย อย่างไรก็ตาม ในปัจจุบันเทคนิคการควบคุมกระแสจะทำให้ลดปัญหานี้ได้ลงดังนั้น พูช - พูลคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสำหรับสวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายที่ต้องการกำลังงานสูง ๆ

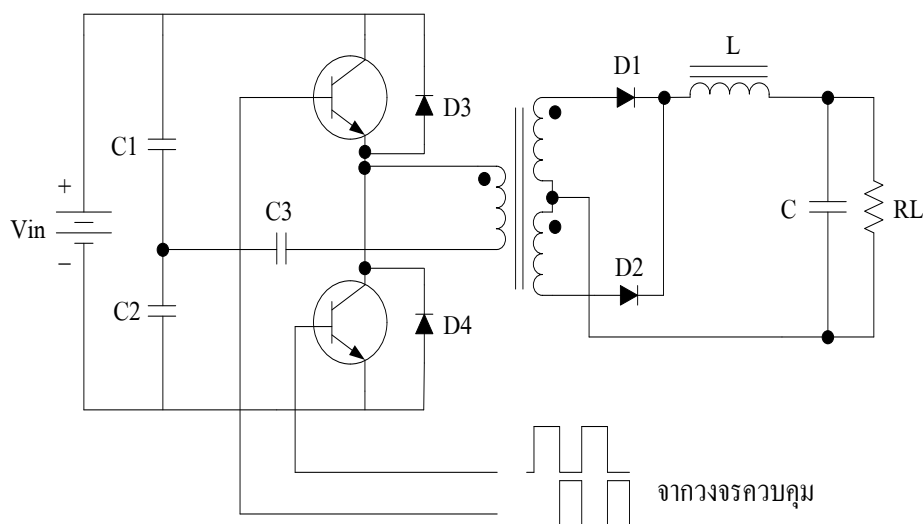


ภาพที่ 2.3 พูช-พูลคอนเวอร์เตอร์

จากภาพที่ 2.3 จะแสดงวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบพูช-พูลซึ่งโดยแท้จริงแล้วก็จะประกอบไปด้วย ฟอว์เวิร์คคอนเวอร์เตอร์ 2 ชุด ทำงานสลับกัน ในลักษณะ พูช-พูล โดยที่สวิตช์ S_1, S_2 จะสลับกันปิดเปิดทำงานตรงกันข้าม

2.1.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half-Bridge Converter)

ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จัดเป็นคอนเวอร์เตอร์ตระกูลเดียวกับพุ่ม - พูลคอนเวอร์เตอร์ และให้กำลังค่อนข้างสูงข้อดีก็คือเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรมีค่าแรงดันตกคร่อมขณะไม่นำกระแสต่ำกว่าคอนเวอร์เตอร์ทั้ง3แบบและลดการเกิดไม่สมมาตรฟลักซ์ได้

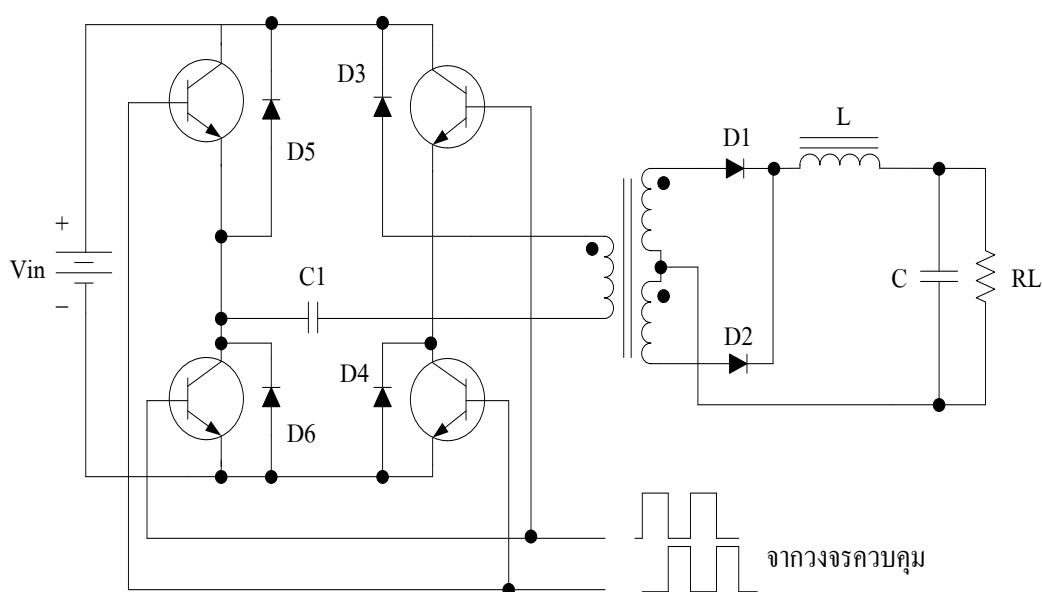


ภาพที่ 2.4 ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากภาพที่ 2.4 จะเห็นได้ว่าหากเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวใดตัวหนึ่งนำกระแส ค่าแรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ตัวที่เหลือจะมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น เมื่อ Q1 และ Q2 สลับกัน กระแสผลที่ได้จะมีลักษณะเดียวกับการทำงานของพุ่ม-พูลคอนเวอร์เตอร์ ยกเว้นค่าแรงดันตกคร่อมขณะทำงานของขดไพรมารีจะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต เนื่องจากผลของการต่อตัวเก็บประจุ C1 และ C2 เพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน กระแสที่ไหลผ่านขดไพรมารีจึงมีค่าสูง ซึ่งเป็นการจำกัดกำลังงานสูงสุดของคอนเวอร์เตอร์ โดยกำลังงานสูงสุดที่ฮาล์ฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์สามารถทำได้จะอยู่ในช่วงไม่เกิน 500 วัตต์

2.1.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Full-Bridge Converter)

ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ในขณะที่ทำงานจะมีแรงดันตกคร่อมขดไพรมารีเท่ากับแรงดันอินพุตแต่แรงดันตกคร่อมเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะมีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุตเท่านั้นและค่ากระแสสูงสุดที่เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์แต่ละตัวนั้นจะมีค่าเป็นเพียงครึ่งหนึ่งของค่ากระแสสูงสุดใน ฮัลฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ที่กำลังขาออกเท่ากัน เนื่องจากข้อจำกัดด้านเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์จะลดน้อยลงไปกำลังงานสูงสุดที่จะได้จากฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึง จะมีค่าได้ตั้งแต่ 500 วัตต์ จนถึง 1,000 วัตต์

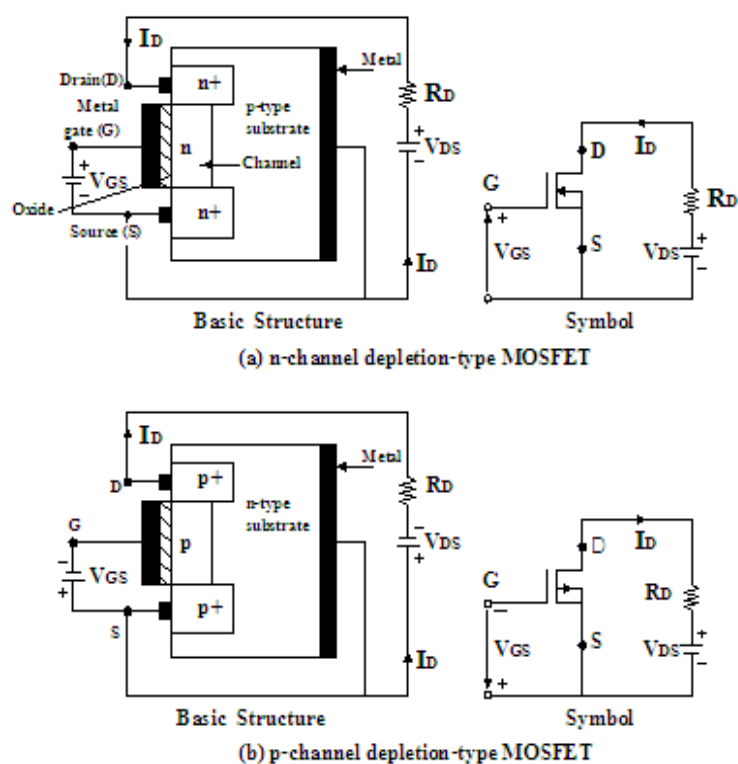


ภาพที่ 2.5 ฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จาก ภาพที่ 2.5 จะเห็นได้ว่ามีเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในวงจรทั้งหมดถึง 4 ตัวแต่จะทำงานสลับกันเป็นคู่ๆ โดย ที่ Q1 จะนำกระแสพร้อมกับ Q4 และ Q2 จะนำกระแสพร้อมกับ Q3 กระแสที่ไหล ผ่านขดไพรมารีของหม้อแปลงจะมีลักษณะเช่นเดียวกับ วงจร ฮัลฟ-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์แต่ข้อ ได้เปรียบของฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์ก็คือขณะทำงานที่ขดไพรมารีจะมีแรงดันตกคร่อม เท่ากับค่าแรงอินพุตกระแสไหล ที่ผ่านขดไพรมารีจึง จะมีค่าต่ำกว่าฟูล-บริดจ์คอนเวอร์เตอร์จึง จะสามารถจ่ายกำลังงานได้สูงกว่าดั่งนั้นสวิตซิ่งเพาเวอร์ชิพหลายที่ต้องการกำลังงาน ที่สูงๆตั้งแต่ 500 วัตต์ ถึง 1,000 วัตต์ นั้น จึงมัก จะ นิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟูล-บริดจ์

2.2 มอสเฟทกำลัง [1][3]

มอสเฟทเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมด้วยแรงดัน และต้องการกระแสอินพุตต่ำมากๆ ความเร็วในการสวิตช์สูง เวลาในการสวิตช์ซึ่งต่ำมากเป็นนาโนวินาที มอสเฟทกำลังได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้งานด้านคอนเวอร์เตอร์ ที่กำลังต่ำ ความถี่สูง มอสเฟทไม่มีปัญหาเกี่ยวกับปรากฏการณ์ Second breakdown เหมือนกับทรานซิสเตอร์ แต่อย่างไรก็ตามมอสเฟทก็มีปัญหาเกี่ยวกับไฟฟ้าสถิตและต้องการการเก็บรักษาอย่างเป็นพิเศษ



ภาพที่ 2.6 มอสเฟทมีด้วยกัน 2 ชนิด

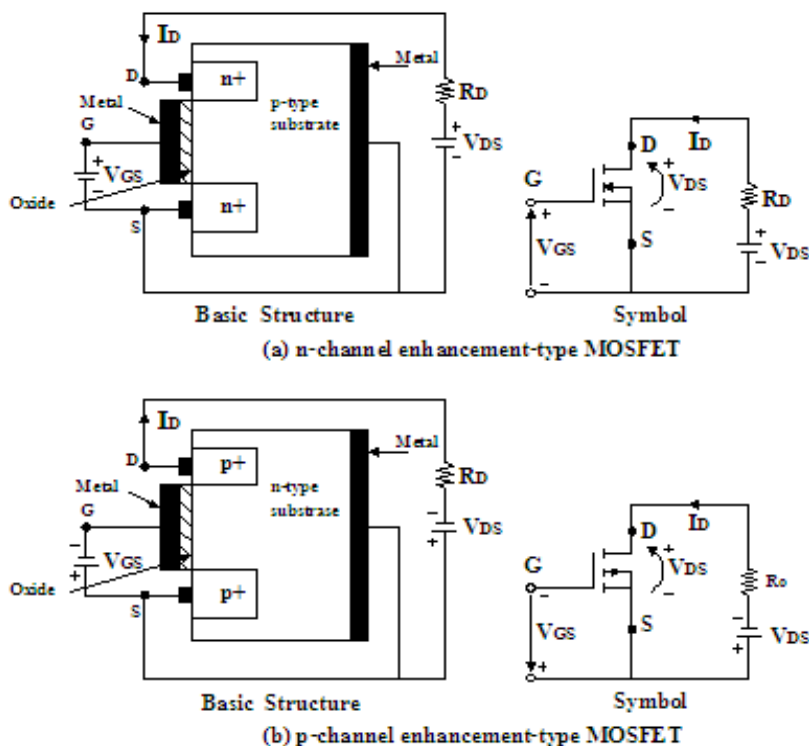
มอสเฟทมีด้วยกัน 2 ชนิดคือ (1) depletion MOSFET และ (2) enhancement MOSFET depletion MOSFET แบบ n-channel จะมีโครงสร้างที่เป็นชั้นสารซิลิคอนชนิด p-type ดังภาพที่ 2.6 (a) และซิลิคอนแบบ n^+ ซึ่งมีความต้านทานต่ำ เกทจะถูกแยกทางไฟฟ้าออกจาก channel ด้วยชั้นของออกไซด์บางๆ ขาทั้งสามของมอสเฟทมีชื่อเรียกว่า เกท (Gate) เดรน (Drain) และซอร์ส (Source) แรงดันที่เกทกับซอร์ส (V_{GS}) นั้นจะเป็นบวกหรือลบก็ได้ ถ้า V_{GS} เป็นลบ อิเล็กตรอนบางส่วนในพื้นที่ของ n-channel จะถูกผลักออกไปและบริเวณปลอดพาหะจะถูกสร้างขึ้นที่ด้านล่าง

ของชั้นของออกไซด์เป็นผลทำให้ channel แคบลงความต้านทานระหว่างเดรนและซอร์ส (R_{DS}) จะสูงขึ้น ถ้า V_{GS} มีค่าเป็นลบมากพอที่จะทำให้ channel ปลอดภัยอย่างสมบูรณ์ซึ่งทำให้ R_{DS} มีค่าสูงขึ้นจนไม่มีกระแสไหลจากเดรนไปยังซอร์ส $I_{DS} = 0$ แล้ว แรงดัน V_{GS} ดังกล่าวเรียกว่า pinch-off voltage, V_p เมื่อ V_{GS} มีค่าเป็นบวก channel จะเริ่มกว้างมากขึ้น I_{DS} เพิ่มขึ้นเนื่องจาก R_{DS} ลดลง สำหรับใน depletion MOSFET แบบ p-channel จะมีขั้วของ V_{DS} , I_{DS} และ V_{GS} ที่ตรงกันข้ามกับ n-channel ใน enhancement MOSFET แบบ n-channel นั้นจะไม่มี channel ดังภาพที่ 2.6 ถ้า V_{GS} เป็นบวกอิเล็กตรอนจะถูกดูดจาก p-type substrate ไปสะสมที่บริเวณผิวของออกไซด์ ถ้า V_{GS} มีค่ามากกว่าหรือเท่ากับ threshold voltage, V_T แล้ว อิเล็กตรอนที่สะสมจะมีปริมาณมากพอที่จะทำให้เกิด n-channel เสมือนขึ้น และทำให้กระแสไหลจากเดรนไปยังซอร์สได้ สำหรับใน p-channel enhancement MOSFET สภาพขั้วของ V_{DS} , I_{DS} และ V_{GS} จะตรงกันข้ามกับ n-channel

2.2.1 ลักษณะสมบัติที่สภาวะ STEADY STATE ของมอสเฟต

มอสเฟตเป็นอุปกรณ์ที่ควบคุมได้ด้วยแรงดัน มีค่าอินพุตอิมพีแดนซ์สูงมากทำให้กระแสเกตไหลต่ำมากเป็นนาโนแอมแปร์ อัตราการขยายกระแสซึ่งเป็นอัตราส่วนระหว่าง กระแสเดรน I_D กับกระแสเกต I_G โดยทั่วไปแล้วจะมีค่าสูงถึง 10^9 อย่างไรก็ตามอัตราการขยายกระแสไม่ได้เป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญ ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์ซึ่งเป็นอัตราส่วนของกระแสเดรนและแรงดันเกตจะเป็นพารามิเตอร์ที่สำคัญกว่า

ลักษณะการโอนย้ายของมอสเฟตแบบ n-channel และ p-channel แสดงดังภาพที่ 2.6 และ 2.7 จะเป็นลักษณะสมบัติทางเอาต์พุตของ enhancement MOSFET แบบ n-channel ซึ่งจะมีการทำงานใน 3 บริเวณ คือ (1) บริเวณ cut-off เมื่อ $V_{GS} < V_T$ (2) บริเวณอิ่มตัวหรือ pinch-off เมื่อ $V_{DS} > (V_{GS} - V_T)$ และ (3) บริเวณเชิงเส้นเมื่อ $V_{DS} < (V_{GS} - V_T)$



ภาพที่ 2.7 สภาวะของมอสเฟต

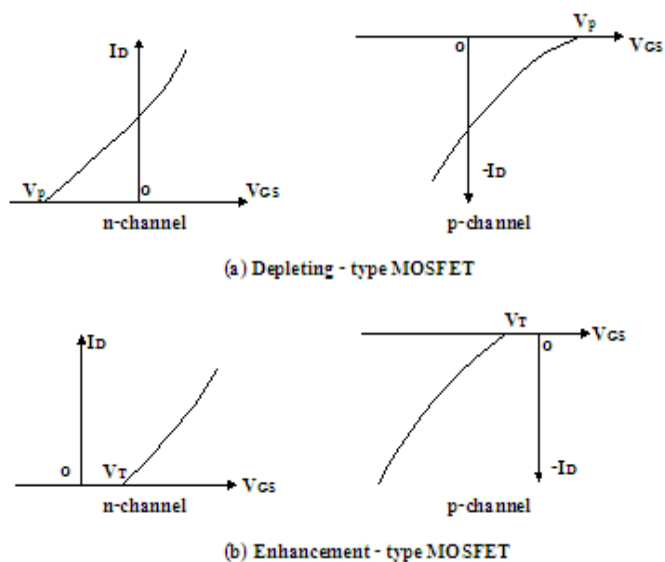
การ pinch-off จะเกิดขึ้นเมื่อ $V_{DS} = V_{GS} - V_T$ ในบริเวณเชิงเส้น กระแส I_D จะเปลี่ยนไปโดยเป็นสัดส่วนกับแรงดัน V_{DS} เนื่องจากกระแสที่สูงและแรงดันต่ำ ทำให้มอสเฟตกำลังทำงานได้ที่เชิงเส้นสำหรับการสวิตชิงในบริเวณอิมิตวกระแสจะมีค่าคงที่เมื่อแรงดัน V_{DS} เพิ่มขึ้น ในบริเวณนั้นมอสเฟตจะถูกนำไปใช้ในการขยายแรงดัน มอสเฟตทั้ง depletion-type และ enhancement-type จะมีโมเดลที่ Steady state ดังภาพที่ 2.8 ค่าทรานคอนดักแตนซ์ g_m หาได้ดังนี้

$$g_m = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta V_{GS}} \right|_{V_{DS} = \text{constant}} \quad (2.1)$$

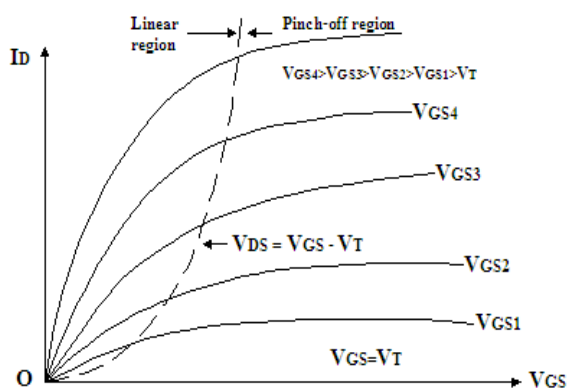
ความต้านทานด้านเอาต์พุต $R_O = R_{DS}$ หาได้จาก

$$R_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D} \quad (2.2)$$

R_{DS} ในบริเวณ pinch-off จะมีค่าสูงกว่าเป็นเมกะโอห์ม และในบริเวณเชิงเส้นจะมีค่าต่ำมากเป็นมิลลิโอห์ม



ภาพที่ 2.8 ลักษณะสมบัติไอออนย้ายของมอสเฟต

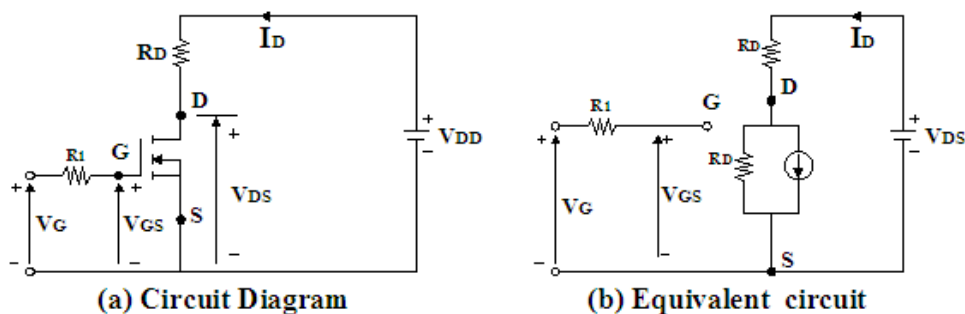


ภาพที่ 2.9 ลักษณะสมบัติทางเอาต์พุตของ Enhancement-type MOSFET

สำหรับ Depletion MOSFET จะทำงานที่แรงดันเกตเป็นบวกหรือลบก็ได้ แต่ Enhancement MOSFET จะตอบสนองที่แรงดันเกตเป็นบวกเท่านั้น มอสเฟตกำลังที่ใช้โดยทั่วไปจะเป็นชนิด Enhancement-Type อย่างไรก็ตาม Depletion-Type MOSFET ก็ยังมีการประยุกต์ใช้ในการออกแบบทางลอจิกที่ต้องการเข้ากันได้กับสวิตช์ DC หรือ AC ซึ่งยังคงทำงานอยู่ได้ เมื่อแหล่งจ่ายลอจิกตกลงจน V_{GS} เป็นศูนย์

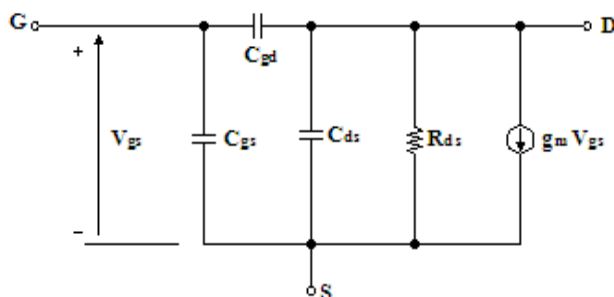
2.2.2 ลักษณะสมบัติการสวิตช์

ถ้าปราศจากสัญญาณที่เกต Enhancement-type MOSFET จะถูกพิจารณาเป็นไดโอด 2 ตัว ต่อเป็นทรานซิสเตอร์ชนิด npn โครงสร้างของเกตจะมีค่าความจุไฟฟ้าแฝงกับซอร์ส C_{gs} และกับเดรน C_{gd} ทรานซิสเตอร์จะมีรอยต่อไบแอสกลับจากเดรนไปยังซอร์สและมีค่าความจุไฟฟ้า C_{ds}



