



รายงานการวิจัย

โครงการวิจัยเรื่อง วงจรคอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบสองทิศทางที่มีการควบคุมกระแสโดยการปรับดิ้วตี
ไซเคิลแบบอสมมาตรสำหรับชาร์จประจุซูเปอร์คาปาซิเตอร์จากพลังงานแสงอาทิตย์
**Bidirectional Resonant Converter with Asymmetrical Duty Cycle Control for
Charging Supper Capacitors from Solar Energy**

คณะผู้วิจัย

นาย สายชล ชุตเจื้อจิ้น
นาย วิเชียร หทัยรัตน์ศิริ

โครงการวิจัยทุนสนับสนุนงานวิจัยของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

งบประมาณแผ่นดิน ปี พ.ศ. 2557

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

หัวข้องานวิจัย	วงจรคอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบสองทิศทางที่มีการควบคุมกระแส โดยการปรับดิ้ว์ไอ้เกิลแบบอสมมาตรสำหรับชาร์จประจุซูปเปอร์ คาปาซิเตอร์จากพลังงานแสงอาทิตย์
ผู้เขียน	นาย สายชล ชูคเจ็จจัน นาย วิเชียร หทัยรัตนศิริ
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
ภาควิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและโทรคมนาคม
คณะ	วิศวกรรมศาสตร์
พ.ศ.	2557

บทคัดย่อ

งานวิจัยนี้นำเสนอการควบคุมกระแสโดยการปรับดิ้ว์ไอ้เกิลแบบอสมมาตรสำหรับชาร์จประจุซูปเปอร์คาปาซิเตอร์จากพลังงานแสงอาทิตย์ ที่มีลักษณะการทำงานของสวิตช์เป็นแบบนำกระแสที่แรงดันเป็นศูนย์ เพื่อช่วยลดการสูญเสีย เพื่อลดขนาดและเพิ่มประสิทธิภาพ คอนเวอร์เตอร์ถูกออกแบบให้ทำงานที่ความถี่สวิตช์ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่กำลังไฟฟ้า 20 วัตต์ การทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบออกเป็น 2 โหมด เพื่อให้วงจรสามารถนำกระแสได้ 2 ทิศทางคือ โหมดที่ทำงานเป็นวงจรลดทอนแรงดันและโหมดวงจรเพิ่มแรงดัน โดยมีเอาพุตต์แรงดันต่ำของโหมดวงจรลดทอนแรงดันเท่ากับ 150 โวลต์และแรงดันสูงของเอาพุตต์ของโหมดวงจรเพิ่มแรงดันเท่ากับ 240 โวลต์ โดยงานวิจัยนี้จะนำเสนอ ทำงานในโหมด ทั้ง 2 โหมดรวมไปถึงการออกแบบและหาค่าอุปกรณ์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์

คำสำคัญ: ดิ้ว์ ทุ ดิ้ว์ คอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง ดิ้ว์บัส เซลล์แสงอาทิตย์

Title Bidirectional resonant converter with asymmetrical duty cycle control
for charging super capacitors from solar energy

Author Mr. Saichol Chudjuarjeen
Mr. Vichien Hathairatsiri

Department Electrical and Telecommunication Engineering

Faculty Engineering

B.E. 2557

Abstract

This paper proposes Bidirectional resonant converter with asymmetrical duty cycle control for charging super capacitors from solar energy, designed at 20 kHz for 288 W, is operated at zero voltage switch mode for reducing the losses of converter. The modes of operation divide in two modes for operating bidirectional current. The first part is buck mode which has 150 volt at the output voltage and second is boost mode which has 240 volt at the output voltage. The two operation modes of converter will be discussed in this paper.

Keywords: bidirectional dc-dc converter, dc bus, solar energy

กิตติกรรมประกาศ

ผู้วิจัยขอขอบคุณ สถาบันวิจัยและพัฒนา และคณะวิศวกรรมศาสตร์ที่ส่งเสริม สนับสนุนการทำวิจัยจนเสร็จสิ้น และขอบคุณมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพที่ช่วยสนับสนุนเงินทุนในการวิจัยในการทำวิจัย และบุคลากรทุกท่านที่ให้ความสะดวกในการทำงานวิจัย ทั้งทางด้านเบิกจ่ายงบประมาณ และค้นคว้าหาข้อมูล สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณบิดา-มารดา ที่สนับสนุนในการศึกษาของผู้เขียน และให้กำลังใจในการศึกษาตลอดมา

ผู้ทำวิจัย



สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ	ข
กิตติกรรมประกาศ	ค
บทที่	
1. บทนำ	
1.1 ความเป็นมา	1
1.2 วัตถุประสงค์	5
1.3 ขอบเขต	5
1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ	5
2. การทบทวนวรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
2.1 การทบทวนวรรณกรรม	7
2.2 คอนเวอร์เตอร์	8
2.3 การออกแบบวงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง แบบ <i>Ap</i> (Area Approach)	17
2.4 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulates PWM)	28
3. การออกแบบและสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์	
3.1 การออกแบบ	30
3.2 โหลดของวงจร	31
3.3 การออกแบบและสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบ สองทิศทาง	31
3.4 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุมของคอนเวอร์เตอร์	34
4. ผลการดำเนินงานและการวิเคราะห์	
4.1 การจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์	37
4.2 การทดสอบการทำงานของระบบจริง	44
5. สรุปผล ปัญหาและข้อเสนอแนะ	
5.1 สรุปผล	49
5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ	49
เอกสารอ้างอิง	50

บทที่ 1

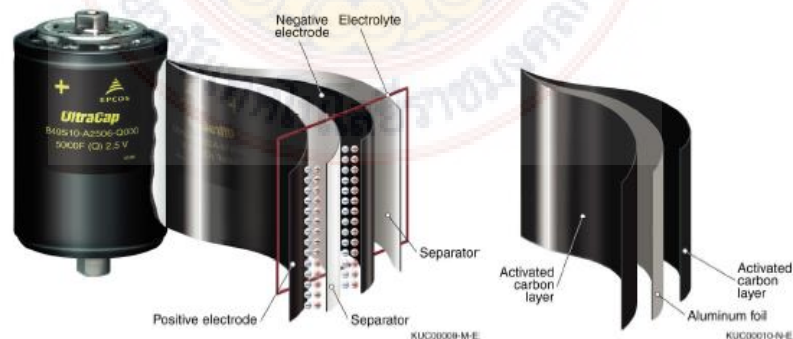
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญ

สืบเนื่องจากแหล่งพลังงานธรรมชาติที่มีอยู่อย่างจำกัดและความต้องการพลังงานเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง ทำให้มีความต้องการแหล่งพลังงานทดแทนเพื่อลดค่าใช้จ่ายด้านพลังงานของประเทศ จึงมีการสนับสนุนการติดตั้งระบบผลิตไฟฟ้าด้วยพลังงานแสงอาทิตย์จากภาครัฐและหน่วยงานต่างๆ นอกจากนี้ปัจจัยอื่นๆ เช่นราคาของระบบ (แผงเซลล์แสงอาทิตย์ และระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังที่เชื่อมต่อกับแผง) ที่ลดลงอย่างต่อเนื่อง ประสิทธิภาพที่สูงขึ้นของเซลล์แสงอาทิตย์ และความก้าวหน้าทางเทคโนโลยีของอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำและระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ทำให้การนำเอาพลังงานที่ผลิตจากเซลล์แสงอาทิตย์มาใช้เป็นแหล่งพลังงานทดแทนได้รับความนิยมสูงขึ้น

ในตอนปลายทศวรรษ 1950s Becker ได้ริเริ่มพัฒนาอุปกรณ์สะสมประจุไฟฟ้าแบบ electrical double-layer capacitor ซึ่งเป็นแหล่งให้พลังงานที่อัดไฟซ้ำได้ จนนำไปสู่งานวิจัยเพื่อใช้กับรถไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ของผู้บริโภค