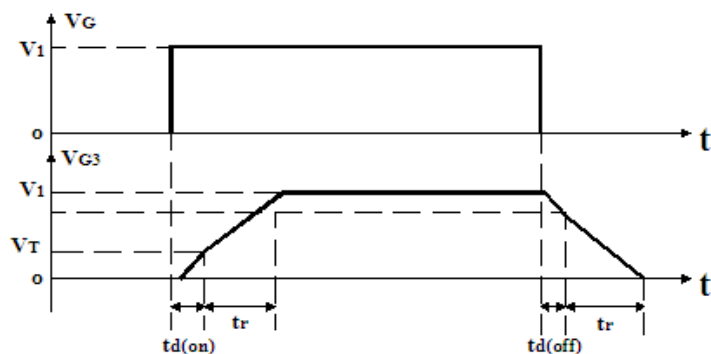
ภาพที่ 2.10 โมเดลการสวิตช์ที่ Steady State ของมอสเฟต

โมเดลสวิตช์ของมอสเฟตแสดงดังรูปที่ 2.11 รูปสัญญาณในการสวิตช์แสดงดังภาพที่ 2.12



ภาพที่ 2.11 โมเดลสวิตช์ของมอสเฟต

จากภาพที่ 2.11 Turn-On Delay Time, $t_{d(on)}$ เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุ C_{gs} จนแรงดันถึงระดับ threshold voltage rise time, t_r เป็นเวลาที่ใช้ในการประจุเกตจากแรงดันที่ Threshold Voltage จนถึงแรงดันเกตสูงสุดซึ่ง จะใช้ในการขับมอสเฟตให้อยู่ในบริเวณเชิงเส้น Turn-Off Delay Time, $t_{d(off)}$ เป็นเวลาที่ใช้ในการคายประจุเกตจากระดับแรงดันเกต V_1 จนมอสเฟตทำงานที่บริเวณ Pinch-Off Fall Time, t_f เป็นเวลาที่ใช้ในการคายประจุเกตจากบริเวณ Pinch-Off จนแรงดันถึงระดับ Threshold-Voltage ถ้า $V_{GS} < V_T$ มอสเฟตจะหยุดนำกระแส

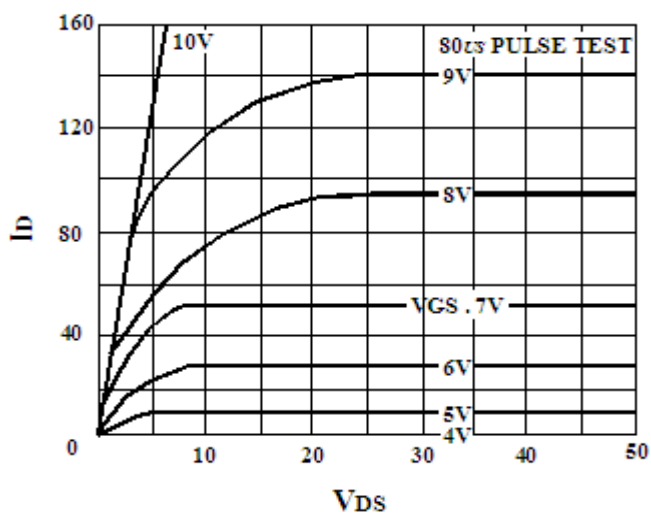


ภาพที่ 2.12 รูปสัญญาณในการสวิตซ์ิ่งของมอสเฟต

2.2.3 พารามิเตอร์ในการทำงานของมอสเฟต

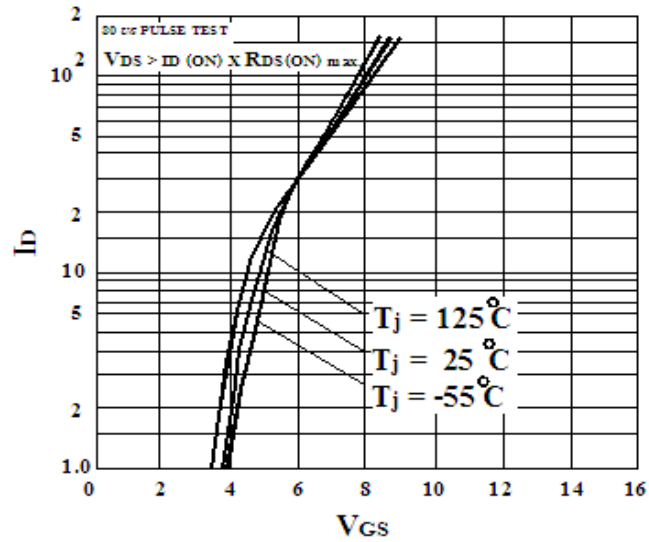
จากกราฟของ I_D เทียบกับ V_{DS} ที่ค่า V_{GS} ต่างๆ กันดังภาพที่ 2.13 จากกราฟแรงดัน Threshold Voltage, V_T จะมีค่าเท่ากับ 4 V และในการทำให้แรงดัน V_{GS} มีค่าคงที่ไว้ทำให้กระแส I_D มีค่าเกือบจะคงที่ ที่บริเวณ Pinch-Off เนื่องจากความต้านทานในขณะทำงาน On-State

Resistance ($R_{DS} = \frac{\Delta V_{DS}}{\Delta I_D}$) มีค่าโดยประมาณคงที่



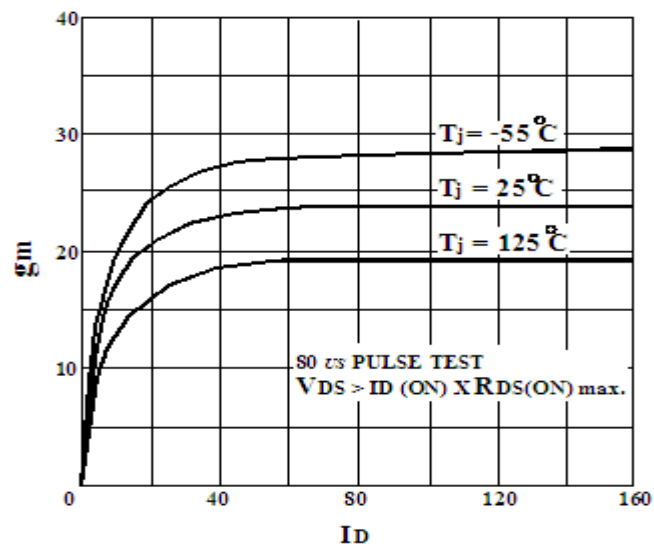
ภาพที่ 2.13 ลักษณะสมบัติทางเอาท์พุท

Transfer Characteristic เป็นกราฟของ I_D เทียบกับ V_{GS} ซึ่งแสดงดังภาพที่ 2.14



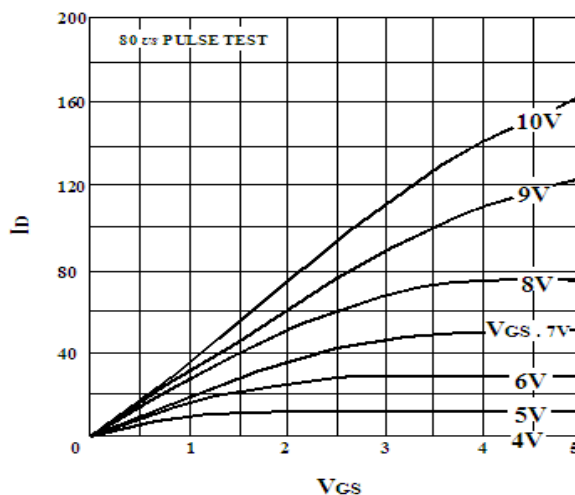
ภาพที่ 2.14 ลักษณะสมบัติไอออนย้าย

Transconductance, g_m เป็นค่าที่ได้จาก Transfer characteristic ดังภาพที่ 2.15



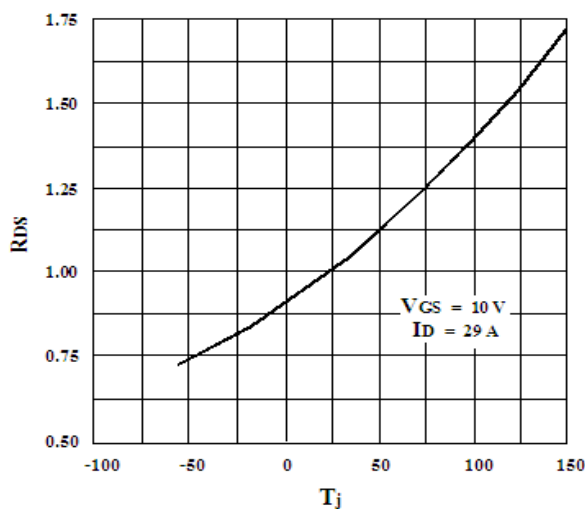
ภาพที่ 2.15 ค่าทรานส์คอนดักแตนซ์เทียบกับกระแสเดรน

ลักษณะสมบัติเชิงเส้น Linear Characteristic เป็นลักษณะสมบัติทางเอาท์พุทที่ค่า V_{DS} ต่ำๆ ซึ่งเป็นสิ่งสำคัญสำหรับนำไปใช้ในงานสวิตซิ่ง จากการที่ V_{DS} มีค่าต่ำในบริเวณเชิงเส้นจึง มักจะกำหนดเป็นลักษณะสมบัติอิมิตัว Saturation Characteristic ดังภาพที่ 2.16

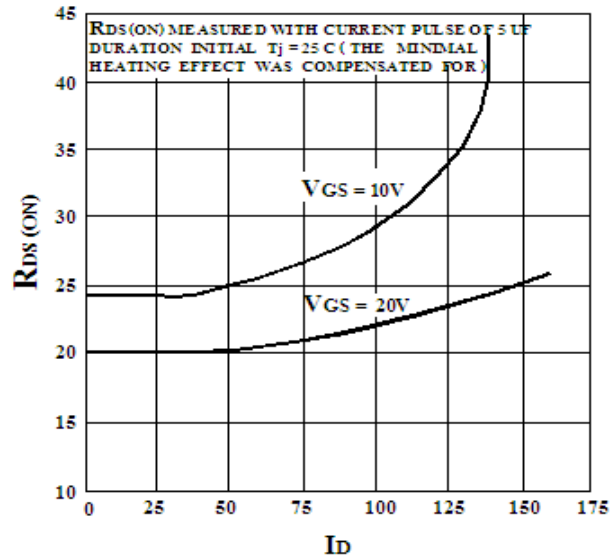


ภาพที่ 2.16 ลักษณะสมบัติอิมิตัว

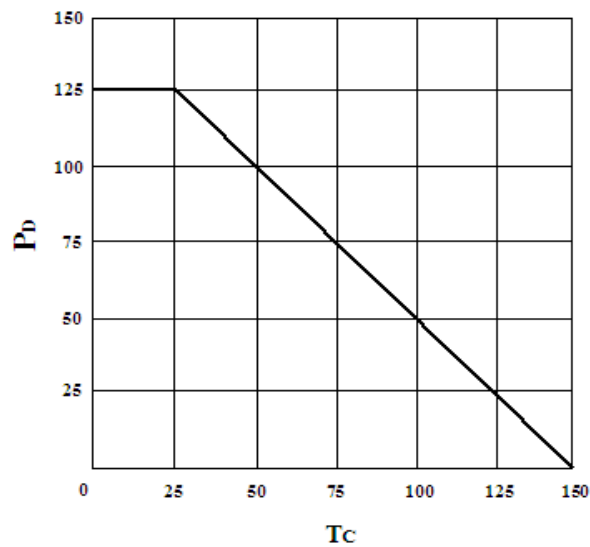
ความต้านทานขณะทำงาน On-State Resistance, R_{DS} ค่า R_{DS} เป็นการแสดงถึงการ สิ้นเปลืองกำลังไฟฟ้าในขณะที่มอสเฟทนำกระแส R_{DS} จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นเมื่ออุณหภูมิที่ รอยต่อ, T_j เพิ่มขึ้นดังภาพที่ 2.17 การเพิ่มขึ้นของ R_{DS} ที่ค่า I_D และ V_{DS} ต่างๆ กัน ดังภาพที่ 2.18 จะไม่เป็นเชิงเส้น กำลังไฟฟ้่าที่สิ้นเปลือง $P_D = R_{DS} I_D^2 = V_{DS} I_D$ ซึ่งจะมีค่าลดลง เมื่ออุณหภูมิที่ ตัวถึงเพิ่มขึ้น ดังภาพที่ 2.19



ภาพที่ 2.17 ค่าความต้านทานขณะทำงานเทียบกับอุณหภูมิที่รอยต่อ

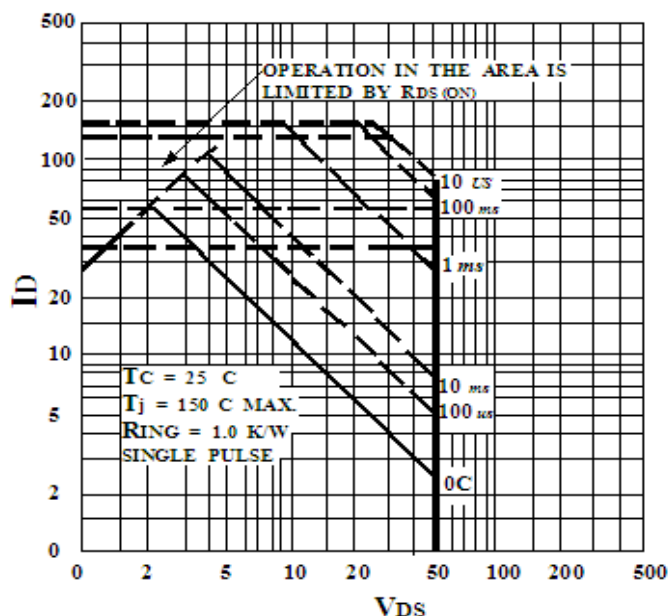


ภาพที่ 2.18 ค่าความต้านทานขณะทำงานเทียบกับกระแสเดรน



ภาพที่ 2.19 ค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียเทียบกับอุณหภูมิที่ตัวถัง

พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัย Safe Operating Area, SOA แสดงดังภาพที่ 2.20 ซึ่งจะแสดงถึงค่าของ I_D สูงสุดกับค่าของ V_{DS} สูงสุด ในขณะที่มอสเฟตสวิตช์ปิดวงจร และสวิตช์เปิดวงจร โดยจะเป็นขีดจำกัดทางอุณหภูมิ สำหรับมอสเฟตจะไม่มีปรากฏการณ์ Second Breakdown แต่จะมีข้อจำกัดของกระแส I_D ที่ค่า V_{DS} ต่ำๆ เนื่องจากความต้านทานในขณะทำงานเพิ่มขึ้น สำหรับการงานในช่วงสั้นๆ ขอบเขตของ SOA จะกว้างขึ้นคือ V_{DS} กับ I_D มีค่ามากขึ้นนั่นเอง โดยปกติ SOA จะกำหนดไว้ที่ $T = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$



ภาพที่ 2.20 พื้นที่การทำงานที่ปลอดภัยที่สุด

2.3 การควบคุมระดับแรงดันแบบ PWM [3]

การควบคุมความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulated , PWM) ในการควบคุมแรงดันให้คงที่ของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งโดยทั่วไปจะใช้เทคนิคการควบคุมความกว้างพัลส์ (PWM) ซึ่งเป็นการควบคุมโดยเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาที่อยู่ปรกรมส์วิตซ์อิล็กทรอนิกส์ เช่น ทรานซิสเตอร์ , มอสเฟท หรืออื่นๆ นั้นนำกระแส เป็นผลให้เกิดการควบคุมแรงดันที่เอาท์พุทให้ได้ค่าที่ต้องการ ซึ่งข้อดีของการควบคุมแรงดันแบบ PWM คือ สามารถรักษาระดับแรงดันให้มีความคงที่สูง เพราะมีการป้อนกลับระดับแรงดันจากเอาท์พุทมาใช้ในการควบคุมด้วย รวมทั้งทำให้เกิดความสูญเสียกำลังงานในการควบคุมแรงดันต่ำส่งผลให้มีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิขณะใช้งานสูง ลักษณะการทำงานของ PWM โดยทั่วไปมีอยู่ 3 ลักษณะ คือ

1. เปลี่ยนแปลงทั้งความถี่ และความกว้างของพัลส์ (Variation Of Both Frequency and Pulse Width)
2. เปลี่ยนแปลงความถี่ โดยความกว้างของพัลส์คงที่ (Constant Pulse Width With Variable Frequency)
3. เปลี่ยนแปลงความกว้างของพัลส์โดยที่ความถี่คงที่ (Constant Frequency With Variable Pulse Width)

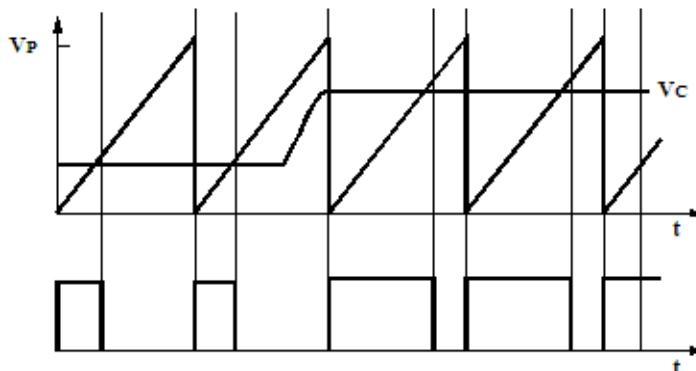
การทำงานทั้ง 3 ลักษณะนี้มีข้อดีข้อเสียที่แตกต่างกันไป การทำงานในลักษณะที่ 2 และ 3 จะดีกว่าการทำงานในลักษณะที่ 1 เนื่องจากจะสามารถกำหนดความถี่หรือช่วงเวลา t_{on} ที่จะทำให้ สวิตซ์เรกกูเลเตอร์ ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดได้แต่แบบที่ 1 นั้นความถี่และความกว้าง ของพัลส์กำหนดขึ้นเองจากวงจรจึงอาจจะไม่ใช่ความถี่ที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการทำงานก็ได้ ดังนั้นวงจร PWM ส่วนใหญ่จึงใช้การทำงานในลักษณะที่ 2 หรือลักษณะที่ 3 เสียเป็นส่วนใหญ่

ในปัจจุบันวงจร PWM ได้ถูกพัฒนาให้เป็นวงจรสำเร็จรูปใน ไอซี ตัวเดียวเหมาะสำหรับ ใช้งานในด้านแหล่งจ่ายไฟโดยเฉพาะ ซึ่งการใช้งานของ ไอซี เหล่านี้สามารถใช้งานได้ง่าย โดยต่อ อุปกรณ์เพิ่มเติมภายนอกเพียงเล็กน้อย เพื่อใช้เป็นตัวกำหนดจุดทำงานของ PWM นั้น เพื่อให้การ ทำงานของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตซ์ที่มีความสมบูรณ์มากขึ้น อาจจะมีเพิ่มเติมวงจรสำหรับระบบต่างๆ เช่น วงจรเปรียบเทียบสำหรับป้องกันกระแสหรือแรงดันเกิน

2.3.1 หน้าทีของวงจร (Pulse Width Modulated , PWM)

หน้าทีของวงจร Pulse Width Modulation (PWM) ก็คือ ทำการเปลี่ยนค่าแรงดัน ไฟฟ้าด้าน ออกของวงจรขยายความคลาดเคลื่อนที่ถูกชดเชย (วงจรขยายความผิดพลาดที่ได้ชดเชยแล้ว) ให้ กลายเป็นค่าตัวตี่ไซเคิลเพื่อไปขับขาเกทของสวิตซ์ แรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจร (V_c) จะถูก นำไปเปรียบเทียบกับสัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อย (Sawtooth Waveform) ที่มีขนาดเท่ากับ V_p ดัง แสดงในภาพที่ 2.21 แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีวงจร PWM เมื่อแรงดันไฟฟ้า V_c มีค่ามากกว่า แรงดันไฟฟ้าของสัญญาณรูปคลื่นฟันเลื่อย และจะมีค่าเท่ากับศูนย์ เมื่อแรงดันไฟฟ้า V_c มีค่าน้อย กว่าแรงดันไฟฟ้าของสัญญาณรูปฟันเลื่อย

ในกรณีที่แรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรคอนเวอร์เตอร์มีค่าลดต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิง แรงดันไฟฟ้าคลาดเคลื่อนที่ได้จากการเปรียบเทียบระหว่างแรงดัน ไฟฟ้าทั้งสองค่าจะมีค่าเพิ่มขึ้น เป็นผลทำให้แรงดันไฟฟ้า V_c มีค่าเพิ่มขึ้น ทำให้ค่าตัวตี่ไซเคิลมีค่าเพิ่มขึ้น และด้วยค่าตัวตี่ไซเคิล ที่เพิ่มขึ้นจะส่งผลให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจร คอนเวอร์เตอร์ มีค่าเพิ่มขึ้น จนกระทั่งได้ค่า แรงดันคลาดเคลื่อนเท่ากับที่ออกแบบ และในทำนองกลับกันกรณีที่แรงดัน ไฟฟ้าด้านออกของวงจร คอนเวอร์เตอร์ มีค่าเพิ่มขึ้น จะเป็นผลทำให้ค่าตัวตี่ไซเคิลจะมีค่าลดลง



ภาพที่ 2.21 กระบวนการ PWM จะมีค่าแรงดันด้านออกก็ต่อเมื่อแรงดัน V_c ที่ออกจากวงจรขยาย ความคลาดเคลื่อนที่ถูกชดเชย มีค่าสูงกว่าค่าของสัญญาณรูปสามเหลี่ยม

2.4 คอนเวอร์เตอร์ฮาล์ฟบริดจ์แบบสามระดับ (Three Level Half-Bridge Converters)

คอนเวอร์เตอร์ฮาล์ฟบริดจ์แบบสามระดับ โดยคอนเวอร์เตอร์ใช้ตัวเก็บประจุในส่วน เบื้องต้นเพื่อไปยังการควบคุมคลื่นเฟส และในหนทางนี้ได้รับ สำหรับสวิตช์ทั้งหมดเบื้องต้นของ การทดลองชุดวงจร คอนเวอร์เตอร์ถูกวิเคราะห์และสรุป ได้ว่าต้นแบบ ในการทดลอง มีกำลังไฟฟ้า 1000 วัตต์ และความถี่ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ ใครงานนี้จะใช้วิธีการทางเทคนิคต่างๆ