คุณสมบัติบวกกับความสามารถในการอัดไฟและจ่ายไฟได้อย่างรวดเร็วย่อมหมายถึงการที่มันจะกลายเป็นอุปกรณ์ชั้นนำในอนาคตสำหรับตัวจ่ายกำลังไฟฟ้าสูงสุดระบบลูกผสมคาร์บอนเป็นหนึ่งในวัสดุที่นิยมใช้กันมากที่สุดสำหรับทำขั้วไฟฟ้า ไม่ว่าในรูปผงหรือผ้าทอ โดยมีพื้นที่ผิวอยู่ในช่วง 1,000 – 2,000 ตารางเมตร/กรัม และขนาดของรูพรุนจาก 50 นาโนเมตร ผู้ผลิตอุตสาหกรรมสามารถปรับให้มีประสิทธิภาพสูงสุดการทำงานได้สูงสุด โดยการปรับแต่งอัตราส่วนระหว่างช่อง (channels) ใหญ่ซึ่งเป็นทางเข้าของไอออนต่อช่องที่มีขนาดเล็กกว่า ซึ่งมีส่วนสำคัญกับพื้นที่ผิวและเพิ่มความจุ

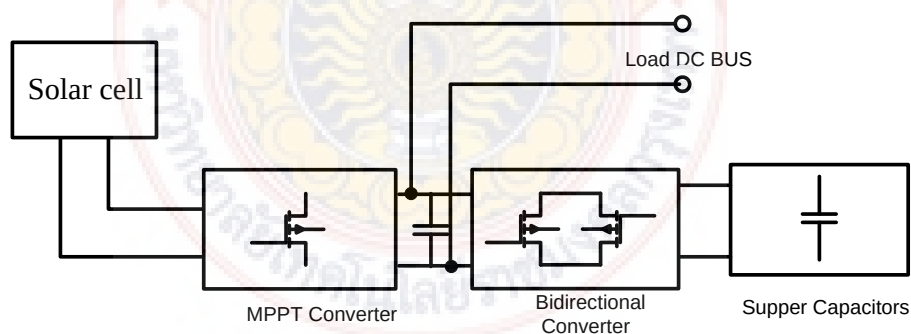


รูปที่ 1.1 โครงสร้างชั้นผิวของ Super Capacitor และ Electrode

	Battery	UltraCap
	Lead-acid 12 V/44 Ah	3600 F/2.5 V
Provided energy	Only part of provided energy can be stored	Total provided energy can be stored
Energy density	40 Wh/kg	4 Wh/kg
Power density	300 W/kg	5 kW/kg (pulse for 1 s)

รูปที่ 1.2 เปรียบเทียบคุณสมบัติระหว่าง Super Capacitor กับ แบตเตอรี่

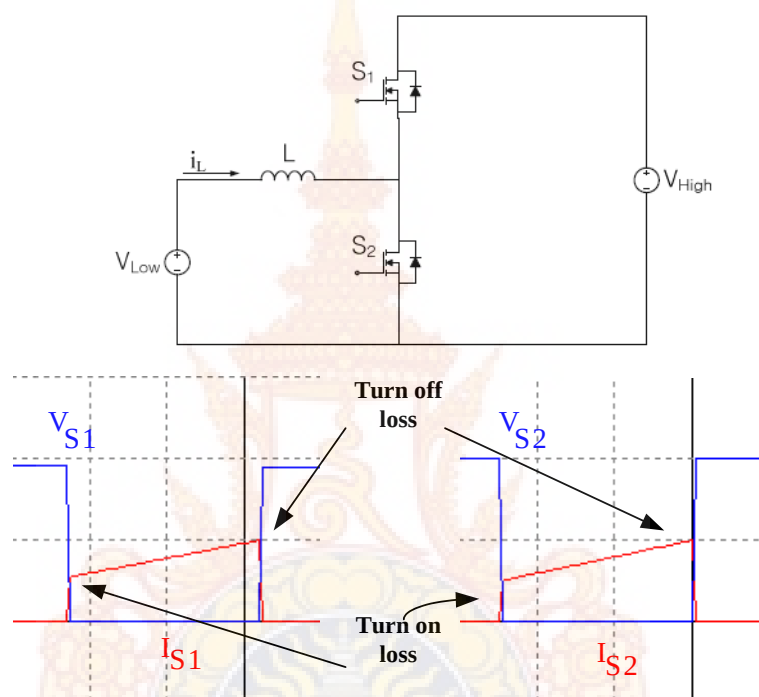
จากรูปที่ 1.2 มีการเปรียบเทียบคุณสมบัติระหว่าง Super Capacitor กับ แบตเตอรี่ จะเห็นได้ว่า ซุปเปอร์คาปาซิเตอร์สามารถรับความหนาแน่นกำลังไฟฟ้าได้สูงกว่าแบตเตอรี่ ซึ่งหมายถึงการชาร์จและการคายประจุสามารถทำได้อย่างเต็มที่และสามารถชาร์จประจุก็ครั้งก็ได้ เนื่องจากแบตเตอรี่มีข้อจำกัดคือ กระแสที่ชาร์จควรคงที่ และการจ่ายพลังงานก็เช่นกันซึ่งผลจากนี้ทำให้แบตเตอรี่เสื่อมอายุการใช้งานเร็วขึ้น ปัจจุบันจึงได้เริ่มมีการเปลี่ยนจากแบตเตอรี่มาเป็นซุปเปอร์คาปาซิเตอร์ ดังแสดงในรูปที่ 1.3



รูปที่ 1.3 ระบบการเก็บพลังงานจากโซลาร์เซลล์โดยใช้ Super-capacitor

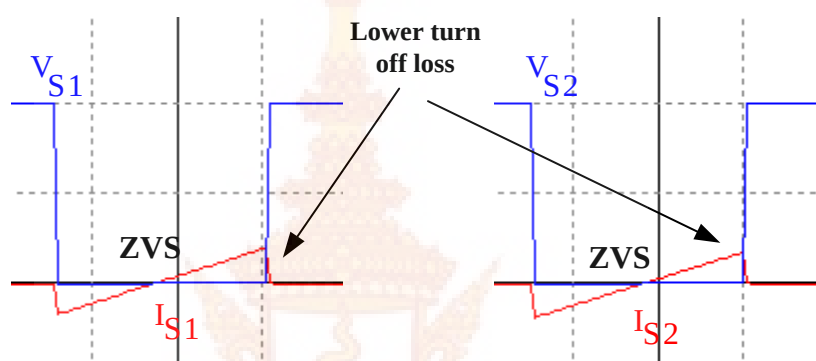
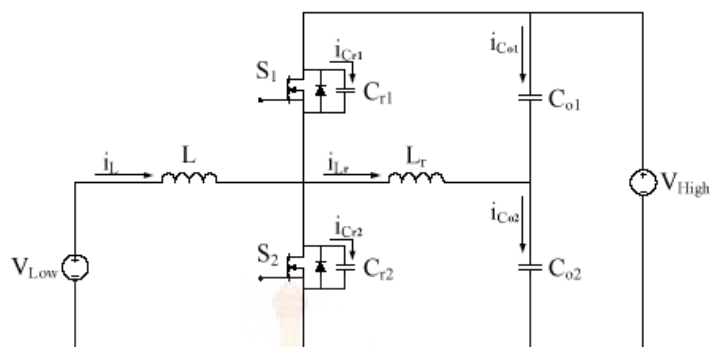
รูปที่ 1.3 แสดงระบบการเก็บพลังงานจากโซลาร์เซลล์โดยใช้ Super-capacitor โดยมีคอนเวอร์เตอร์ สองตัว ตัวแรก MPPT converter ทำหน้าที่ คัดตามกำลังสูงสุดจากโซลาร์เซลล์ เพื่อจ่ายแรงดันดีซีบัส ส่วนตัวที่สอง Bidirectional converter ทำหน้าที่ชาร์จพลังงานเข้า Super-capacitor ที่

เหมาะสมและเมื่อพลังงานจากโซลาร์เซลล์น้อยก็จะทำหน้าที่จ่ายพลังงานไปจ่ายที่โหลด (Load DC bus) รูปที่ 1.4 แสดงวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางที่ใช้กันอยู่ทั่วไป (Bidirectional Converter) โดยที่ฝั่งทางแรงดันต่ำ (V_{low}) แสดงถึงแรงดันที่ Super-capacitor และแรงดันสูง (V_{high}) คือฝั่งของดีซีบัส ซึ่งมีข้อเสียคือมีประสิทธิภาพต่ำเนื่องจากเกิดการสูญเสียของสวิตช์ทั้งในช่วงเวลาเปิดและปิดวงจร วงจรนี้จึงไม่สามารถนำไปใช้ในงานที่มีกำลังไฟฟ้าสูงขึ้นได้ [1]