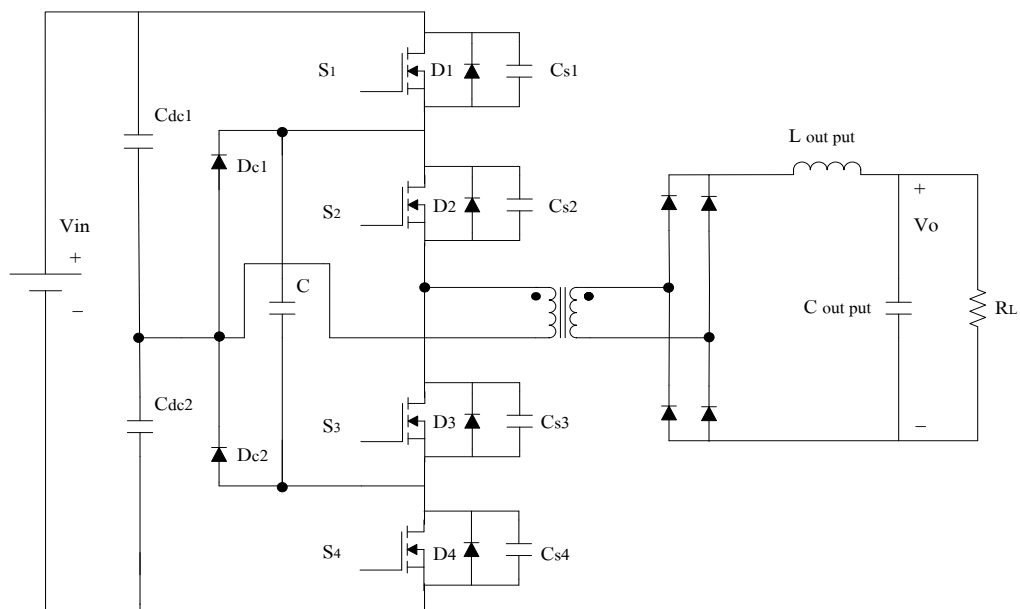
เพื่อจะเป็นสภาวะความสำคัญสำหรับการดำเนินการในขั้นต่อไปของระบบพลังงานที่ ได้รับจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าสามเฟสสำหรับการประยุกต์ใช้ในความถี่ ระดับสูง เครื่องมือที่ใช้ในการ แก๊วและเสริมสวิตช์ในงานที่ใช้ไฟฟ้าสามเฟสเป็นที่น่าสนใจสำหรับในสภาวะสามารถยินยอมกับ มาตรฐานที่กล่าวมาแล้ว จะมีความเรียบง่าย และมีประสิทธิภาพ แต่อย่างไรก็ตามเพื่อที่จะลดการ กระเพื่อมของคลื่นฮาร์โมนิกในเครื่องมือที่ใช้ในการแก๊วเสริมสวิตช์เดี่ยวในแรงดันไฟฟ้าสามเฟส ที่ออกมาจะมีการเพิ่มการตอบรับแรงดันที่เข้า ดังนั้นการเพิ่มขึ้นในแรงดันเข้าเพิ่มแรงดันผ่านเข้าใน วงจรคอนเวอร์เตอร์ ฮาล์ฟบริดจ์แบบสามระดับ สำหรับกำลัง งานที่ได้ใน ระดับนี้ คอนเวอร์เตอร์ ฮาล์ฟบริดจ์แบบสามระดับ มักจะถูกดำเนินการกับ โครงสร้างวงจรฟลูบริดจ์ ในกรณีนี้สวิตช์แต่ละ ตัวจะเพิ่มแรงดันได้เต็มที่ในระดับแรงดันนี้ จะมีใช้ มอสเฟท หม้อแปลงที่มีระดับความถี่สูง อาจจะ เพิ่มการสูญเสียของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ฮาล์ฟบริดจ์แบบสามระดับ หน้าที่ระดับ กำลังงานขนาดนี้ เป็นการใช้อุปกรณ์ที่มี การทนแรงดันได้สูงๆ แต่อย่างไรก็ตามในกรณีนี้ความถี่ในการเปิดปิดต้อง ลดลงและด้วยเหตุนี้กำลังงานของคอนเวอร์เตอร์ จะขึ้นอยู่กับการจัดวงจรภายใน

เรื่องนี้แสดงถึงคอนเวอร์เตอร์ ฮัลไฟบริคจ์แบบสามระดับ การเปิดปิดกระแสซึ่งคงลักษณะเฉพาะเพื่อลดแรงดัน ที่ผ่านสวิตช์หลัก ให้การดำเนินการสำหรับสวิตช์ทั้งหมดและการควบคุมโดยการใช้ตัวควบคุมเลื้อนเฟสที่รู้จักกันดี ส่วนการทดลองและการวิเคราะห์ของการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ภายหลังจะมีผลการทดลองของ คอนเวอร์เตอร์ฮัลไฟบริคจ์แบบสามระดับ

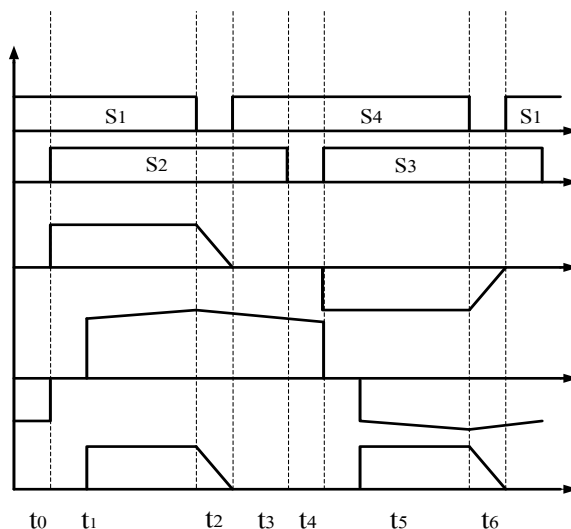
2.4.1 คอนเวอร์เตอร์ DC/DC สามระดับ

ในส่วนนี้ การปฏิบัติการพื้นฐานของคอนเวอร์เตอร์ ฮัลไฟบริคจ์แบบสามระดับ ถูกนำมาแสดงให้ดู คอนเวอร์เตอร์และไดอะแกรมเวลาแสดงในภาพที่ 2.22 ตามลำดับจะเห็นได้ว่า โครงสร้าง คอนเวอร์เตอร์ฮัลไฟบริคจ์แบบสามระดับ ในความแตกต่างหลักการรวมของเครื่องมือการสะสมประจุไฟฟ้า C_{ss} เพื่ออนุญาตการปฏิบัติการสำหรับสวิตช์ทั้งหมดกับการควบคุมเลื้อนเฟส

คอนเวอร์เตอร์มี 6 สภาวะของการปฏิบัติการระหว่างวงจรสวิตช์แบบครึ่ง อย่างที่ถูกต้องถึงก่อนหน้านี้ วงจรใช้ตัวควบคุมชีพเฟสในสวิตช์ทั้งหมดที่ดำเนินการกับวงจรการทำงาน 50% หรือใกล้เคียง เมื่อมีการเลื้อนเฟสระหว่าง S_1 และ S_2 หรือ S_3 และ S_4 ถูกกำหนดให้ดำเนินการของวงจรคอนเวอร์เตอร์ วงจรที่เท่าเทียมกันสำหรับสภาวะอื่นๆของการทดลองดังแสดงในภาพที่ 2.22



ภาพที่ 2.22 สภาวะของการปฏิบัติการระหว่างวงจรสวิตช์แบบครึ่ง



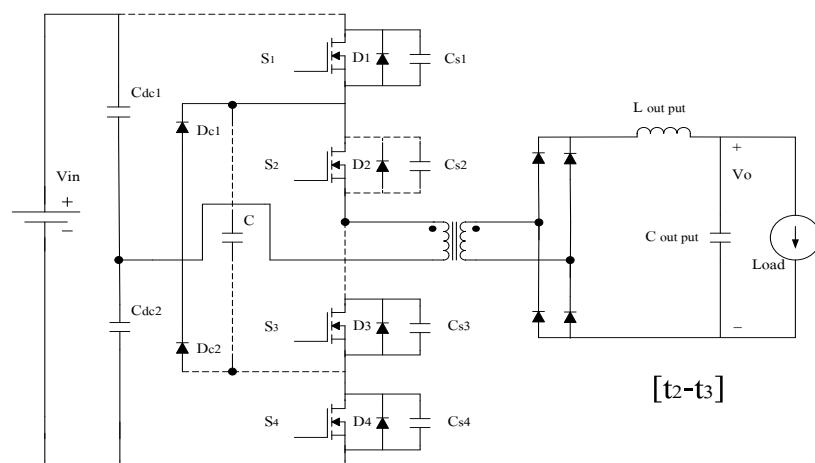
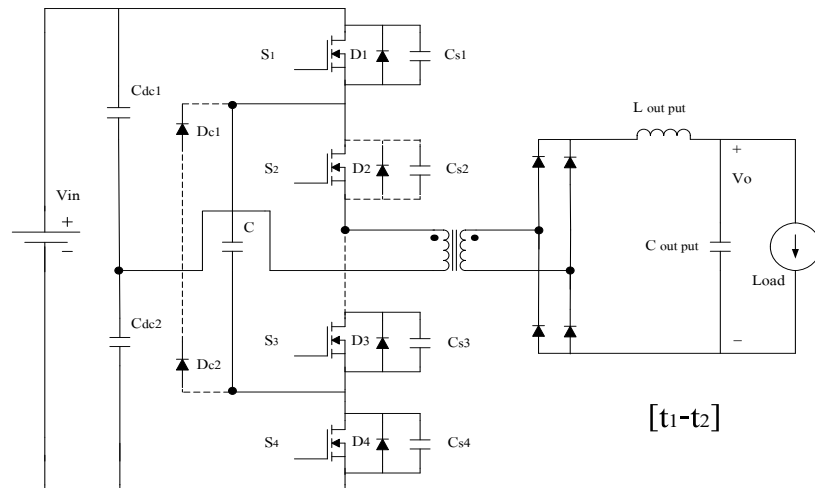
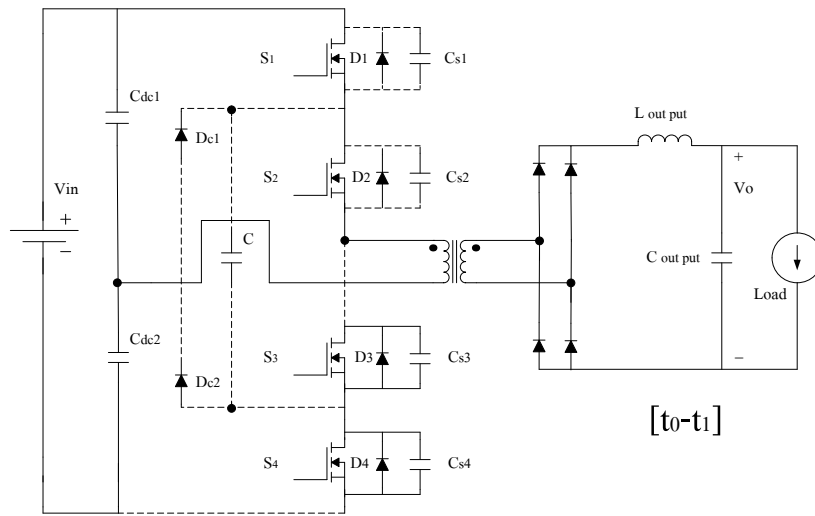
ภาพที่ 2.22 (ต่อ)

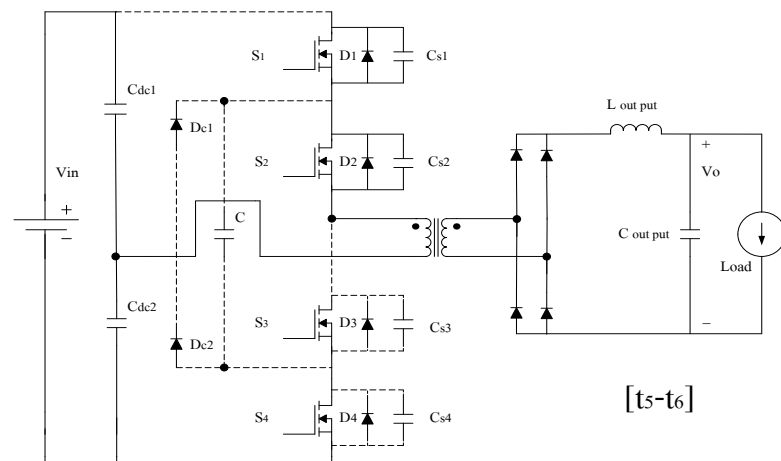
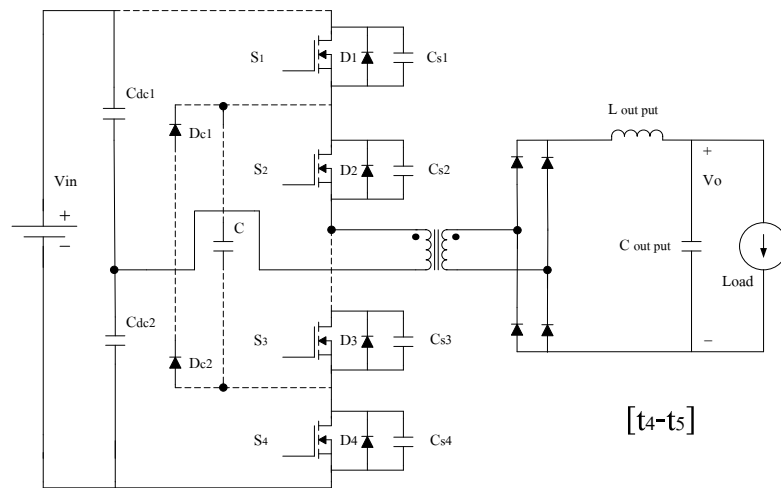
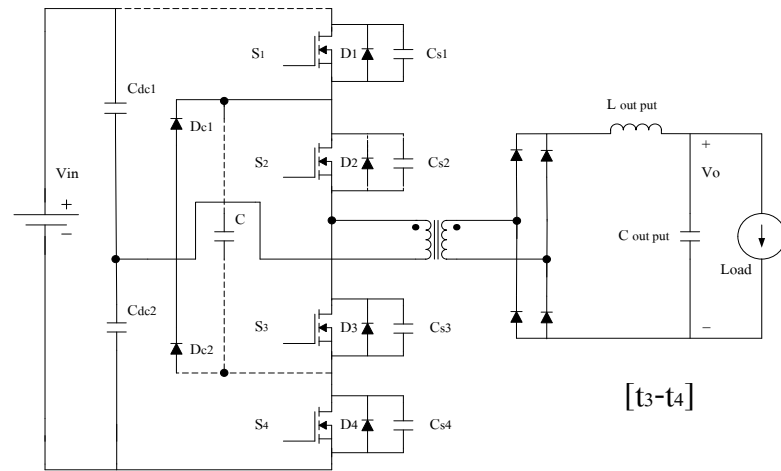
[t0-t1]: ในสถานะที่ S1,S2,S3,S4 Open ไฟที่จ่าย V_{in} 540vdc จะไม่ไหลผ่าน S1,S2,S3,S4 ไปได้ไฟ จะไหลผ่าน Cd1 ลงไป Cd2 แล้ววิ่งเข้าที่ขั้วลบ เป็นการทำงานที่ครบวงจร

[t1-t2]: เมื่อ S1 On ไฟจะเข้ามาทางด้าน V_{in} 540Vdc จะไหลผ่าน S1 แต่จะไม่ไหลผ่าน S2 เพราะ S2 ไม่ได้ On Switch ไฟจะไหลจาก S1 ลงมายัง C ไหลผ่านมาถึงขั้วของ S4 และ S3 แต่ไม่สามารถไหลผ่าน S4, S3 ได้เพราะ S4, S3 ไม่ได้ On แต่เมื่อ S2 On ไฟจะไหลผ่าน จาก S1 เข้า S2 ไหลผ่านไปยังหม้อแปลงความถี่สูงด้านบวกแล้วออกด้านลบไหลผ่าน Cd1 และ Cd2 ในสถานะนี้ Cd1 และ Cd2 จะได้รับไฟเข้าเป็น $V_{in}/2$ ไฟจะไหลแบบนี้จนกระทั่ง S1 ตัดการทำงาน

[t2-t3]: เมื่อ S4 ทำงานพร้อมกับ S2 $V_{in}/2$ ที่ได้รับจากการไหลผ่านของ S1 จะไหลผ่าน S4 ไหลผ่าน Cd1 และ Cd2 เข้า S2 แล้วเข้าหม้อแปลงความถี่สูงออก Cd1 และ Cd2 เป็น $V_{in}/2$ จนกระทั่ง S2 ตัดการทำงาน

[t3-t4]: เมื่อ S4 ทำงานก่อนแล้ว S3 ทำงานตามหลังไฟที่ได้จาก $V_{in}/2$ จะไหลผ่าน S4 ไหลผ่าน S3 ในสถานะนี้หม้อแปลงความถี่สูงจะกลับขั้วบวกเป็นขั้วลบ และจะกลับขั้วลบเป็นขั้วบวกไฟจาก S3 จะไหลผ่านด้านบวกไปด้านลบแล้วออก Cd1 และ Cd2 เป็น $V_{in}/2$ การทำงานจะเป็นแบบนี้เรื่อยๆ จนกระทั่ง S4 ตัดการทำงาน



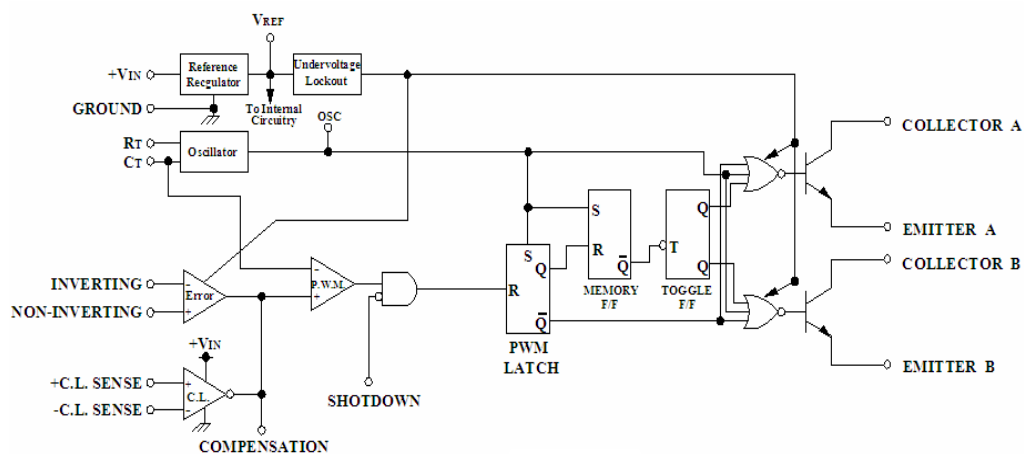


ภาพที่ 2.23 การทำงานของสวิตช์แต่ละตัว

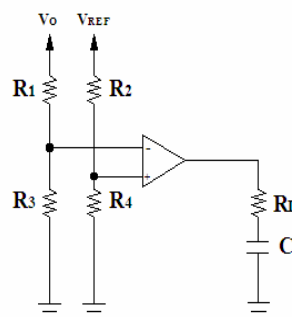
2.5 การเลือกใช้งานไอซีสำเร็จรูปในงาน PWM [2][3]

2.5.1 ไอซีเบอร์ CA3524

ในการเลือกใช้อิซีสำเร็จรูปที่ใช้ในงาน PWM จะมีอยู่หลายเบอร์แต่ในที่นี้จะแนะนำ ไอซีของบริษัท National Semiconductor เบอร์ CA 1524 / CA 2524 / CA3524 เป็นตัวอย่างมาพอสังเขป และDATA SHEET ของ CA 1524 / CA 2524 / CA3524 แสดงในภาพที่ 2.24 วงจรภายในของไอซีทั้ง 3 เบอร์นั้นจะอยู่ในลักษณะเดียวกัน แต่จะแตกต่างกันเพียงอุณหภูมิที่ใช้งาน หรือลักษณะรูปร่างภายนอกเท่านั้น ในส่วนนี้จะกล่าวถึงเฉพาะ CA3524 เพียงเบอร์เดียวโดย CA3524 มีอุณหภูมิที่ใช้งานอยู่ในย่าน 0 ถึง 70 °C และลักษณะรูปร่างนอกเป็นลักษณะ DIP 16 ขาดังแสดงในภาพที่ 2.25 (a) และภาพที่ 2.25 (b) แสดงลักษณะทางไฟฟ้า