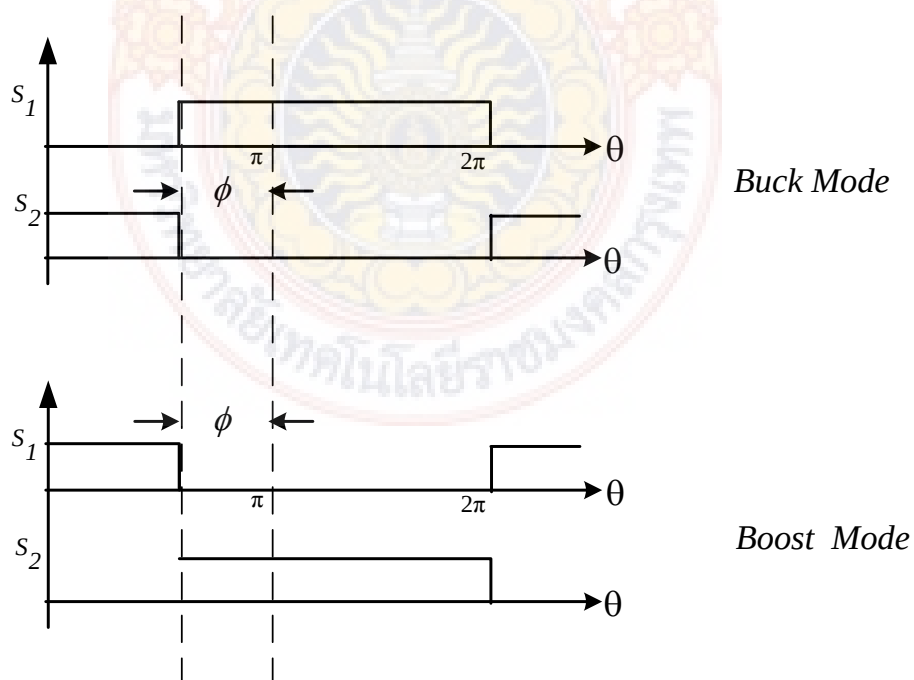


รูปที่ 1.4 คอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางโดยทั่วไปและการทำงานของสวิตช์

เนื่องจากประสิทธิภาพในการผลิตกระแสไฟฟ้าของเซลล์แสงอาทิตย์ค่อนข้างต่ำ การเก็บพลังงานจึงควรทำให้มีประสิทธิภาพสูงที่สุด คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ถ่ายเทกำลังงานจึงควรมีการสูญเสียน้อยที่สุด โดยการสูญเสียของสวิตช์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์มีสองอย่างคือ การสูญเสียขณะนำกระแส (Conduction Loss) และการสูญเสียขณะเปิดปิดวงจร (Switching loss) ซึ่งการสูญเสียขณะนำกระแสจะขึ้นอยู่กับอุปกรณ์สวิตช์ที่เลือกใช้ แต่การสูญเสียขณะเปิดปิดวงจรจะมีค่าสูงขึ้นเมื่อคอนเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สูง



รูปที่ 1.5 คอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบสองทิศทางที่นำเสนอและการทำงานของสวิตช์



รูปที่ 1.6 การควบคุมการทำงานของสวิตช์แบบปรับดิเลย์เซลล์แบบสมมาตร

งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรคอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบสองทิศทางที่มีการควบคุมกระแสโดยการปรับดิ้วไซ้เกิลแบบอสมมาตรสำหรับซาร์จประจุขุบเปอร์คาร์ปาซิเตอร์จากพลังงานแสงอาทิตย์ คอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบสองทิศทางที่ถูกลำเสนอแสดงดังรูปที่ 1.5 โดยจะเห็นได้ช่วงที่สวิตช์นำกระแสจะมีการสูญเสียเป็นศูนย์เนื่องจากสวิตช์นำกระแสที่สภาวะเป็นศูนย์ และเมื่อสวิตช์หยุดนำกระแสจะเห็นได้ว่าสวิตช์มีการสูญเสียลดลงเนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ค่อยๆเพิ่มเนื่องมาจากคาปาซิเตอร์ที่ต่อคร่อมอยู่กับสวิตช์ การควบคุมวงจรเมื่อแรงดันทางด้านแรงดันต่ำ (V_{low}) มีค่าต่ำลงมากวงจรควรที่จะมีซาร์จกระแสอย่างรวดเร็ว และเช่นเดียวกันเมื่อแรงดันทางด้านแรงดันสูง (V_{high}) มีค่าต่ำลงวงจรควรที่จะมีจ่ายกระแสอย่างรวดเร็วเช่นเดียวกัน ดังนั้นการควบคุมกระแสโดยการปรับดิ้วไซ้เกิลแบบอสมมาตรดังแสดงดังรูปที่ 1.6 จึงถูกลำเสนอเพื่อรักษาระดับแรงดันทั้งสองฝั่งให้คงที่ โดยจะควบคุมให้คอนเวอร์เตอร์ทำงานในย่านสวิตช์ทำงานที่แรงดันเป็นศูนย์ตลอดเวลา

1.2 วัตถุประสงค์

1.2.1 เพื่อศึกษาพฤติกรรมการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบสองทิศทางที่มีการปรับกำลังโดยการปรับดิ้วไซ้เกิลแบบอสมมาตรสำหรับซาร์จประจุขุบเปอร์คาร์ปาซิเตอร์จากพลังงานแสงอาทิตย์

1.2.2 เพื่อศึกษาการควบคุมกระแสของวงจรคอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบสองทิศทางโดยการปรับดิ้วไซ้เกิลแบบอสมมาตรให้ทำงานในย่านสวิตช์นำกระแสที่แรงดันเป็นศูนย์ตลอดเวลา

1.3 ขอบเขต

ออกแบบ สร้างและทดสอบวงจรคอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบสองทิศทางที่มีการควบคุมกระแสโดยการปรับดิ้วไซ้เกิลแบบอสมมาตรสำหรับซาร์จประจุขุบเปอร์คาร์ปาซิเตอร์จากพลังงานแสงอาทิตย์ โดยจะควบคุมให้คอนเวอร์เตอร์ทำงานในย่านสวิตช์นำกระแสที่แรงดันเป็นศูนย์ตลอดเวลา

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.4.1 คาดว่าเมื่องานวิจัยสำเร็จแล้วจะสามารถใช้เป็นเครื่องต้นแบบในการวิจัยพัฒนาหรือการนำไปใช้งานในภาคอุตสาหกรรมของประเทศในอนาคตต่อไป

1.4.2 สามารถนำผลงานที่สำเร็จไปตีพิมพ์เป็นวารสารงานวิจัยในระดับประเทศและต่างประเทศ

1.4.3 สามารถลดการนำเข้าสินค้าจากต่างประเทศได้

1.4.4 สามารถเก็บพลังงานจากแสงอาทิตย์ได้อย่างมีประสิทธิภาพ



บทที่ 2

การทบทวนวรรณกรรมและทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

ในการออกแบบและสร้างวงจรดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางจำเป็นต้องศึกษาหลักการและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องดังนี้

2.1 การทบทวนวรรณกรรม

งานวิจัยนี้ได้มีการศึกษาเกี่ยวกับวงจรดีซี ทู ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง โดยใช้หลักการของการแอตซีเรโซแนนซ์และการควบคุมดิฟฟ์ไซเคิล ในโครงการนี้ได้ศึกษาข้อมูลในงานวิจัยที่เกี่ยวข้องดังนี้