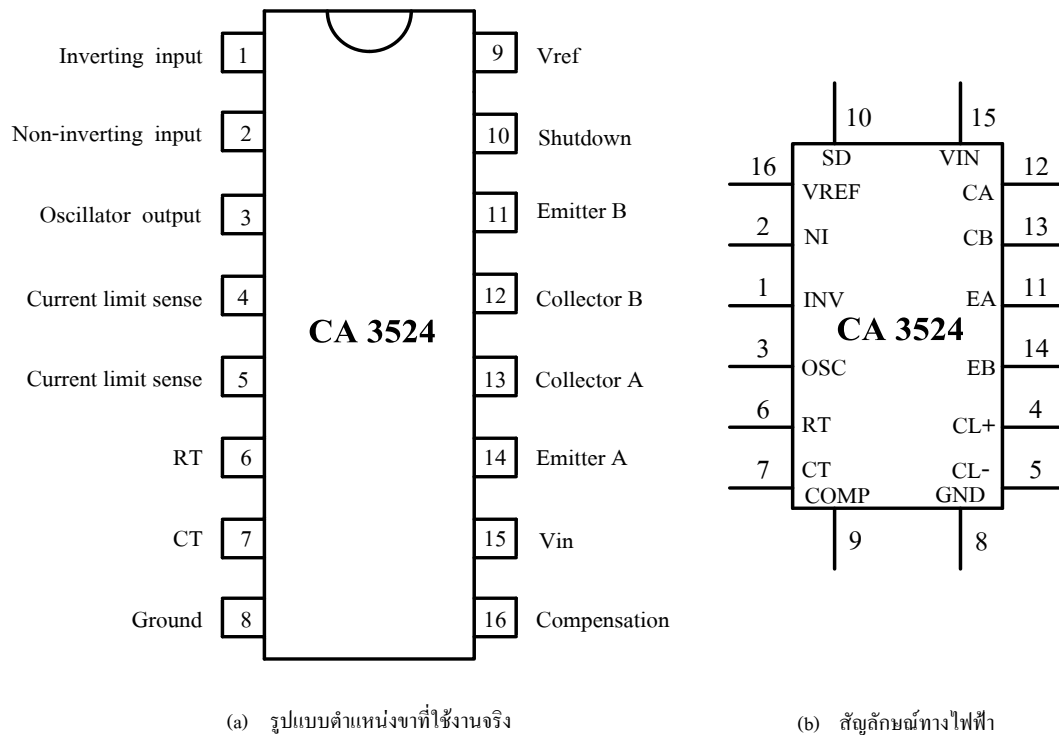


(a) IC PWM เบอร์ CA 3524



(b) วงจรภายนอกสำหรับ Error Amplifier

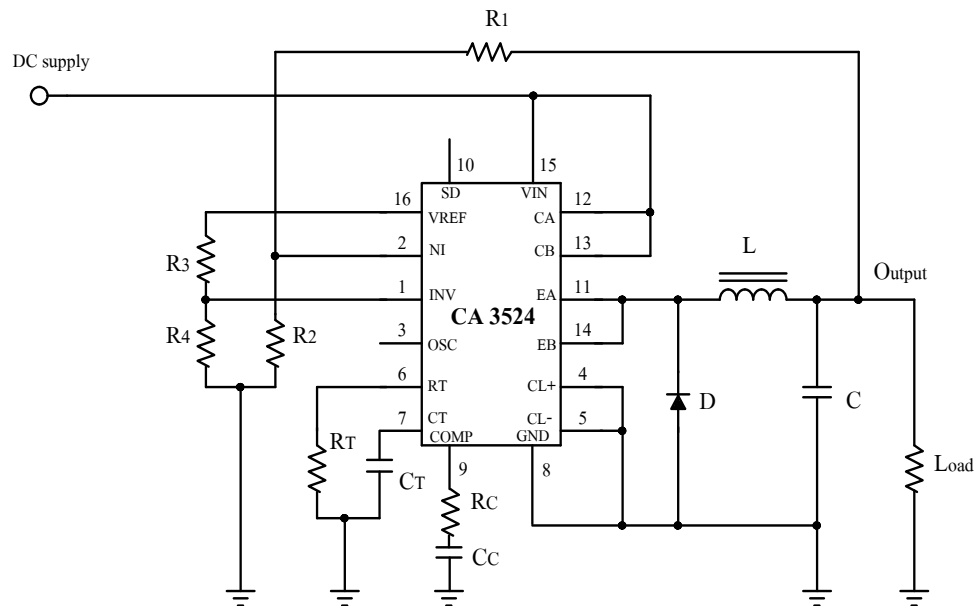
ภาพที่ 2.24 (a) วงจรภายในของไอซีเบอร์ CA 3524 (b) วงจรภายนอกสำหรับ Error Amplifier



ภาพที่ 2.25 แสดงขาที่ใช้งานของไอซีเบอร์ CA 3524

2.5.2 การใช้งานของไอซีเบอร์ CA 3524

ไอซีเบอร์ CA 3524 ต้องการไฟเลี้ยงระหว่าง 8 V ถึง 40 V โดยต่อแรงดันไฟเลี้ยงบวกจะเข้าที่ขา 15 และต่อขา 8 ลงกราวด์ เพื่อที่จะให้ไอซีมีการทำงานที่แน่นอน ดังนั้นแรงดันไฟเลี้ยงควรจะต้องมีการเรกกูเลเตอร์ให้เรียบร้อยก่อนที่ขา 12 และ 13 จะมีทรานซิสเตอร์ขับเอาท์พุทอยู่ 2 ตัว ให้ผู้ใช้ต่อออกไปใช้งาน ซึ่งลักษณะการสวิตซ์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสองตัวนั้นจะสวิตซ์ตรงกันข้าม โดยแต่ละตัวสามารถจ่ายกระแสเอาท์พุทได้ 100 mA และถ้าต่อในลักษณะขนานกันก็จะจ่ายกระแสเอาท์พุทรวมได้ 200 mA แต่ถ้าต้องการใช้งานที่ต้องการกระแสเอาท์พุทสูงกว่านี้ก็จะทำได้โดยง่ายเพียงต่อทรานซิสเตอร์ภายในไอซีเบอร์ CA 3524 ให้ไปขับทรานซิสเตอร์สวิตซ์ซึ่งภายนอกเพื่อที่สามารถจ่ายกระแสได้สูงกว่าเท่านั้นเอง ไอซีเบอร์ CA 3524 ยังสามารถใช้เป็นเรกกูเลเตอร์แบบ Step-Down เรกกูเลเตอร์แบบ Step-Up หรือ เรกกูเลเตอร์แบบ Voltage Inverting ได้โดยใช้ไอซีเพียงตัวเดียวกับอุปกรณ์ภายนอกอีกชนิดหนึ่งในรูปแบบของวงจรไอซีเบอร์ CA 3524 ใน PWM ก็เหมือนกับวงจรเรกกูเลเตอร์ทั่วไป



ภาพที่ 2.26 ไอซีเบอร์ CA 3524 ในงานเรกกูเลเตอร์แบบ Step-down

2.5.3 ไอซีเบอร์ CA 3524 ในงานเรกกูเลเตอร์แบบ Step-down

วงจรเรกกูเลเตอร์แบบ Step-down พื้นฐานที่ใช้ไอซีเบอร์ CA 3524 จะแสดงดังภาพที่ 2.26 เนื่องจากในการขับกระแสในวงจรนี้จะใช้ทรานซิสเตอร์ภายใน ไอซีเบอร์ CA 3524 เป็นตัวขับกระแสจึงทำให้วงจรนี้จ่ายกระแสเอาต์พุตได้ต่ำประมาณ 200 mA โดยต่อทรานซิสเตอร์ภายในทั้งสองตัวในลักษณะขนานกันคือที่ขาคอลเลกเตอร์ของทรานซิสเตอร์ทั้งสอง (ขา 12 และขา 13) จะต่อกับแหล่งจ่ายไฟตรง DC SUPPLY และขาอิมิตเตอร์ทั้งสอง (ขา 11 และขา 14) ต่ออยู่กับตัวเหนี่ยวนำ L ขา 1 เป็นตัว INVERTING INPUT ของ ERROR AMPLIFIER รับสัญญาณป้อนกลับจากเอาต์พุตการแบ่งแรงดันของตัวต้านทาน R_1 และ R_2

ไอซีเบอร์ CA 3524 จะควบคุมความกว้างของพัลส์เพื่อให้แรงดันป้อนกลับนี้มีขนาดเท่ากับแรงดันอ้างอิง V_{ref} ที่จ่ายให้กับ NONINVERTING INPUT ของ ERROR AMPLIFIER ที่ขา 2 จากวงจรแรงดันอ้างอิง V_{ref} เกิดจากการแบ่งแรงดันของตัวต้านทาน R_1 และ R_2 สามารถหาได้จากสมการต่อไปนี้

$$V_{ref} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} V_{out} \quad (2.3)$$

การแก้สมการเพื่อหา V_{out} จะได้

$$V_{out} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} V_{ref} \quad (2.4)$$

แรงดันอ้างอิง V_{ref} สามารถใช้แหล่งจ่ายอ้างอิงที่ขา 16 หรือใช้แรงดันอ้างอิง 5 V ที่อยู่ในไอซีเบอร์ CA 3524 เองโดยปกติจะนิยมใช้ แรงดันอ้างอิง 5 V ภายใน ไอซีเบอร์ CA 3524 มากกว่า โดยเรียกแรงดันนี้ว่า V_{ref} ดังนั้นแรงดันนี้ NONINVERTING INPUT (ขา 2) ของ ERROR AMPLIFIER ก็จะทำให้เกิดจากการแบ่งแรงดันของตัวต้านทาน R_3 และ R_4 ดังสมการ

$$V_{ref} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{int} \quad (2.5)$$

ในทางปฏิบัติแล้วจะเลือกค่าความต้านทาน R_3 และ R_4 เท่ากันเพื่อแบ่งแรงดันให้ได้ 2.5V โดยค่าความต้านทานของ R_3 และ R_4 นิยมใช้ค่า 10 k Ω แต่ถ้าในกรณีที่ใช้แหล่งจ่ายแรงดันอ้างอิงภายนอกก็จะเลือกค่าความต้านทาน R_4 เท่ากับ 10 k Ω และใช้สมการเพื่อหาค่า R_3 สำหรับ ERROR AMPLIFIER เป็นออปแอมป์แบบ BIPOLAR ในทางทฤษฎีกระแสไบแอสแต่ละอินพุทจะต้องเท่ากัน ดังนั้น $R_1 // R_2$ (ตัวต้านทานที่ต่อกับขา INVERTING INPUT) จึงเท่ากับ $R_3 // R_4$ (ตัวต้านทานที่ต่อกับขา NONINVERTING INPUT) ดังสมการ

$$V_{ref} = \frac{R_4}{R_3 + R_4} V_{int} \quad (2.6)$$

จากที่กล่าวมาแล้ว ถ้าเลือก $R_3 = R_4 = 10k\Omega$ ดังนั้นจากสมการจะได้ $R_3 // R_4 = 5k\Omega$ เพื่อแก้สมการหาค่า $(R_1 + R_2) / R_2$

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_3 // R_4 \quad (2.7)$$

แทนสมการเพื่อหาค่าของตัวต้านทาน R_1

$$V_{out} = \frac{R_1}{R_3 // R_4} V_{ref} \quad (2.8)$$

$$R_1 = \frac{V_{out}}{V_{ref}} R_3 // R_4 \quad (2.9)$$

เมื่อทราบค่าของตัวต้านทาน R_1 แล้วในที่สุดก็จะสามารถหาค่าของตัวต้านทาน R_2 ได้จากการแก้สมการ สำหรับพัลส์ที่ใช้ในการสวิตชิ่งนั้น ถูกสร้างจากความต้านทาน R_T และตัวเก็บประจุ C_T ที่ต่ออยู่กับขา 6 และ 7 ตามลำดับกับกราวด์ ความถี่ออสซิลเลเตอร์ที่ใช้สำหรับไอซีเบอร์ CA 3524 อยู่ในย่านตั้งแต่ 10 ถึง 100Hz โดยมีสูตรหาความถี่ออสซิลเลเตอร์ดังนี้

$$f_{ose} = \frac{1}{R_T C_T} \quad (2.10)$$

ค่าของความต้านทาน R_T เลือกใช้ประมาณ 10 k Ω และตัวเก็บประจุอยู่ในย่าน 0.001 ถึง 0.1 μ F ที่ขา 3 จะเป็นเอาต์พุตของพัลส์ที่ความถี่ออสซิลเลเตอร์ สำหรับทำงานร่วมกับเรกกูเลเตอร์ตัวอื่น ไอซีเบอร์ CA 3524 ยังมีการจำกัดกระแส (Current limiting) ตัวต้านทานตรวจจับ R_{sense} จะต่ออนุกรมกับเอาต์พุตของเรกกูเลเตอร์ แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานนี้จะถูกส่งเข้าไปในวงจรจำกัดกระแส (Current limiting circuit) ที่อยู่ภายใน ไอซีเบอร์ CA 3524 โดยผ่านที่ขา 4 และขา 5 ค่าของตัวต้านทาน R_{sense} หาได้จาก

$$R_{sense} = \frac{\text{Sense Voltage}}{I_{out(max)}} \quad (2.11)$$

ค่าแรงดัน Sense Voltage ของไอซีเบอร์ CA 3524 จะเท่ากับ 200 mv แต่ถ้าไม่มีกรตรวจจับในเรื่องการจำกัดกระแสก็จะต่อขา 4 กับขา 5 ลงกราวด์ขา 9 ใช้สำหรับการชดเชย (COMPENSATION) ในทางปฏิบัติจะต่อตัวต้านทาน 47 k Ω อนุกรมกับตัวเก็บประจุ 0.001 μ F และลงกราวด์สำหรับขาสุดท้ายของไอซีเบอร์ CA 3524 ที่จะกล่าวต่อไปก็คือขา 10 มีชื่อว่า SHUT DOWN ถ้าขา 10 ต่อลงกราวด์จะทำให้เรกกูเลเตอร์หยุดทำงาน

ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะใช้สมการต่อไปนี้ในการคำนวณหาค่า

$$L = \frac{2.5V_{\text{out}}(V_{\text{in}} - V_{\text{out}})}{I_{\text{out}}V_{\text{in}}f_{\text{osc}}} \quad (2.12)$$

และ

$$C = \frac{0.01768I_{\text{out}}}{V_{\text{ripple}}f_{\text{osc}}} \quad (2.13)$$

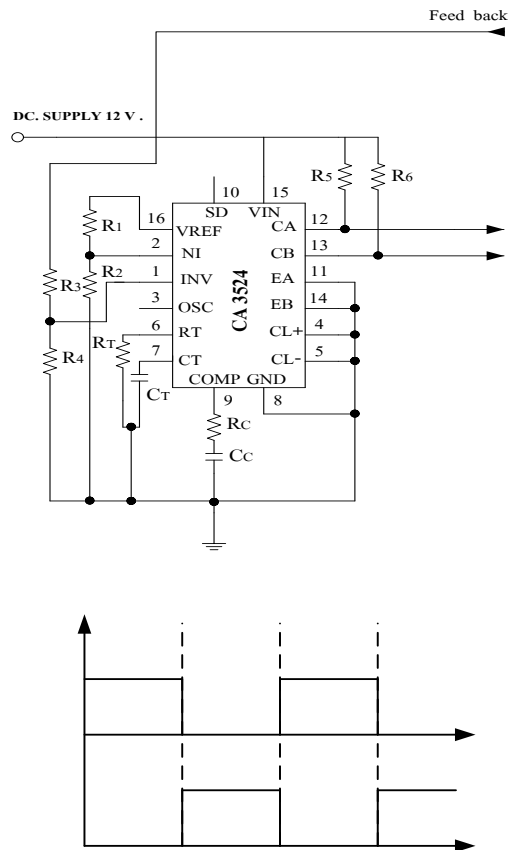
ในทางปฏิบัติจะเลือกใช้ค่าตัวเก็บประจุสูงกว่าค่าที่คำนวณเล็กน้อย

บทที่ 3

การออกแบบโครงงาน

แหล่งจ่ายไฟตรงแบบสวิตชิ่ง 1 เอาต์พุต โดยใช้ไอซีเบอร์ (CA 3524 ในการควบคุมแรงดันแบบ PWM) ให้ได้แรงดันเอาต์พุต 100V 10A จากแหล่งจ่ายไฟ ไฟ 3 เฟส ผ่านวงจรเรกติไฟเออร์ และวงจรฟิลเตอร์จะได้แรงดันอินพุต 540 Vdc กำหนดความถี่ในการสวิตช์เท่ากับ 50 kHz

3.1 โครงสร้างของวงจรควบคุมสำหรับแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง



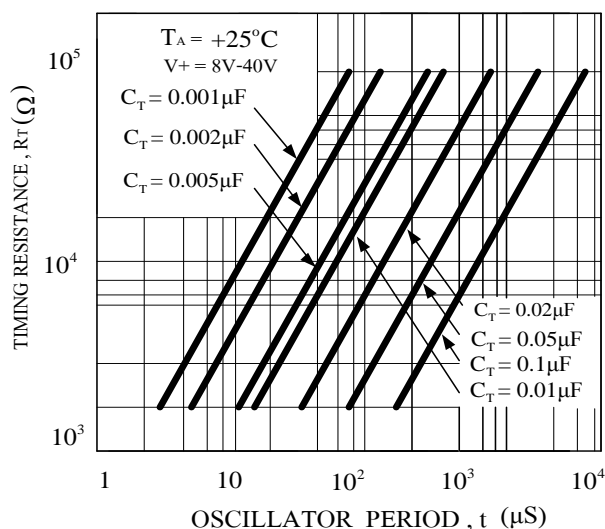
ภาพที่ 3.1 ภาพแสดงการทำงานของวงจรควบคุมและรูปสัญญาณ

จากการทำงานของ วงจรควบคุมของคอนเวอร์เตอร์ ดังแสดงในภาพที่ 3.1 เป็นการควบคุมแรงดันแบบ PWM คือ สามารถรักษาระดับแรงดันให้มีความคงที่ เพราะมีการป้อนกลับ

ระดับแรงดันจากเอาท์พุทมาใช้ในการควบคุม ทางกลุ่มได้เลือกใช้ไอซีเบอร์ CA 3524 เพื่อ ควบคุมแรงดันแบบ PWM หลักการทำงานเมื่อได้รับแรงดันไฟเลี้ยงจากชุดซัพพลาย 12 V (เข้าที่ขา 15 และขา 8 ต่อดงกราวด์) CT จะเป็นสัญญาณ Saw Tooth และที่ CA, CB จะเป็นสัญญาณพัลส์แต่เนื่องจากสัญญาณพัลส์ ยังไม่ได้กลับเฟสซึ่งจะอธิบายต่อไปในวงจรหลังจากนี้

3.1.1 คำนวณการออกแบบวงจรควบคุม

ทำการออกแบบชุดควบคุม (PWM) โดยพิจารณาจากภาพที่ 3.2 เพื่อเลือกค่าตัวต้านทานและคาปาซิเตอร์ที่เหมาะสมจากการกำหนดของผู้ผลิต ($R_T = 10 \text{ k}\Omega$)



ภาพที่ 3.2 แสดงกราฟเปรียบเทียบเพื่อพิจารณาหาค่าตัวต้านทานและคาปาซิเตอร์

เมื่อได้ค่าตัวต้านทานที่เหมาะสมจากนั้นก็แก้สมการเพื่อหาค่าของคาปาซิเตอร์ (C_T)

$$C_T = \frac{1}{fR_T} = \frac{1}{(100 \times 10^3)(10 \times 10^3)} = 0.001 \mu\text{F} \quad (3.1)$$

ดังนั้นเลือกค่าของคาปาซิเตอร์ขนาดมาตรฐานเท่ากับ $0.001 \mu\text{F}$

กำหนดค่า $R_3 = R_4 = 10 \text{ k}\Omega$ เพื่อจัดแรงดันอ้างอิง V_{ref} ที่ NI (ขา 2) ให้เท่ากับ 2.5 V และพิจารณา R_1 และ R_2 ให้ได้ V_{ref} ที่ INV (ขา 1) = 2.5 V เช่นกัน โดยใช้สมการ

$$\begin{aligned}
 R_1 &= \frac{V_{\text{out}}}{V_{\text{ref}}} \times R_3 // R_4 & (3.2) \\
 &= \frac{100}{2.5} \times 5 \text{ k}\Omega \\
 &= 200 \text{ k}\Omega
 \end{aligned}$$

และหาค่า R_2 จากสมการ

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = R_3 // R_4 \quad (3.3)$$

$$\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} = \frac{1}{5 \text{ k}\Omega} \quad (3.4)$$

$$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{5 \text{ k}\Omega} - \frac{1}{R_1} \quad (3.5)$$

$$\frac{1}{R_2} = \frac{1}{5 \text{ k}\Omega} - \frac{1}{200 \text{ k}\Omega}$$

$$R_2 = 5.12 \text{ k}\Omega$$

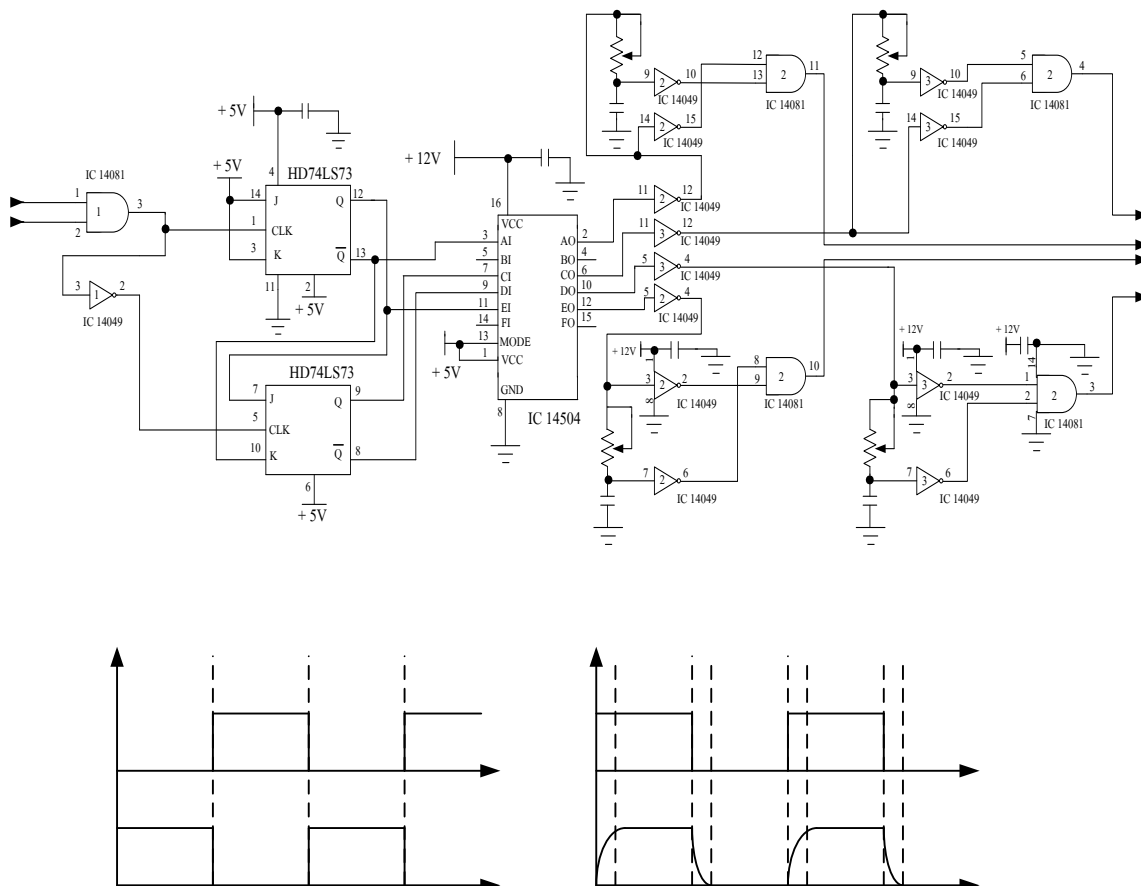
เลือกค่าตัวต้านทานมาตรฐาน $R_1 = 200 \text{ k}\Omega$ และค่า $R_2 = 5.1 \text{ k}\Omega$ และใช้วงจรชดเชยมาตรฐานโดยใช้

$$R_C = 47 \text{ k}\Omega$$

และ

$$C_C = 0.001 \mu\text{F}$$

3.2 โครงสร้างของวงจรเลื่อนเฟส

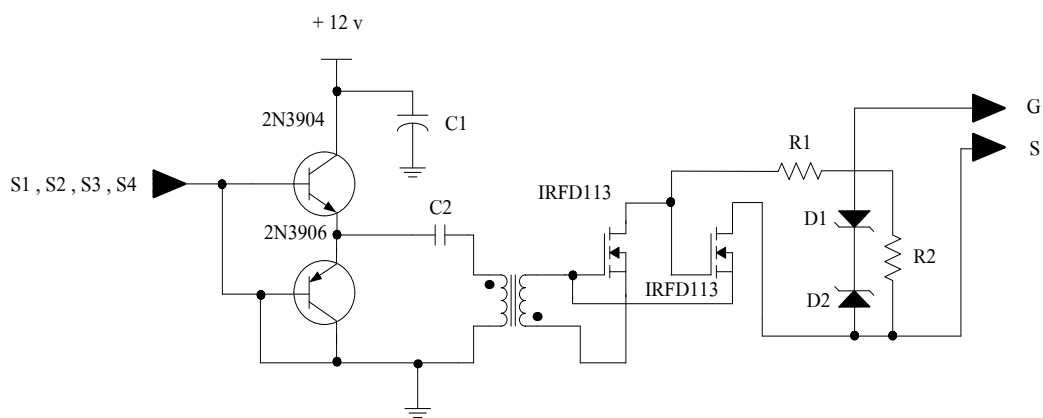


ภาพที่ 3.3 ภาพแสดงการทำงานของวงจรเลื่อนเฟสและรูปสัญญาณ

ในส่วนนี้นั้นจะเป็นการจัดสัญญาณ สัญญาณอินพุตของวงจรส่วนนี้จะรับมาจากวงจรควบคุมที่ใช้ไอซีเบอร์ CA3524 สัญญาณจะส่งต่อที่ไอซีเบอร์ 14081 เพื่อรวมกันของสัญญาณที่ได้แล้วทำการสร้างสัญญาณกลับเฟส (ด้วยไอซีเบอร์ 14049) เพื่อส่งต่อไปยัง JK flip-flop (ทั้ง 2 ตัวใช้ไอซีเบอร์ HD74LS) ส่วนสัญญาณที่ออกจะส่งไปยังไอซีเบอร์ระดับแรงดัน (ไอซีเบอร์ 14504) ต่อไปยังส่วนของ RC time-constant เป็นตัวสร้างสัญญาณรูปเอ็กซโปเนนเชียล โดยใช้ตัวต้านทานที่ปรับค่าได้ (มีค่า $5k\Omega$) และตัวเก็บประจุขนาด $1nF$ สัญญาณที่ได้จะมีการเลื่อนเฟสมากน้อยเพียงใด สามารถปรับที่ตัวต้านทานปรับค่าได้ สัญญาณที่ได้จากการเลื่อนเฟสนี้จะถูกส่งต่อไปยัง

ไอซีเบอร์ 14049 เพื่อกลับสัญญาณและลักษณะการต่อจะนำเกตมาขนานกันโดยใช้ไอซีเบอร์ 14081 เพื่อเป็นการเพิ่มกระแสที่จะไปต่อกับส่วนต่อไป

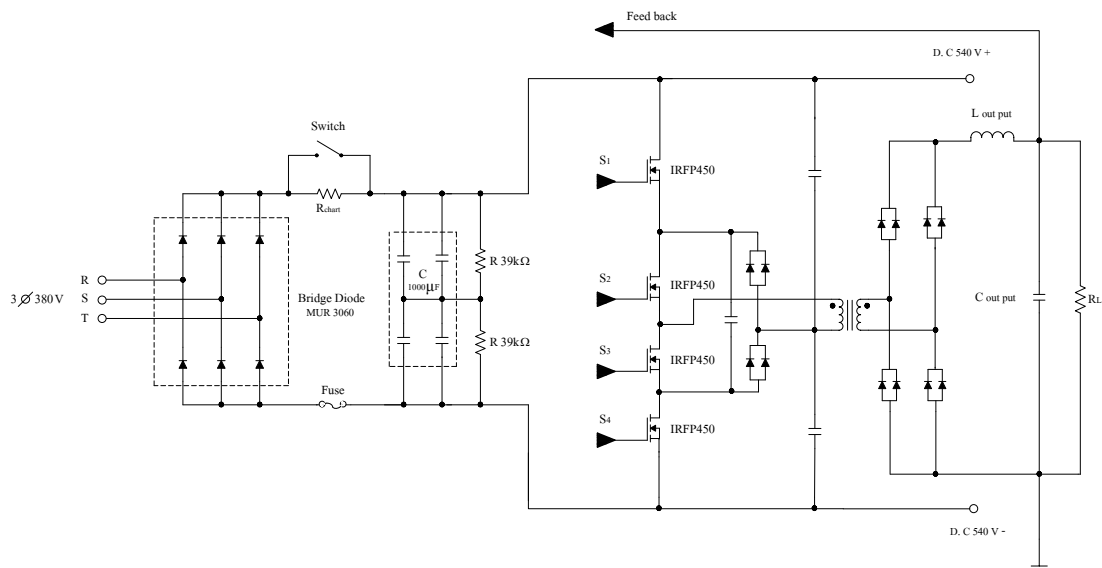
3.3 โครงสร้างของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต



ภาพที่ 3.4 ภาพแสดงการทำงานของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

วงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตจะรับสัญญาณจากวงจรเลื่อนเฟส สัญญาณที่ได้จะผ่านเข้าขาเบสของทรานซิสเตอร์เบอร์ 2N 3904 และ เบอร์ 2N 3906 ที่ต่อกันในลักษณะพวงมอสเฟต สัญญาณที่ได้จะขับปลิงผ่านคาปาซิเตอร์ (C2 ซึ่งมีขนาด 100 nF ชนิดไมลา) และจะใช้ในการขับมอสเฟตให้นำกระแสด้วยการต่ออนุกรมหม้อแปลงแกน EE19-16 (มีด้านไพรมารี 32 รอบและพันด้านเซคันดารี 64 รอบ) และสัญญาณที่ได้จากด้านเซคันดารี จะผ่านมอสเฟตเบอร์ IRFD 113 จากนั้นจะถูกส่งต่อเข้าขาเกตของมอสเฟต ทำให้มอสเฟตนำกระแส ดังแสดงในรูปที่ 3.3

3.4 โครงสร้างของวงจรเพาเวอร์ส่วนอินพุตและเอาต์พุต



ภาพที่ 3.5 ภาพแสดงการทำงานของวงจรเพาเวอร์ส่วนอินพุตและเอาต์พุต

วงจรกำลังได้รับไฟฟ้า 3 ϕ 380 V แล้วทำการเรกติไฟเออร์แล้วทำการกรองสัญญาณด้วยคาปาซิเตอร์จะได้แรงดัน 540 Vdc และทำการแบ่งครึ่งแรงดันโดยใช้ตัวต้านทาน (39 k Ω) 2ตัวทำให้แบ่งแรงดันเป็น 275 Vdc ให้การเริ่มต้นการทำงานได้มีการลดกระแสเริ่มต้นโดยการใชตัวต้านทานชาร์จเพื่อจำกัดกระแสไม่ให้สูง อีกทั้งออกแบบการป้องกันกระแสสูงด้วยฟิวส์ ในขณะที่ทำงานจะมีการต่อผ่านค่าตัวต้านทานด้วยสวิตช์

แรงดันที่ได้จากชุดเรกติไฟเออร์จะจ่ายให้กับคอนเวอร์เตอร์ฮาล์ฟบริดจ์แบบสามระดับโดยคอนเวอร์เตอร์จะสร้างสัญญาณคาบความถี่สูง จ่ายให้กับหม้อแปลงความถี่สูงในการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงจะกล่าวในบทต่อไป แรงดันที่ออกจากหม้อแปลงความถี่สูงจะถูกเรกติไฟเออร์โดยวงจรบริดจ์ที่ใช้ไดโอดแบบ(Ultra-fast) ทำการกรองสัญญาณโดยวงจร LC ซึ่งจะออกแบบในลำดับต่อไป

3.4.1 คำนวณการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง

การคำนวณหาค่าอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะพิจารณาจากสมการต่างๆ โดยจะทำการพิจารณาเลือกขนาดของแกนเฟอร์ไรต์เป็นอันดับแรก ซึ่งการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดใหญ่เกินไปสำหรับหม้อแปลงสวิตซิ่ง จะเป็นการสิ้นเปลืองค่าใช้จ่ายโดยไม่จำเป็น ส่วนการใช้แกนเฟอร์ไรต์ที่มีขนาดเล็กเกินไป ขดลวดและแกนเฟอร์ไรต์จะร้อน โดยที่กำลังงานสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับแกนเฟอร์ไรต์ขนาดต่างๆ จะพิจารณาได้จากขนาดหน้าตัดของแกน (A_e) และ ขนาดช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น (A_w) โดยคำนวณได้จากสมการดังนี้

$$P = \frac{1.4\Delta B_{(max)} f \cdot A_e \cdot A_w}{D} \times 10^{-3} \quad (3.6)$$

โดยที่	$\Delta B_{(max)}$	=	ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกนเฟอร์ไรต์ (Gauss: G)
	f	=	ค่าความถี่การทำงานของแกนเฟอร์ไรต์ (Hz)
	A_e	=	พื้นที่หน้าตัดของแกนเฟอร์ไรต์ (Cm ²)
	A_w	=	พื้นที่ช่องสำหรับพันขดลวดของบอบบิ้น (Cm ²)
	D	=	ค่าความหนาแน่นกระแสในขดไพรมารี (Cm / A)
	P	=	กำลังงานสูงสุดที่ได้จากแกนเฟอร์ไรต์ (Watt: W)

ทำการย้ายสมการเพื่อพิจารณาหาขนาดแกนเฟอร์ไรต์ ($A_e \cdot A_w$) จะได้

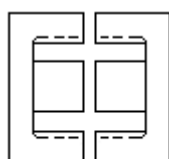
$$A_e \cdot A_w = \frac{PD}{1.4\Delta B_{(max)} f} \times 10^3 \quad (3.7)$$

เมื่อ กำหนดค่า $\Delta B_{(max)}$ ไว้ที่ 1200 G ความถี่สวิตซิ่ง 50 kHz กำลังงานทางด้านเอาต์พุต 1000 W และกำหนดค่าความหนาแน่นกระแสในขดไพรมารี (D) ไว้ที่ 500 Cm / A

$$\text{จะได้ } A_e \cdot A_w = \frac{1000 \times 500}{1.4 \times 1200 \times 50 \times 10^3} \times 10^3 = 5.952 \quad (3.8)$$

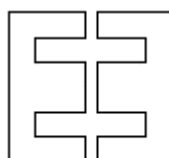
นำค่า $A_e \cdot A_w$ ที่ได้มาเทียบหาขนาดของแกนเฟอร์ไรต์จาก ตัวอย่างขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่างๆ ดังแสดงในตารางที่ 3.1 โดยนำค่า A_e และ A_w มาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์แต่ละแบบมาคูณกันให้ได้ค่า เท่ากับหรือมากกว่าค่าของ $A_e \cdot A_w$ ที่คำนวณได้

ตารางที่ 3.1 แสดงตัวอย่างขนาดมาตรฐานของแกนเฟอร์ไรต์แบบ EE, EI และ ETD



ETD

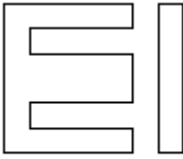
CORE TYPE	A_e (cm ²)	A_w (cm ²)	V_e (cm ³)	l_e (mm)
ETD 34	0.971	1.220	7.64	78.6
ETD 39	1.250	1.740	11.50	92.2
ETD 44	1.740	2.130	18.00	103.0
ETD 49	2.110	2.710	24.20	114.0
ETD 59	3.684	3.684	51.20	139



EE

CORE TYPE	A_e (cm ²)	A_w (cm ²)	V_e (cm ³)	l_e (mm)
EE 20/20/5	0.31	0.35	1.34	43.0
EE 30/30/7	0.59	0.78	4.00	66.9
EE 42/42/15	1.82	1.78	17.6	97.0
EE 42/42/20	2.36	1.78	23.1	97.4
EE 42/54/20	2.36	2.40	28.8	122.0
EE 42/66/20	2.36	3.40	34.5	143.0
EE 55/55/21	3.54	2.50	43.7	123.0
EE 55/55/25	4.20	2.50	52.0	123.0
EE 65/66/27	5.32	3.93	78.2	147.0

ตารางที่ 3.1 (ต่อ)

	CORE TYPE	A_c (cm ²)	A_w (cm ²)	V_c (cm ³)	l_c (mm)
 EI	EI 19	0.24	0.517	0.950	39.6
	EI 22/19	0.41	0.440	1.630	39.3
	EI 25/19	0.42	0.819	2.02	48.6
	EI 28/20	0.85	0.725	4.11	48.4
	EI 30/26	1.11	0.791	6.45	58.1
	EI 35/29	1.21	1.36	8.18	67.6
	EI 40/35	1.48	1.08	11.3	76.9
	EI 50/42	2.30	1.70	21.8	94.6
	EI 60/44	2.48	2.94	27.2	109.7

A_c = ขนาดพื้นที่หน้าตัดแกนเฟอร์ไรต์

A_w = ขนาดพื้นที่ช่องพันขดลวดของบอบบิ้น

V_c = ปริมาตรของแกนเฟอร์ไรต์

l_c = ระยะทางเดินฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์

จากตารางที่ 3.1 สามารถเลือกชนิดและขนาดแกนเฟอร์ไรต์ได้ดังนี้

ชนิดของแกน เฟอร์ไรต์	ค่า $A_c \cdot A_w$ ที่คำนวณ ได้จากตารางที่ 3.1	ค่า $A_c \cdot A_w$ ที่ คำนวณได้	กำลังงานที่ได้จากแกน (Watt) $P = \frac{1.4 \Delta B_{(max)} f \cdot A_c \cdot A_w}{D} \times 10^{-3}$
EI 60/44	7.2912		1224
ETD 59	13.54	5.952	2376
EE 42/66/20	8.024		1348
EE 55/55/21	8.85		1486

โดยในโครงการนี้ทางกลุ่มได้เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ชนิด ETD 59 โดยมีค่า $A_e = 3.684$ และค่า $A_w = 3.684$

ทำการออกแบบหม้อแปลงโดยพิจารณาที่ขดลวดด้านทุติยภูมิให้เอาต์พุต 1000 W แรงดันเอาต์พุต 100 V มีแรงดันอินพุต 540 Vdc กำหนดความถี่ในการสวิตช์ 50 kHz จากสมการ

$$\frac{V_P}{V_S} = \frac{N_P}{N_S} \quad (3.9)$$

เมื่อ

$$\begin{aligned} V_P &= \text{แรงดันขดลวดปฐมภูมิ, V} \\ V_S &= \text{แรงดันขดลวดทุติยภูมิ, V} \\ N_P &= \text{จำนวนรอบขดปฐมภูมิ} \\ N_S &= \text{จำนวนรอบขดทุติยภูมิ} \end{aligned}$$

พิจารณาที่ขดลวดทุติยภูมิให้เอาต์พุต 1000 วัตต์ แรงดันเอาต์พุต 100 V 10 A มีแรงดันอินพุต 540 Vdc เลือกสัดส่วนการพัน N_P/N_S โดยพิจารณาจาก

คาบเวลาการทำงาน (T)

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{50 \times 10^3} = 20 \times 10^{-6} \text{ วินาที} \quad (3.10)$$

– กำหนดค่า $t_{on(max)}$ (โดยกำหนดค่า Dead Time = 40%)

$$t_{on(max)} = 0.4T = 0.4(20 \times 10^{-6}) = 8 \times 10^{-6} \text{ วินาที} \quad (3.11)$$

– กำหนดอัตราส่วนจำนวนรอบ (N_P/N_S)

จาก

$$\frac{N_P}{N_S} = \frac{\left[\frac{V_{in(min)}}{2} - V_{CE(sat)} \right] t_{on(max)}}{(V_o + V_D) \left(\frac{T}{2} \right)} \quad (3.12)$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{\left(\frac{540}{2} - 5\right)(8 \times 10^{-6})}{(100 + 3)\left(\frac{20 \times 10^{-6}}{2}\right)} \\
 &= \frac{265(8 \times 10^{-6}) \times 2}{(103)(20 \times 10^{-6})}
 \end{aligned}$$

ดังนั้น $\frac{N_p}{N_s} = 2.05$

- กำหนดจำนวนรอบ N_p

$$N_p = \frac{\left[\frac{V_{in(min)}}{2} - V_{CE(sat)}\right] t_{on(max)}}{\Delta B_{(max)} A_e} \times 10^8 \quad (3.13)$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{\left(\frac{540}{2} - 1\right)(8 \times 10^{-6})}{(1200)(3.684)} \times 10^8 \\
 &= 48.6 \text{ หรือประมาณ } \approx 49 \text{ รอบ}
 \end{aligned}$$

- จะได้จำนวน N_s จาก

$$\frac{N_p}{N_s} = 2.05$$

ดังนั้น $N_s = \frac{N_p}{2.05} = \frac{49}{2.05} = 23.90$

เพิ่มรอบ 50% $= 23.90 \times 1.5 = 35.85$ หรือประมาณ ≈ 35 รอบ

3.4.2 จำนวนหาขนาดของเส้นลวดที่ใช้พันหม้อแปลง

ขั้นตอนต่อไปนี้ทำการคำนวณหาขนาดของลวดทองแดง โดยกำหนดค่าความหนาแน่นกระแส D ไว้ที่ 1000 เซอร์คูลาร์มิลต่อหนึ่งแอมป์(Cm/A)

พิจารณากระแสด้านเข้า

$$I_m = \frac{P}{V_{in}} = \frac{1000}{270} = 3.7A \quad (3.14)$$

ดังนั้น

ที่กระแส 1A = 0.304 ใช้ขดลวดตัวนำขนาด 0.304 mm²

ที่กระแส 3.7 A = 0.304 ใช้ขดลวดตัวนำขนาด $3.7 \times 0.304 = 1.248$ mm²

จะได้

ด้าน $N_p = 49$ รอบ กระแส 3.7A ใช้ขดลวดตัวนำขนาด = 1.248 mm²

ฉะนั้นจะต้องใช้ลวดทองแดง AWG เบอร์ 20 มีพื้นที่หน้าตัด = 0.519 mm²

จากตารางที่ 3.2 จะต้องใช้ขดลวดทองแดงพันด้านปฐมภูมิที่เส้น $\frac{1.248}{0.519} = 2.404 \approx 2$

เพราะฉะนั้นด้านปฐมภูมิใช้ขดลวดทองแดงพัน 49 รอบ โดยใช้ขดลวดทองแดง 2 เส้นพัน

รวมกัน

พิจารณากระแสด้านออก

$$I_{out} = \frac{P}{V_{out}} = \frac{1000}{100} = 10A \quad (3.15)$$

ดังนั้น

ที่กระแส 1A = 0.304 ใช้ขดลวดตัวนำขนาด 0.304 mm²

ที่กระแส 10A = 3.04 ใช้ขดลวดตัวนำขนาด $10 \times 0.304 = 3.04$ mm²

จะได้

ด้าน $N_s = 35$ รอบ กระแส 10A ใช้ขดลวดตัวนำขนาด = 3.04 mm²

ฉะนั้นจะต้องใช้ลวดทองแดง AWG เบอร์ 20 มีพื้นที่หน้าตัด = 0.519 mm²

จากตารางที่ 3.2 จะต้องใช้ขดลวดทองแดงพันด้านทุติยภูมิที่เส้น $\frac{3.04}{0.519} = 5.858 \approx 6$

เพราะฉะนั้นด้านทุติยภูมิใช้ขดลวดทองแดงพัน 35 รอบ โดยใช้ขดลวดทองแดง 6 เส้นพัน

รวมกัน

ตารางที่ 3.2 แสดงขนาดมาตรฐาน AWG และข้อมูลอื่นๆของลวดทองแดง

เบอร์ A W G (B. & S.)	ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลาง(d)		ขนาดเส้นผ่าน ศูนย์กลางเมื่อ รวมฉนวน (do) mm	พื้นที่หน้าตัด ปกติ mm ²	ค่าความต้านทาน ที่100°C (Rdc) Ω/m	ระยะขีดต่ำสุด (t _{min}) mm
	inch	mm				
44	0,00198	0,0503	0,06604	0,00199	11,180	0,071
43	0,00222	0,0564	0,07366	0,00250	8,899	0,079
42	0,00249	0,0633	0,08128	0,00314	7,073	0,087
41	0,00280	0,0711	0,09144	0,00397	5,594	0,098
40	0,00314	0,0798	0,1041	0,00500	4,448	0,111
39	0,00353	0,0897	0,1143	0,00631	3,519	0,122
38	0,00397	0,1008	0,1295	0,00799	2,783	0,138
37	0,00445	0,1130	0,1448	0,01003	2,215	0,154
36	0,00500	0,1270	0,1626	0,0127	1,754	0,172
35	0,0056	0,1422	0,1778	0,0159	1,398	0,188
34	0,0063	0,1600	0,1981	0,0201	1,105	0,209
33	0,0071	0,1803	0,2235	0,0255	0,8700	0,236
32	0,0080	0,2032	0,2489	0,0324	0,6853	0,261
31	0,0089	0,2261	0,2743	0,0401	0,5537	0,287
30	0,0100	0,2540	0,3048	0,0507	0,4386	0,319
29	0,0113	0,2870	0,3404	0,0647	0,3435	0,356
28	0,0126	0,3200	3,3759	0,0804	0,2762	0,393
27	0,0142	0,3607	0,4191	0,1022	0,2175	0,438
26	0,0159	0,4039	0,4699	0,128	0,1735	0,491
25	0,0179	0,4547	0,5232	0,162	0,1369	0,547
24	0,0201	0,5105	0,5817	0,205	0,10860	0,608
23	0,0226	0,5740	0,6502	0,259	0,08586	0,679
22	0,0253	0,6426	0,7214	0,324	0,06852	0,754
21	0,0285	0,7239	0,8052	0,412	0,05399	0,841
20	0,0320	0,8128	0,8966	0,519	0,04283	0,937
19	0,0359	0,9119	1,003	0,653	0,03403	1,048
18	0,0403	1,024	1,118	0,823	0,02700	1,168
17	0,0453	1,151	1,247	1,040	0,02137	1,303
16	0,0508	1,290	1,389	1,308	0,01699	1,452
15	0,0571	1,450	1,557	1,652	0,01345	1,627
14	0,0641	1,628	1,737	2,082	0,010670	1,815
13	0,0720	1,829	1,943	2,627	0,008460	2,030
12	0,0808	2,052	2,172	3,308	0,006717	2,270
11	0,0907	2,304	2,431	4,168	0,005331	2,540
10	0,1019	2,588	2,720	5,261	0,004224	2,842

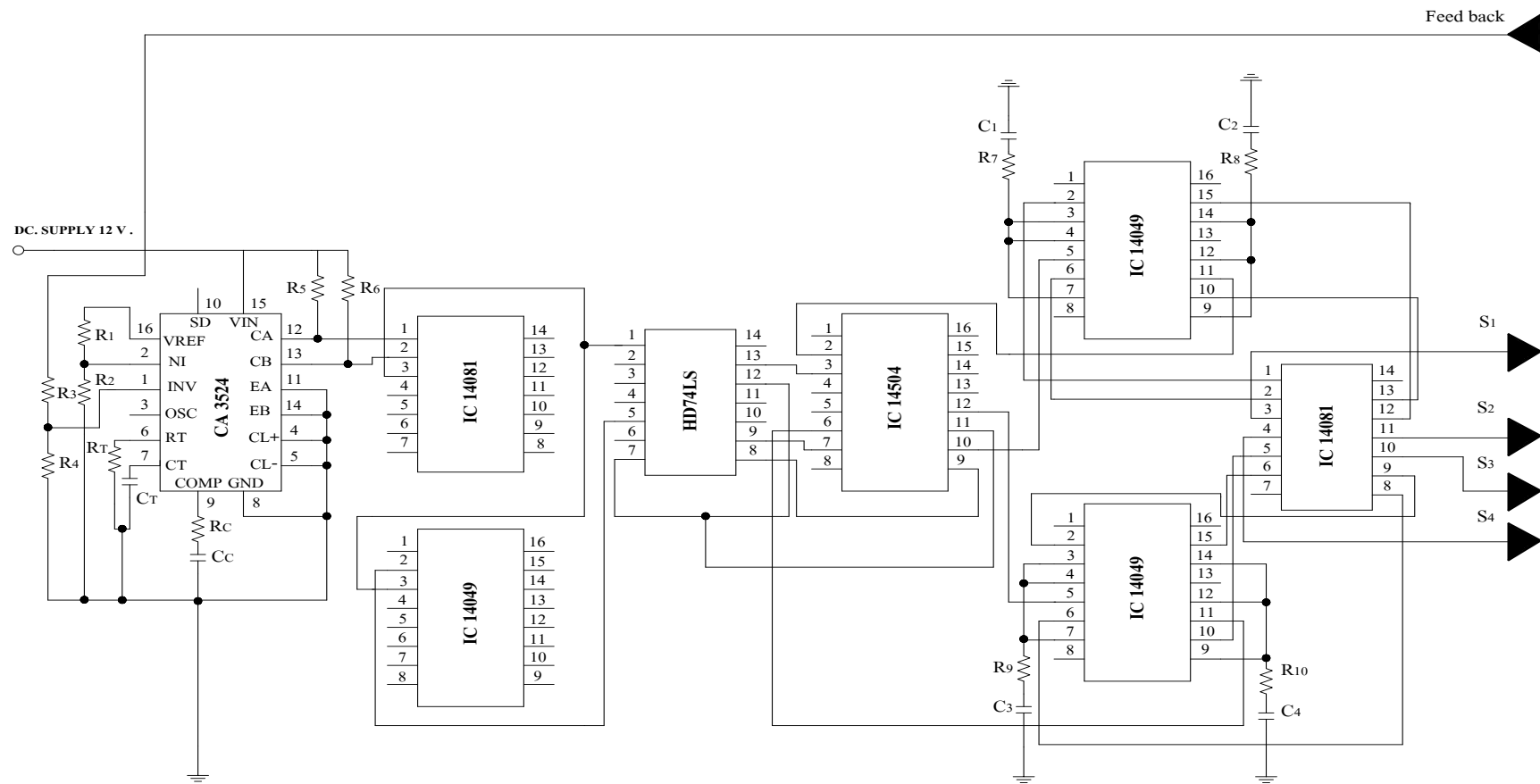
ขั้นตอนต่อไปเป็นการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุทางด้านเอาต์พุต โดยที่ แรงดันเอาต์พุต 100 V 10 A และแรงดันเอาต์พุตริปลีไม่เกิน 4V

คำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำ L

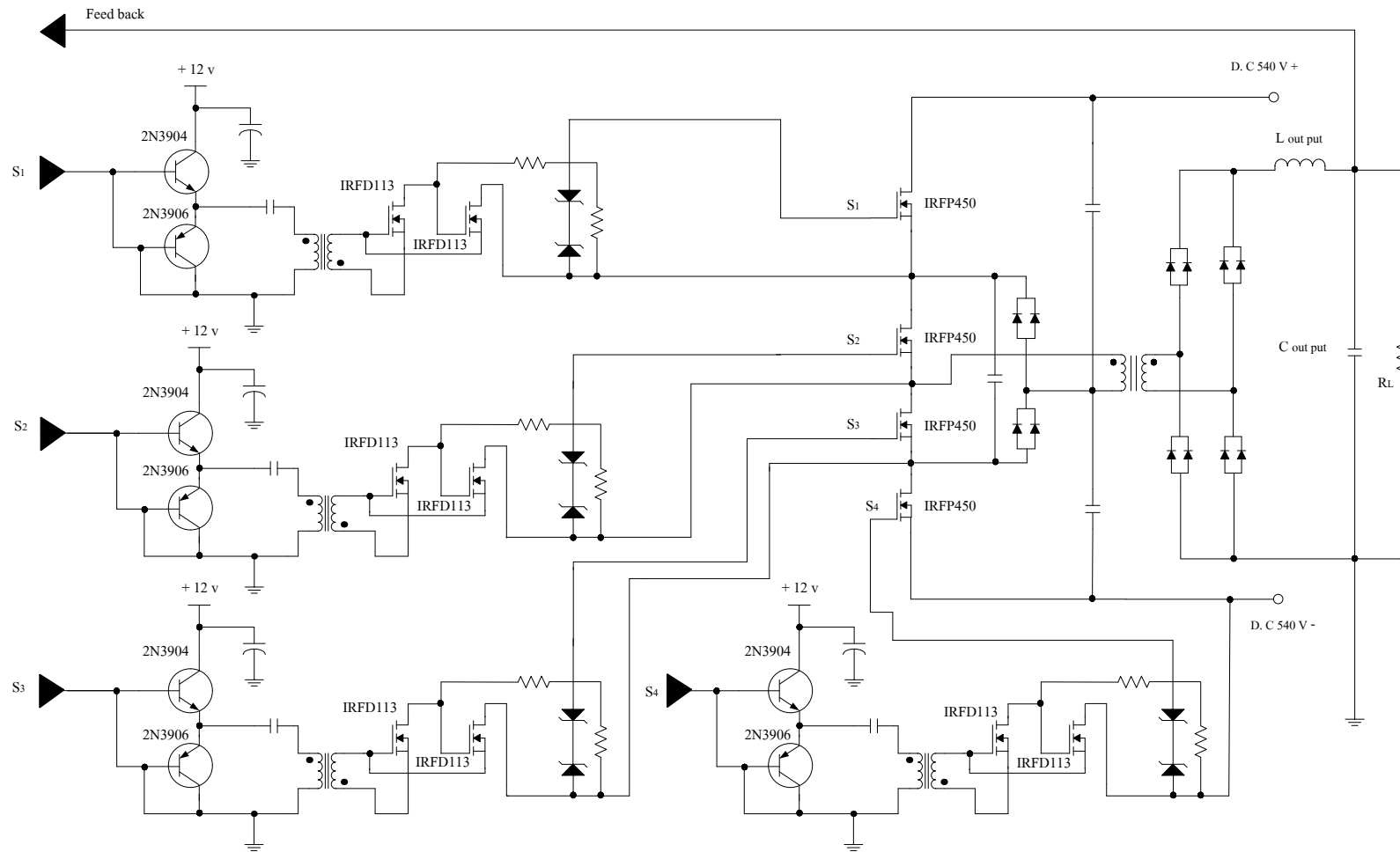
$$\begin{aligned}
 L &= \frac{2.5V_{\text{out}}(V_{\text{in}} - V_{\text{out}})}{I_{\text{out}}V_{\text{in}}f} & (3.16) \\
 &= \frac{2.5 \times 100 \times (540 - 100)}{10 \times 540 \times 50 \times 10^3} \\
 &= 407.40 \mu\text{H}
 \end{aligned}$$

คำนวณหาค่าตัวเก็บประจุ C

$$\begin{aligned}
 C &= \frac{0.01768 \times I_{\text{out}}}{V_{\text{ripple}} \cdot f} & (3.17) \\
 &= \frac{0.01768 \times 10}{4 \times (50 \times 10^3)} \\
 &= 0.884 \mu\text{F}
 \end{aligned}$$



ภาพที่ 3.6 แสดงวงจรสวิตซ์เรกกูเลเตอร์โดยใช้ไอซีเบอร์ CA 3524 ร่วมกับมอสเฟตภายนอกขับหม้อแปลงที่มีแทปกกลาง



ภาพที่ 3.6 (ต่อ)

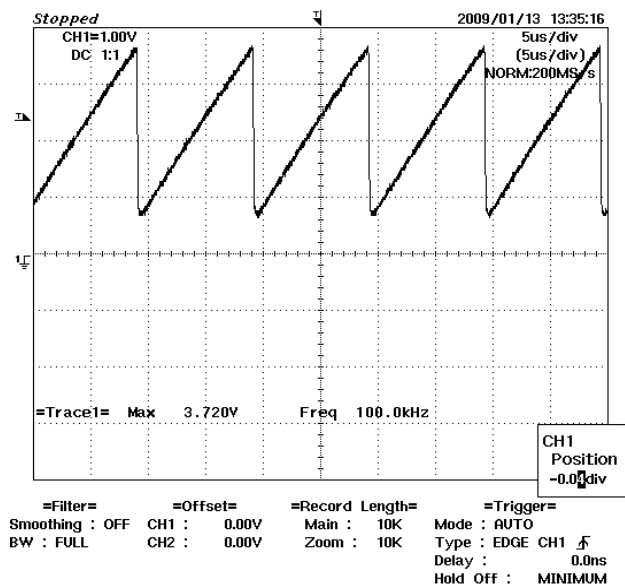
บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

4.1 รูปสัญญาณตำแหน่งต่างๆ ของชุดวงจร DC to DC Converter

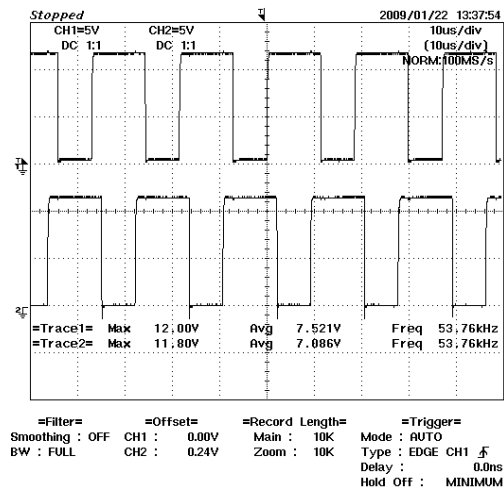
ในหัวข้อนี้ นำเสนอสัญญาณตำแหน่งต่างๆ ในแต่ละสถานะ จากวงจรในภาพที่ 3.6 โดยนำเสนอไว้ในบทก่อนหน้า

จากภาพที่ 4.1 เป็นรูปคลื่นสัญญาณ Saw Tooth ของไอซีเบอร์ CA 3524 ทำการวัดสัญญาณที่ขา CT (ขา 7) จะเห็นว่ามีความถี่สวิตซ์ซิง 100 kHz มีความสูงประมาณ 3.5 V แสดงว่าไอซี PWM ทำงานปกติ



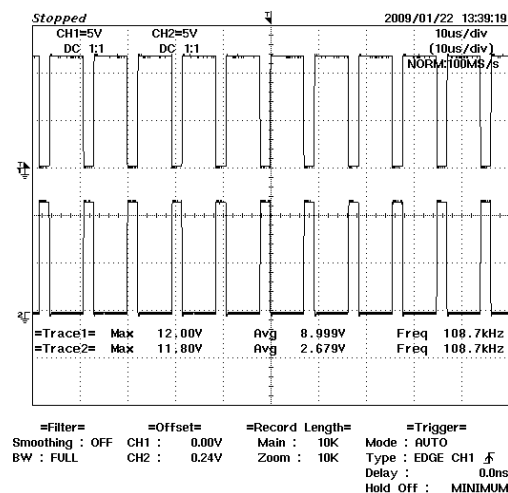
ภาพที่ 4.1 แสดงรูปคลื่นสัญญาณ Saw Tooth

จากภาพที่ 4.2 เป็นรูปคลื่นในลักษณะสัญญาณ Pulse จากไอซีเบอร์ CA 3524 ที่ออกจาก CA (ขา 12) และ CB (ขา 13)



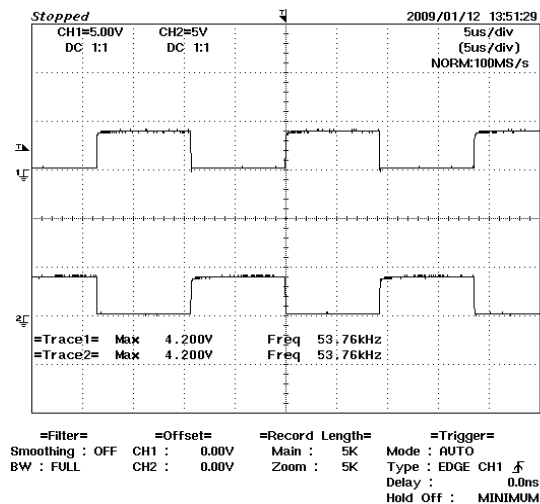
ภาพที่ 4.2 แสดงรูปคลื่นสัญญาณ Pulse ที่ออกจาก CA และ CB

จากภาพที่ 4.3 เป็นรูปคลื่นสัญญาณ Pulse จากไอซีเบอร์ CA 3524 ที่ออกจาก CA และ CB รวมสัญญาณผ่านแอนเกท(ไอซีเบอร์ 14081)และอินเวิร์ค(ไอซีเบอร์ 14049)โดยวัดสัญญาณที่ขา 2(ไอซีเบอร์ 14049) และขา 3(ไอซีเบอร์ 14081)



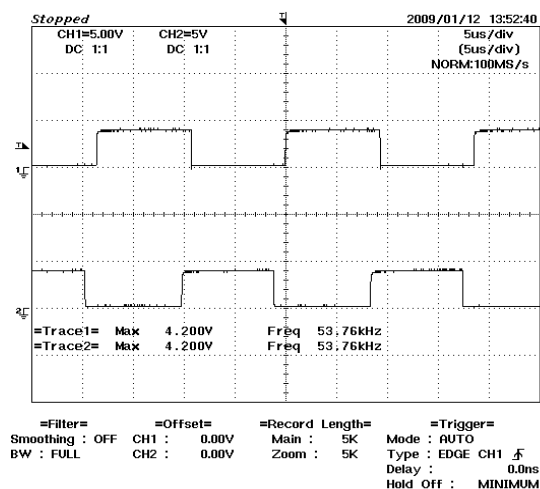
ภาพที่ 4.3 แสดงรูปคลื่นสัญญาณการแอนและการอินเวิร์ค

จากภาพที่ 4.4 เป็นรูปคลื่นสัญญาณที่ผ่านแอนเกต(ขา3ไอซี เบอร์ 14081)และอินเวิร์ด (ขา 2 ไอซีเบอร์ 14049)เข้า J-K FLIP-FLOPS (ไอซีเบอร์ HD 74LS) แบบTTL รูปสัญญาณ จะมี แรงดัน5V และ มีการกลับเฟส ขอบด้านหน้าและขอบด้านหลังจะตรงกันโดยทำการวัดสัญญาณที่ ขา12 และขา 7(ไอซีเบอร์HD 74LS)



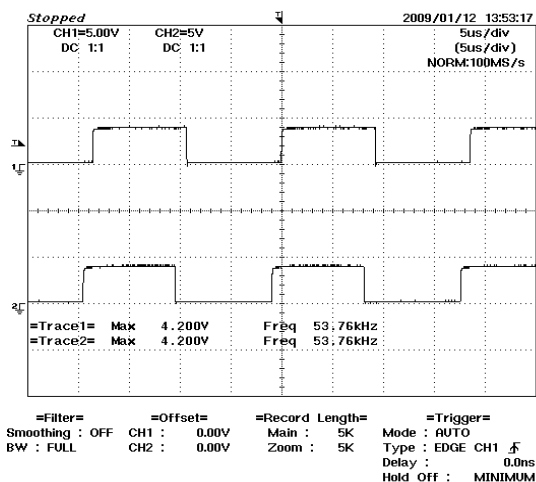
ภาพที่ 4.4 แสดงรูปคลื่นสัญญาณของ J-K FLIP-FLOPS

จากภาพที่ 4.5 เป็นรูปคลื่นสัญญาณของ J-K FLIP-FLOPS (ไอซีเบอร์ HD74LS) แบบ TTL แสดงรูปสัญญาณการกลับเฟสและจะมีการเลื่อนเฟส โดยทำการวัดสัญญาณที่ขา9และ ขา8



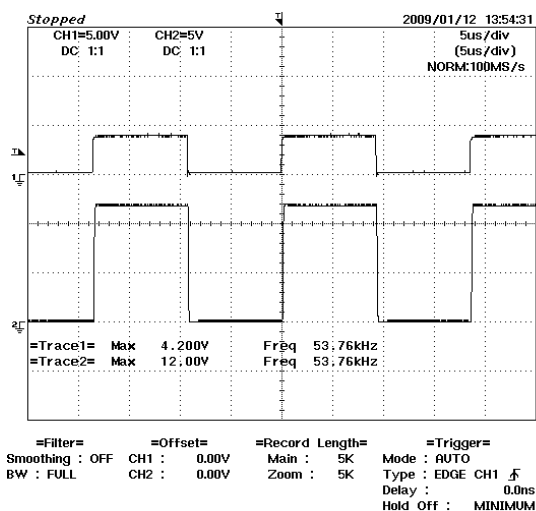
ภาพที่ 4.5 แสดงรูปคลื่นสัญญาณ J-K FLIP-FLOPS ที่มีการเลื่อนเฟส

จากภาพที่ 4.6 เป็นรูปคลื่นสัญญาณ J-K FLIP-FLOPS(ไอซีเบอร์ HD74LS) จากรูปสัญญาณจะมีการเลื่อนเฟส โดยทำการวัดสัญญาณที่ขา10และ ขา9



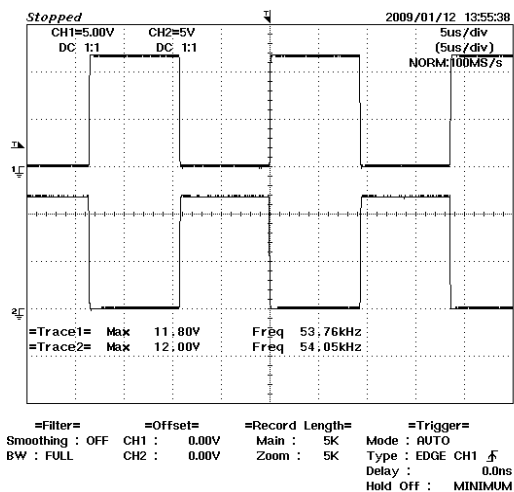
ภาพที่ 4.6 แสดงรูปคลื่นสัญญาณ J-K FLIP-FLOPS ที่มีการเลื่อนเฟส

จากภาพที่ 4.7 เป็นรูปคลื่นสัญญาณ การเปรียบเทียบกันระหว่าง J-K FLIP-FLOPS และ ไอซียกระดับแรงดัน(ไอซีเบอร์ 14504) จากรูปสัญญาณที่ได้จะยกระดับแรงดันจาก 5V เป็น 12V



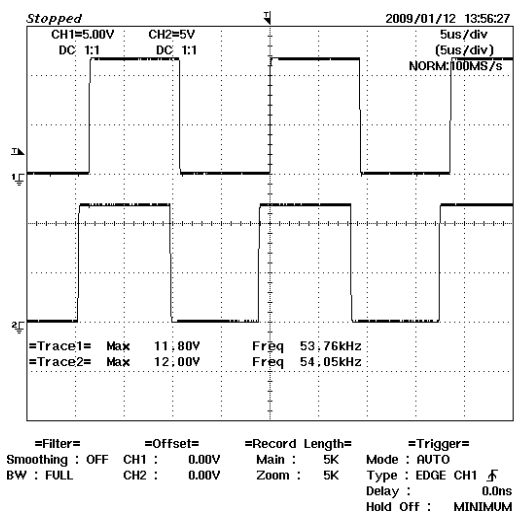
ภาพที่ 4.7 แสดงรูปคลื่นสัญญาณของไอซียกระดับแรงดัน

จากภาพที่ 4.8 เป็นรูปคลื่นสัญญาณของไอซียกระดับ แรงดัน (ไอซีเบอร์ 14504) ในการกลับเฟสที่ด้านขาออก โดยทำการวัดสัญญาณเปรียบเทียบกับอ้างอิงจากจุดเดิมจากภาพที่ 4.7



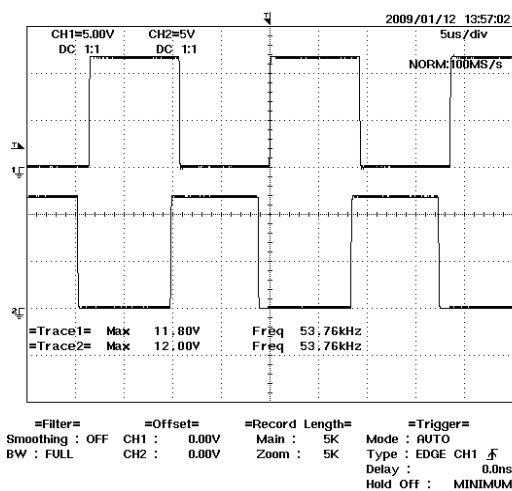
ภาพที่ 4.8 แสดงรูปคลื่นสัญญาณของไอซียกระดับแรงดันในการกลับเฟส

จากภาพที่ 4.9 เป็นรูปคลื่นสัญญาณของไอซียกระดับ แรงดัน (ไอซีเบอร์ 14504 ขา2) เปรียบเทียบกับไอซีเลื่อนเฟส (ไอซีเบอร์ 14049 ขา6) โดยจะมีการเลื่อนเฟสอย่างชัดเจน



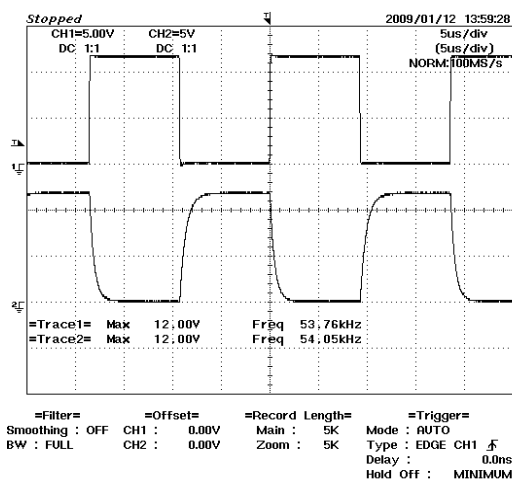
ภาพที่ 4.9 แสดงรูปคลื่นสัญญาณของไอซียกระดับแรงดันในการเลื่อนเฟส

จากภาพที่ 4.10 เป็นรูปคลื่นสัญญาณในการเปรียบเทียบไอซียาระดับแรงดัน (ไอซีเบอร์ 14504) กับไอซีเลื่อนเฟส (ไอซีเบอร์ 14049) ในการกลับเฟสของสัญญาณจะมีการเลื่อนเฟสไปทางซ้ายโดยทำการวัดสัญญาณที่ขา2 (ไอซีเบอร์ 14504) และขา12 (ไอซีเบอร์ 14049)



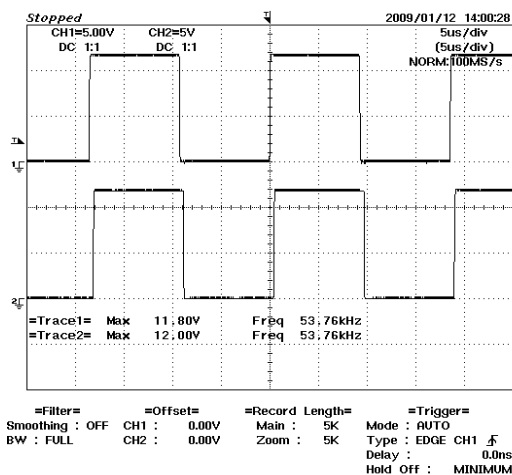
ภาพที่ 4.10 แสดงรูปคลื่นสัญญาณในการเลื่อนเฟส

จากภาพที่ 4.11 เป็นรูปคลื่นสัญญาณ ของไอซียาระดับแรงดัน (ไอซีเบอร์ 14504) และไอซีเลื่อนเฟส (ไอซีเบอร์ 14049) จากรูปสัญญาณจะอินเวอร์คกันแต่จะมีความเรียบที่ไม่เหมือนกัน เพราะมีการสูญเสียให้กับ RC time-constant ที่ต่ออยู่



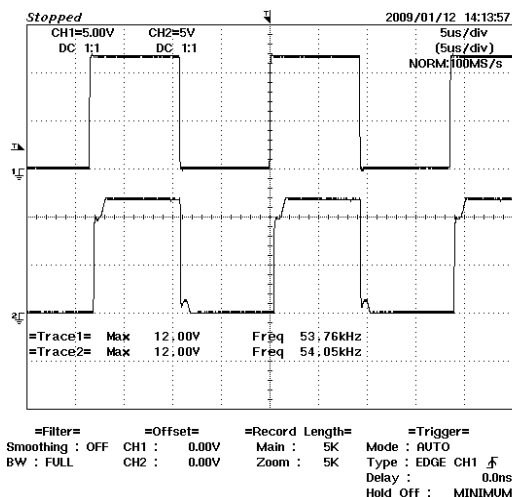
ภาพที่ 4.11 แสดงรูปคลื่นสัญญาณที่มีการสูญเสียให้กับ RC time-constant

จากภาพที่ 4.12 เป็นรูปคลื่นสัญญาณของไอซีเลื่อนเฟส (ไอซีเบอร์ 14049) ที่ได้รับการอินเวิร์ตมาสองครั้ง โดยทำการวัดสัญญาณที่ ขา2 และ ขา6



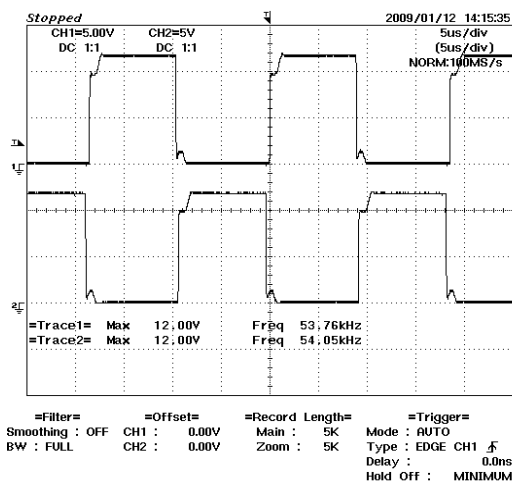
ภาพที่ 4.12 แสดงรูปคลื่นสัญญาณของไอซีเลื่อนเฟสที่อินเวิร์ตสองครั้ง

จากภาพที่ 4.13 เป็นรูปคลื่นสัญญาณเปรียบเทียบที่ผ่าน การอินเวิร์ตจากไอซีเลื่อนเฟส (ขา10ของไอซีเบอร์ 14049) และแอนเกต (ขา11ของไอซีเบอร์ 14081)



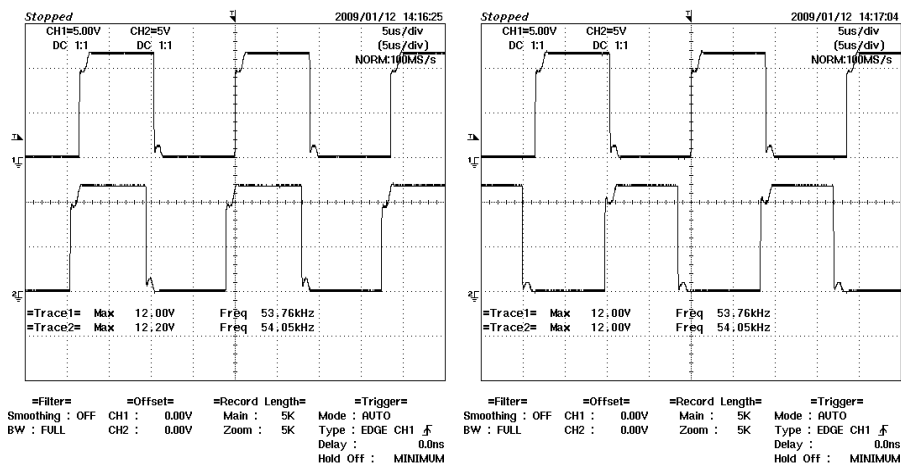
ภาพที่ 4.13 แสดงรูปคลื่นสัญญาณของไอซีเลื่อนเฟสและแอนเกต

จากภาพที่ 4.14 เป็นรูปคลื่นสัญญาณที่ออกจากไอซีแอนเกท (ไอซีเบอร์ 14081) โดยที่
คู่สัญญาณที่ออกมาจะมีการกลับเฟส โดยทำการวัดสัญญาณที่ ขา11และ ขา10



ภาพที่ 4.14 แสดงรูปคลื่นสัญญาณที่มีการกลับเฟสของไอซีแอนเกท

จากภาพที่ 4.15 เป็นรูปคลื่นสัญญาณที่ออกจากแอนเกท (ไอซีเบอร์ 14081)ที่ขา11และ
ขา4 แสดงดังรูป(a) ที่ขา11และขา3 แสดงดังรูป(b) ซึ่งจะเห็นได้ว่า มีการเลื่อนเฟสอย่างชัดเจน

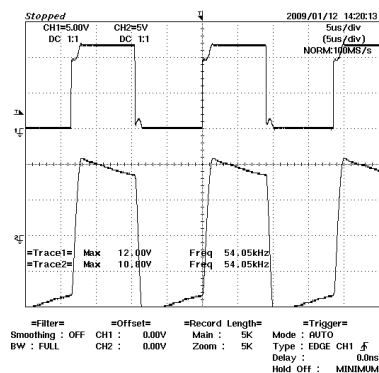


(a) แสดงรูปสัญญาณเลื่อนเฟส

(b)แสดงรูปสัญญาณเลื่อนเฟส

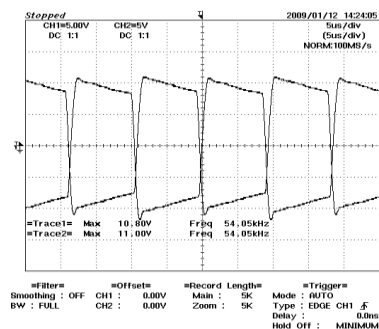
ภาพที่ 4.15 แสดงรูปคลื่นสัญญาณการเลื่อนเฟสจากแอนเกท

จากภาพที่ 4.16 เป็นรูปคลื่นสัญญาณเอาท์พุทจากวงจรควบคุมและรูปคลื่นสัญญาณจากขาเกทของวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

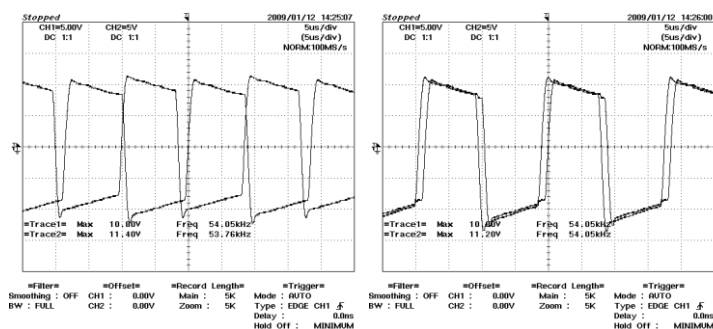


ภาพที่ 4.16 แสดงรูปคลื่นสัญญาณของวงจรควบคุมและวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต

จากภาพที่ 4.17 เมื่อนำรูปคลื่นสัญญาณที่แตกต่างกัน จากวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟต และสัญญาณที่ได้จากขาเกทของมอสเฟต แต่ละตัวนั้นจะแสดงดังภาพ



(a) รูปสัญญาณขับมอสเฟตตัวที่ 2 และ 3

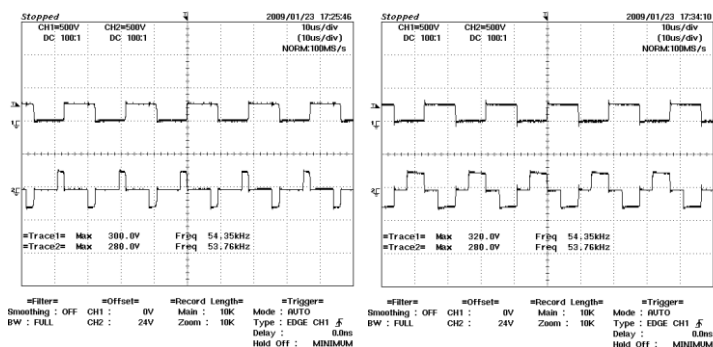


(b) รูปสัญญาณขับมอสเฟตตัวที่ 2 และ 4

(c) รูปสัญญาณขับมอสเฟตตัวที่ 1 และ 4

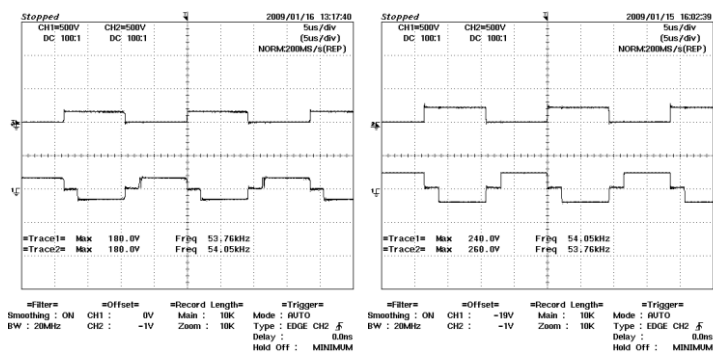
ภาพที่ 4.17 แสดงรูปคลื่นสัญญาณของมอสเฟต

จากภาพที่ 4.18 เป็นรูปคลื่นสัญญาณ $V_{\text{Drain Source}}$ เทียบกับ V_{Primary} ในสภาวะโหลดต่างๆ รูปสัญญาณของ $V_{\text{Drain Source}}$ และ V_{Primary} ที่ได้จะมีลักษณะตรงกันข้าม โดยในสภาวะโหลดน้อย ช่วงเวลาการทำงานของมอสเฟตจะสั้นและช่วงการทำงานจะกว้างขึ้นเรื่อยๆจนถึงสภาวะ Full Load



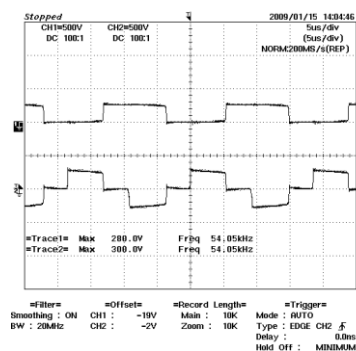
(a) สภาวะ No Load

(b) สภาวะ โหลด 39.20Ω



(c) สภาวะ โหลด 20.16Ω

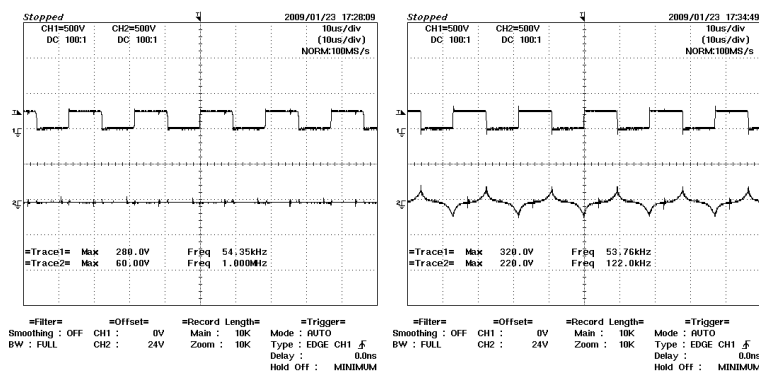
(d) สภาวะ โหลด 13.22Ω



(e) สภาวะ โหลด 10Ω

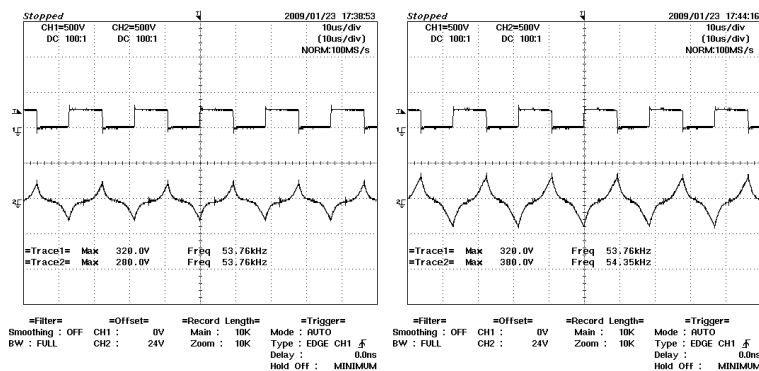
ภาพที่ 4.18 แสดงรูปสัญญาณ $V_{\text{Drain Source}}$ เทียบกับ V_{Primary} ในสภาวะโหลดต่างๆ

จากภาพที่ 4.19 เป็นรูปคลื่นสัญญาณ $V_{\text{Drain Source}}$ เทียบกับ I_{Primary} ในสภาวะโหลดต่างๆ โดยในช่วงสภาวะ No Load สัญญาณกระแสจะมีค่าน้อยมากและเมื่อทำการเพิ่มโหลดจะเห็นว่ารูปสัญญาณกระแสจะเพิ่มขึ้นตามสภาวะ โหลดจนถึงสภาวะ Full Load



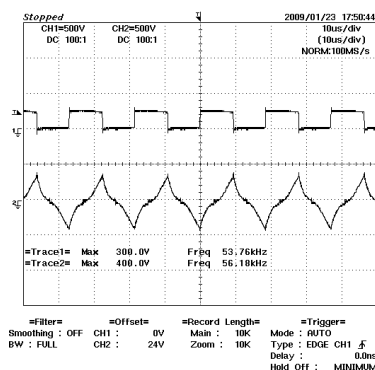
(a) สภาวะ No Load

(b) สภาวะโหลด 39.20Ω



(c) สภาวะโหลด 20.16Ω

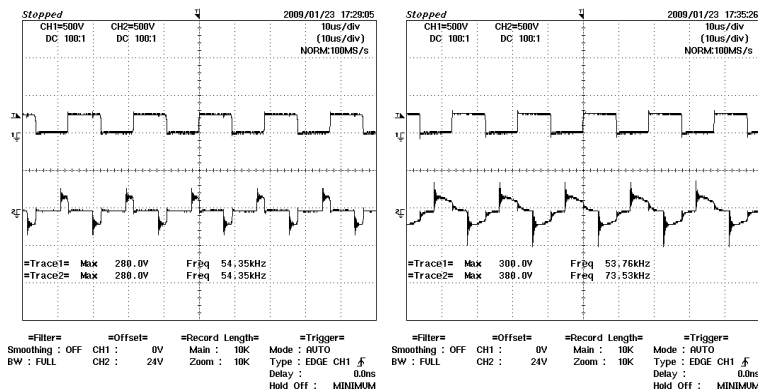
(d) สภาวะโหลด 13.22Ω



(e) สภาวะโหลด 10Ω

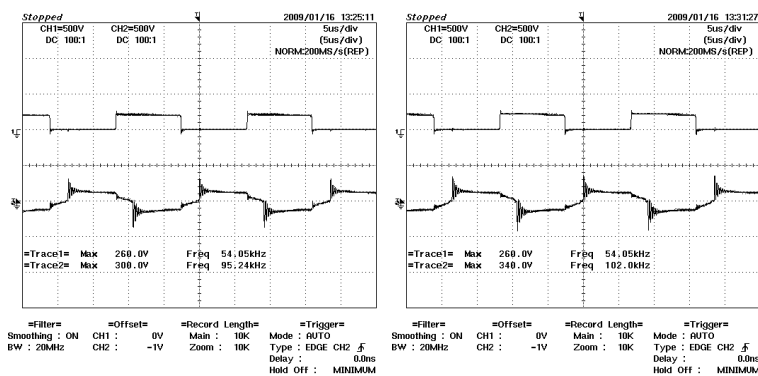
ภาพที่ 4.19 แสดงรูปสัญญาณ $V_{\text{Drain Source}}$ เทียบกับ I_{Primary} ในสภาวะโหลดต่างๆ

จากภาพที่ 4.20 เป็นรูปคลื่นสัญญาณ $V_{\text{Drain Source}}$ เทียบกับ $V_{\text{Secondary}}$ ในสภาวะโหลดต่างๆ จากรูปคลื่นสัญญาณ $V_{\text{Secondary}}$ จะมิกคลื่นสัญญาณเพิ่มขึ้นไปตามสภาวะโหลด ส่วน $V_{\text{Drain Source}}$ จะมีส่วนช่วงการทำงานของมอสเฟตไม่เท่ากัน



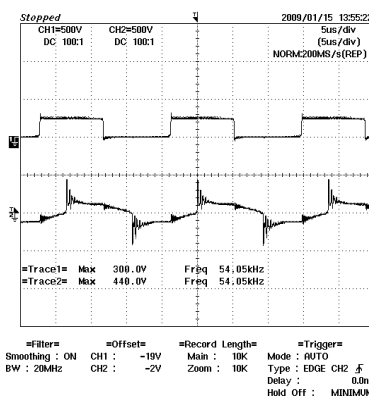
(a) สภาวะ No Load

(b) สภาวะ โหลด 39.20Ω



(c) สภาวะ โหลด 20.16Ω

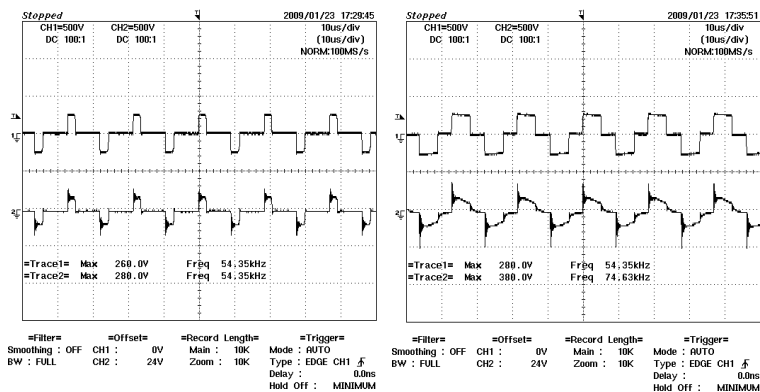
(d) สภาวะ โหลด 13.22Ω



(e) สภาวะ โหลด 10Ω

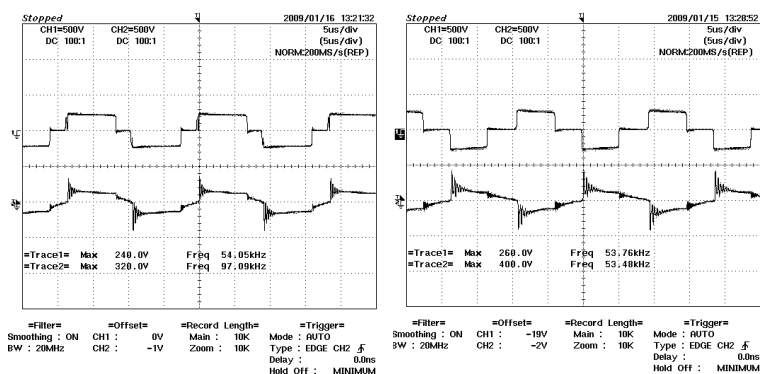
ภาพที่ 4.20 แสดงรูปสัญญาณ $V_{\text{Drain Source}}$ เทียบกับ $V_{\text{Secondary}}$ ในสภาวะโหลดต่างๆ

จากภาพที่ 4.21 เป็นรูปคลื่นสัญญาณ $V_{Primary}$ เทียบกับ $V_{Secondary}$ ในสภาวะโหลดต่างๆ จากรูปคลื่นสัญญาณ $V_{Primary}$ จะ มีค่าแรงดันเท่ากันส่วน $V_{Secondary}$ จะมีคลื่นสัญญาณเพิ่มขึ้นไปตามสภาวะโหลด



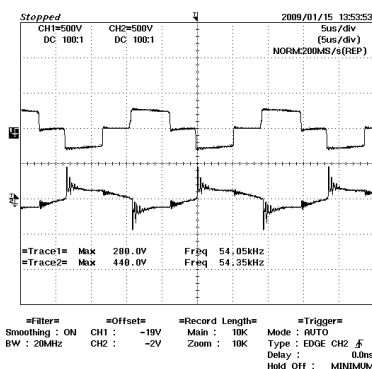
(a) สภาวะ No Load

(b) สภาวะโหลด 39.20Ω



(c) สภาวะโหลด 20.16Ω

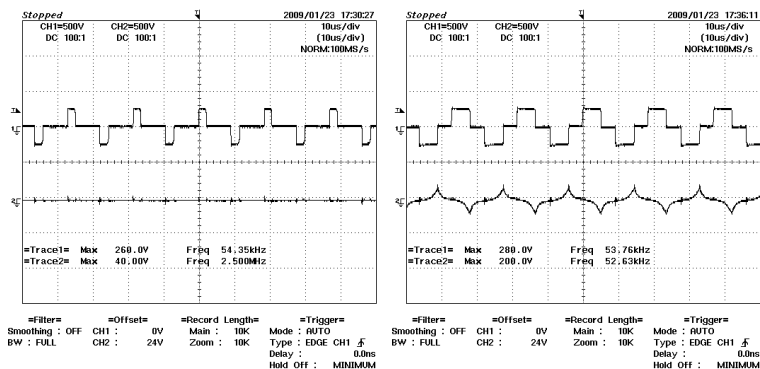
(d) สภาวะโหลด 13.22Ω



(e) สภาวะโหลด 10Ω

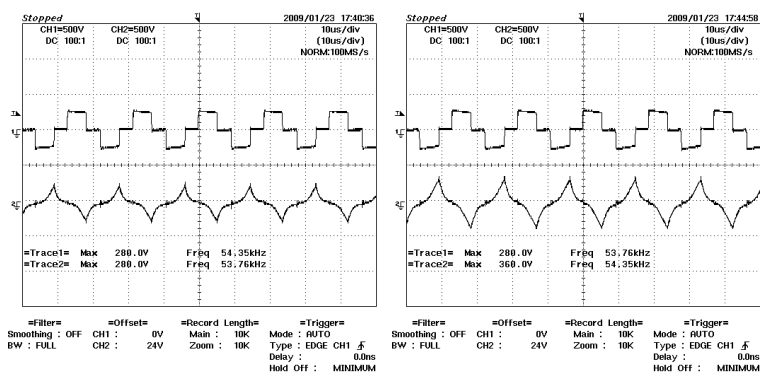
ภาพที่ 4.21 แสดงรูปสัญญาณ $V_{Primary}$ เทียบกับ $V_{Secondary}$ ในสภาวะโหลดต่างๆ

ภาพที่ 4.22 เป็นรูปคลื่นสัญญาณ $V_{Primary}$ เทียบกับ $I_{Primary}$ ในสภาวะโหลดต่างๆ โดยที่ สภาวะ No Load สัญญาณกระแสจะมีค่าน้อยมากและเมื่อทำการเพิ่ม โหลดจะเห็นว่ารูปสัญญาณ กระแสจะเพิ่มขึ้นตามสภาวะ โหลดจนถึงสภาวะ Full Load



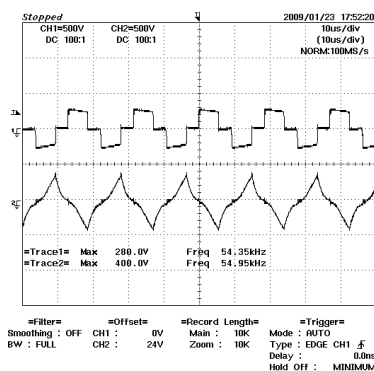
(a) สภาวะ No Load

(b) สภาวะโหลด 39.20Ω



(c) สภาวะโหลด 20.16Ω

(d) สภาวะโหลด 13.22Ω



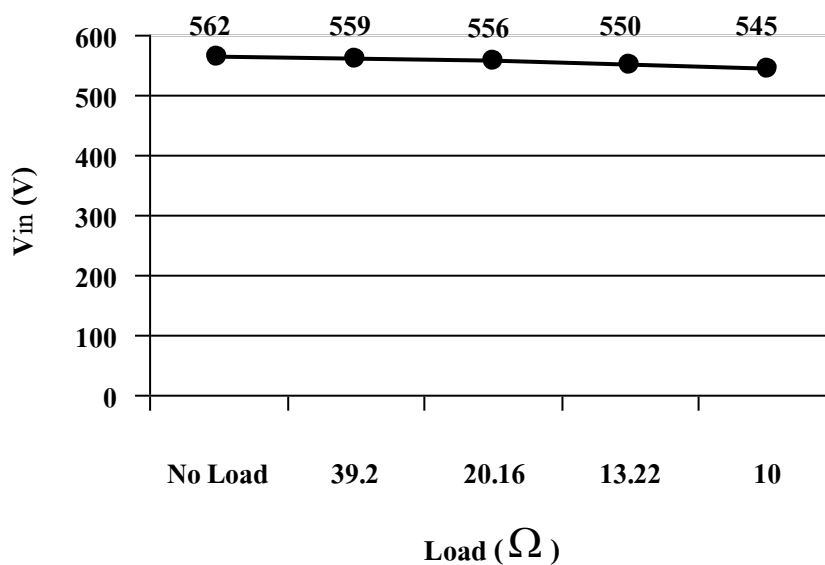
(e) สภาวะโหลด 10Ω

ภาพที่ 4.22 แสดงรูปสัญญาณ $V_{Primary}$ เทียบกับ $I_{Primary}$ ในสภาวะโหลดต่างๆ

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าที่ได้ตามสภาวะโหลดต่างๆ

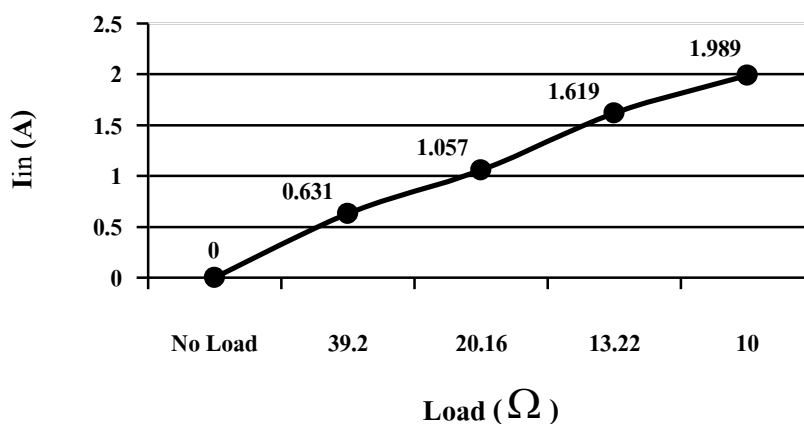
%Load	P_{out} (W)	Load R (Ω)	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	V_{out} (V)	I_{out} (A)	% η $\left[\frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 \right]$
No Load	No Load	No Load	562	0	0	100	0	0 %
25%	255	39.20 Ω	559	0.631	352.70	100	2.55	72 %
50%	496	20.16 Ω	556	1.057	587.68	100	4.96	84 %
75%	756	13.22 Ω	550	1.619	890.45	100	7.56	85 %
100%	1001	10 Ω	545	1.989	1084.05	100	10.01	92 %

จากภาพที่ 4.23 เป็นกราฟการเทียบแรงดันอินพุต V_{in} กับ โหลดในสภาวะต่างๆ จะเห็นได้ว่าแรงดันอินพุต ในสภาวะ No Load จะมีแรงดัน $V_{in} = 562$ V และเมื่อมีโหลดลดลง จนถึงสภาวะ Full Load จะมีแรงดัน $V_{in} = 545$ V



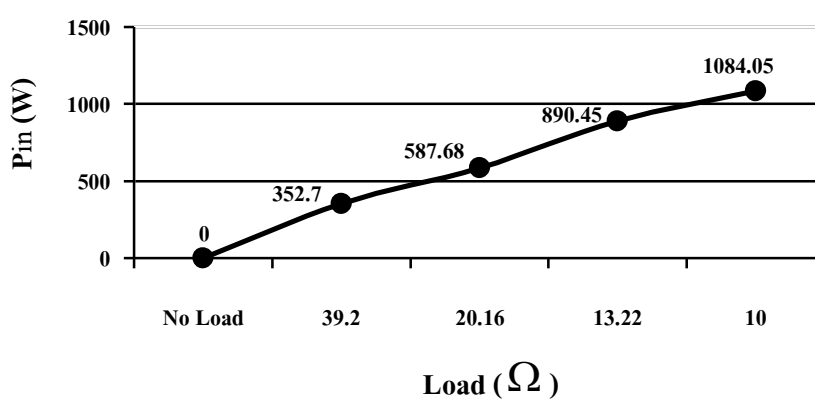
ภาพที่ 4.23 กราฟแสดงค่า V_{in} เทียบกับสภาวะโหลดต่างๆ

จากภาพที่ 4.24 เป็นกราฟการเทียบกระแสอินพุท I_m กับโหลดในสถานะต่างๆ จะเห็นได้ว่าในสถานะ No Load ค่าของ I_m จะน้อยมาก และเมื่อมีโหลดลดลงค่า I_m จะเพิ่มขึ้นจนถึงสถานะ Full Load จะมีค่า $I_m = 1.989$ A จึงจำเป็นต้องเลือกขนาดของสายไฟฟ้าให้เหมาะสม



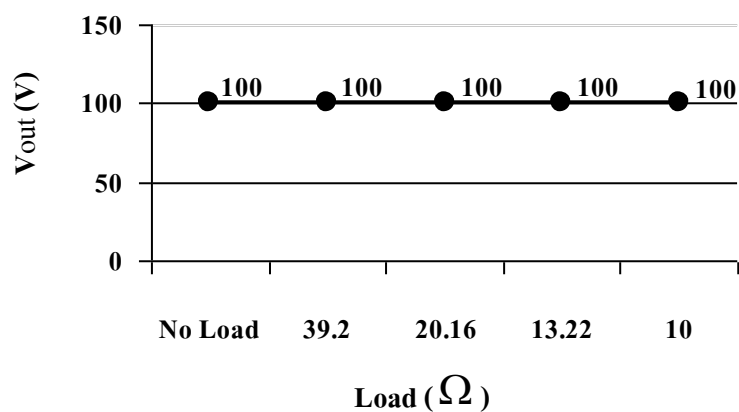
ภาพที่ 4.24 กราฟแสดงค่า I_m เทียบกับสถานะโหลดต่างๆ

จากภาพที่ 4.25 เป็นกราฟการเทียบกำลังอินพุท P_m กับโหลดในสถานะต่างๆ จะเห็นได้ว่าในสถานะ No Load ค่าของ P_m จะน้อยมาก และเมื่อมีโหลดที่ลดลง P_m จะเพิ่มขึ้นจนถึงสถานะ Full Load จะมีค่า $P_m = 1084.05$ W



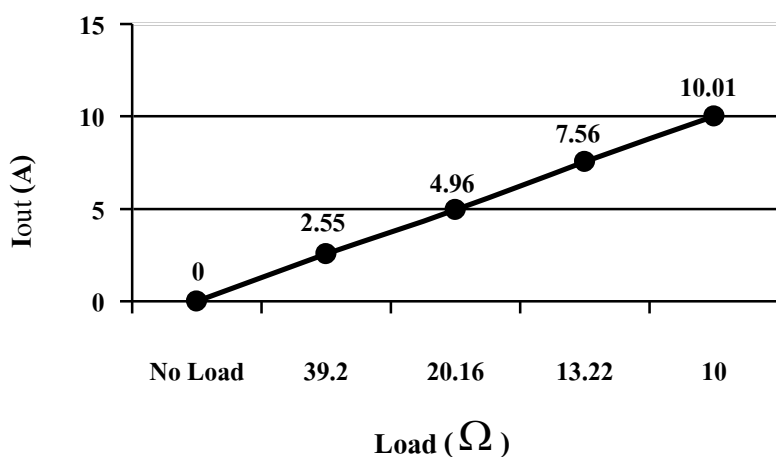
ภาพที่ 4.25 กราฟแสดงค่า P_m เทียบกับสถานะโหลดต่างๆ

จากภาพที่ 4.26 เป็นกราฟการเทียบแรงดันเอาต์พุต V_{out} กับ โหลดในสถานะต่างๆ จะเห็นว่าแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าคงที่ในช่วงจ่ายโหลด เนื่องจากมีการ feed back และเมื่อ โหลดลดลงเรื่อยๆ จนถึงสถานะ Full Load แรงดันก็จะมีสถานะคงที่



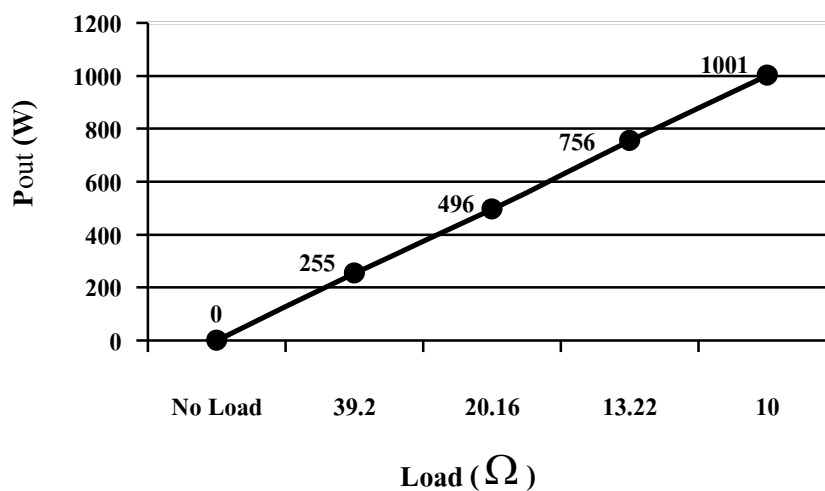
ภาพที่ 4.26 กราฟแสดงค่า V_{out} เทียบกับสถานะโหลดต่างๆ

จากภาพที่ 4.27 เป็นกราฟการเทียบกระแสเอาต์พุต I_{out} กับ โหลดในสถานะต่างๆ จะเห็นว่ากระแสเอาต์พุตจะมีค่าสูงขึ้นเมื่อมีโหลดลดลง โดยค่ากระแสสูงสุดที่ได้มีค่า $I_{out} = 10.01$ A



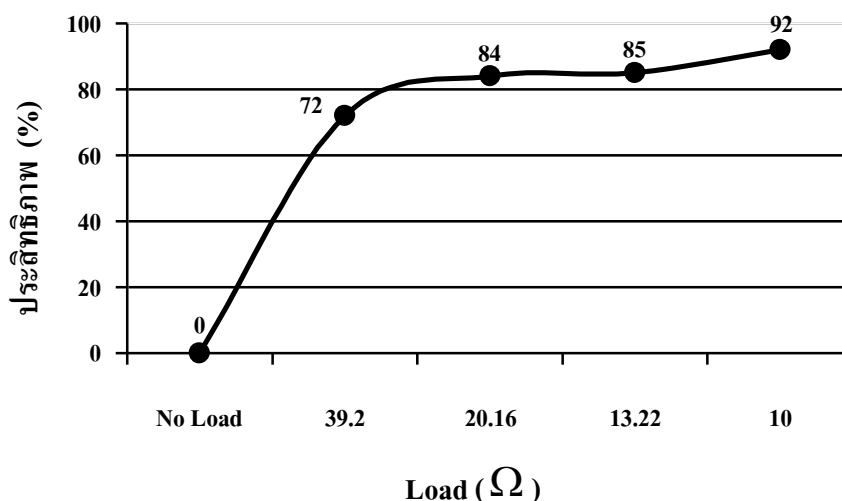
ภาพที่ 4.27 กราฟแสดงค่า I_{out} เทียบกับสถานะโหลดต่างๆ

จากภาพที่ 4.28 เป็นกราฟการเทียบกำลังเอาต์พุต P_{out} กับโหลดในสถานะต่างๆจะเห็นได้ว่าเมื่อมีโหลดลดลง กำลังเอาต์พุตก็จะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย ซึ่งค่า P_{out} ที่ได้จะมีค่ามากขึ้น



ภาพที่ 4.28 กราฟแสดงค่า P_{out} เทียบกับสถานะโหลดต่างๆ

จากภาพที่ 4.29 เป็นกราฟการเทียบค่าประสิทธิภาพ ($\% \eta$) กับโหลดในสถานะต่างๆจะเห็นได้ว่าประสิทธิภาพ เมื่อมีการจ่ายโหลดประมาณ 72 % หลังจากนั้นค่าประสิทธิภาพจะ เพิ่มขึ้นเป็นผลมาจากค่ากำลังงานทางด้านเอาต์พุตและอินพุต



ภาพที่ 4.29 กราฟแสดงค่าประสิทธิภาพ ($\% \eta$) เทียบกับสถานะโหลดต่างๆ

บทที่ 5

สรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุป

ในการทำงานของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งที่มีกำลังสูงนั้น นิยมใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฟลูบริดจ์ หรือกรณีที่มีกำลังปานกลางจะใช้คอนเวอร์เตอร์แบบฮาล์ฟบริดจ์ ซึ่งทั้งสองคอนเวอร์เตอร์จะใช้อุปกรณ์สวิตซ์ทำการสวิตซ์ที่แรงดันเท่ากับแรงดันไฟตรงด้านอินพุท เมื่อแรงดันอินพุทมีค่ามากขึ้น เนื่องจากทำการกรองแรงดันจากไฟฟ้าสามเฟส ทำให้อุปกรณ์สวิตซ์ จะต้องถูกเลือกให้มีคุณสมบัติการทนแรงดันมากขึ้น เพื่อที่จะสามารถใช้อุปกรณ์สวิตซ์ที่มีการทนแรงดันขนาดทั่วไปได้ ซึ่งมีขายทั่วไปและราคาถูก ทำให้โครงการนี้เลือกใช้ คอนเวอร์เตอร์ฮาล์ฟบริดจ์แบบสามระดับ เพื่อลดแรงดันที่อุปกรณ์สวิตซ์

โครงการนี้ ได้จัดสร้างแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งโดยใช้วงจรฮาล์ฟบริดจ์แบบสามระดับ ขนาด 1,000 วัตต์ มีความถี่ 50 kHz โดยได้เลือกใช้ไอซีควบคุมความกว้างพัลส์ ไอซีเบอร์ CA 3524 Pulse width Modulated , PWM และเลือกใช้มอสเฟทที่มีขายทั่วไป เบอร์ IRFP 450 ซึ่งการจัดสร้างแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง ที่ใช้วงจรฮาล์ฟบริดจ์แบบสามระดับจะต้องมีวงจรอื่นๆประกอบมากกว่าแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งทั่วไป เช่นวงจรเลื่อนเฟสทำหน้าที่เลื่อนสัญญาณ ควบคุมจาก PWM ให้เป็นสัญญาณขับสี่สัญญาณเพื่อขับมอสเฟทแต่ละตัว ในวงจรฮาล์ฟบริดจ์แบบสามระดับ โดยที่ยังรักษาสภาวะการนำกระแสพร้อมกันของมอสเฟทเหมือนแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่งธรรมดาและจะต้องมีการเลือกใช่วงจรขับมอสเฟทด้วยหม้อแปลงความถี่สูงขนาดเล็ก จากการออกแบบคอนเวอร์เตอร์ฮาล์ฟบริดจ์แบบสามระดับ โดยคอนเวอร์เตอร์จะสร้างสัญญาณ ความถี่สูงเพื่อจะจ่ายให้กับหม้อแปลงความถี่สูง ในส่วนของการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง จากการคำนวณได้เลือกใช้แกนเฟอร์ไรต์ชนิด ETD 59 ใช้ลวดทองแดง AWG เบอร์ 20 และจำนวนขดลวดด้านปฐมภูมิจำนวน 49 รอบโดยใช้ขดลวดทองแดง 2 เส้นพันรวมกัน และด้านทุติยภูมิจำนวน 35 รอบโดยใช้ขดลวดทองแดง 6 เส้นพันรวมกัน แรงดันที่ออกจาก หม้อแปลงความถี่สูงจะถูกเรกติไฟเออร์โดยวงจรบริดจ์ที่ใช้ไดโอดแบบ Ultra-fast และทำการกรองสัญญาณจากวงจร LC โดย L จะมีค่าเท่ากับ $407.40 \mu\text{H}$ และ C มีค่าเท่ากับ $0.884 \mu\text{F}$ เมื่อมีการต่อโหลดสามารถทำได้ตามขอบเขตที่โครงการนี้ ได้กำหนดไว้และสามารถรักษาสภาวะแรงดันคงที่เมื่อมีการจ่ายโหลดสูงสุด

5.2 ข้อเสนอแนะ

- ขนาด ของขดลวดทองแดงที่ใช้ในการพันหม้อแปลงความถี่สูงควรเลือกให้เหมาะสมถ้ามีขนาดของขดลวดทองแดงที่มีขนาดเล็กเกินไป จะทำให้หม้อแปลงร้อนและเสียหายได้
- ชิงส์ที่ระบายความร้อนให้กับตัวมอสเฟตควรจะมีขนาดใหญ่ เนื่องจากมอสเฟตจะมีความร้อนสูงขณะที่มอสเฟตทำงาน
- สายวงจรและขั้วต่อสายระหว่างชุด ฮอลล์ฟริคต์แบบสามระดับ และหม้อแปลง ความถี่สูง ควรจะมีขนาดใหญ่เนื่องจากมีกระแสสูง

ข้อเสนอแนะ (เพิ่มเติม)

การหาซื้ออุปกรณ์ต่างๆ

- อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ (ร้าน เวสเท็ค ถนน ลาดพร้าว ซอย 1)
- แกนเฟอร์ไรต์ (หาซื้อได้ที่ บ้านหม้อปลาซ่า)

เอกสารอ้างอิง

- [1] สมบูรณ์ มาลานนท์ , สมคิด วิริยะประสิทธิ์ชัย “แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิ่ง ” หจก.สำนักพิมพ์ ฟิสิกส์เซ็นเตอร์
- [2] รศ.ดร.วีระเชษฐ์ ชันเงิน , วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์ “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง ” หจก.สำนักพิมพ์ วิ.เจ.พรินติ้ง
- [3] สุวัฒน์ คั่น “เทคนิคและการออกแบบ สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ” จัดพิมพ์โดย บริษัท เอนเทลไทย จำกัด , 2538