คณะผู้วิจัย [1] ได้ทำการศึกษาการออกแบบและสร้างวงจรบูสต์ดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน 4 โมดูล เพื่อที่จะลดกระแสกระแสฟีดแบ็กด้านอินพุตและสามารถจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับภาระที่ถูกต้องเพิ่มเข้ามาในระบบได้ โดยใช้วงจรบูสต์ดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์จำนวน 4 วงจรต่อขนานกัน แต่ละวงจรทำงานในโหมดกระแสไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำต่อเนื่อง การออกแบบควบคุมเป็นตัวควบคุมแบบพีไอและใช้เทคนิคการอินเตอร์ลิฟ เพื่อลดการกระเพื่อมของกระแสทางด้านอินพุต ในการควบคุมเพื่อรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ สามารถจ่ายกระแสสูงและการแบ่งจ่ายกระแสของแต่ละวงจรไปยังภาระมีค่าใกล้เคียงกัน มีประสิทธิภาพและความน่าเชื่อถือสูง

คณะผู้วิจัย [2] ได้ทำการศึกษาการออกแบบวงจรดีซี ทู ดีซี คอนเวอร์เตอร์ แบบสองทิศทางที่มีลักษณะการทำงานของสวิตช์เป็นแบบนำกระแสที่แรงดันเป็นศูนย์เพื่อลดขนาดและเพิ่มประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ คอนเวอร์เตอร์ถูกออกแบบให้ทำงานที่ความถี่สวิตช์ 30 กิโลเฮิร์ตซ์ ที่กำลังไฟฟ้า 3 กิโลวัตต์ ใช้หลักการแอตซีเรโซแนนซ์ ในการทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบออกเป็นสองโหมดเพื่อให้วงจรสามารถนำกระแสได้สองทิศทางคือ โหมดที่ทำงานเป็นวงจรทอนแรงดันและโหมดวงจรทบแรงดัน

Y. C. Chuang และคณะ (2010) ได้นำเสนอวงจรทอนแรงดันหรือบัคคอนเวอร์เตอร์ประสิทธิภาพสูงสำหรับชาร์จแบตเตอรี่แบบลิเทียมไอออน

B. R. Lin and J. J. Chen และคณะ (2009) ได้นำเสนอวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดฟลายแบคและวงจรซีดีที่มีเทคนิคสวิตช์ช่วยในการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์

Phatiphat Thounthong และคณะ (2006) ได้ทำการเสนองานวิจัย การควบคุมแรงดันดีซีบัสที่ได้มาจาก fuel cell และ supercapacitor สำหรับรถไฟฟ้า

Schuch, L. และคณะ (2006) ได้ทำการวิเคราะห์และออกแบบการทำงานเปิดปิดสวิตช์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางที่ใช้สำหรับแบตเตอรี่

F. Z. Peng และคณะ (2004) ได้นำเสนอวงจรคอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบสองทิศทางที่ถูกใช้สำหรับเซลล์เชื้อเพลิงและแบตเตอรี่

Chan, H.L., และคณะ (2003) ได้นำเสนอวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีการเปิดปิดสวิตช์เป็นศูนย์โดยใช้การควบคุมแบบเฟสชิฟ ซึ่งจำเป็นต้องใช้สวิตช์ถึง 4 ตัว

Chen, G., Lee และคณะ (2000) ได้นำเสนอวงจรฟลายแบคคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางที่มีการเพิ่มสวิตช์เพื่อช่วยในการลดการสูญเสียที่สวิตช์

Atsushi Okuno และคณะ (1998) ได้ทำการสร้างเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบปรับกำลังโดยปรับแรงดันดิซีโดยใช้เฟสคอนโทรลเรกติฟายเออร์ อินเวอร์เตอร์ใช้เป็นฟูลบริดจ์มีการควบคุมมุมเฟสคงที่ ต่อเข้ากับหม้อแปลงเป็นเอาพุตต่อไปยังโหลดเรโซแนนซ์ซึ่งเป็นแบบอนุกรม (RLC)

M. K. Kazimierczuk และคณะ (1993) ได้ทำการออกแบบและสร้างเครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำแบบปรับกำลังโดยปรับแรงดันดิซีโดยใช้เฟสคอนโทรลเรกติฟายเออร์ อินเวอร์เตอร์ใช้เป็นฮาร์ดบริดจ์ต่อเข้ากับหม้อแปลงเป็นเอาพุตต่อไปยังโหลดเรโซแนนซ์ซึ่งเป็นแบบอนุกรม (RLC)

2.2 คอนเวอร์เตอร์

ดิซีทุติยคอนเวอร์เตอร์ เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันกระแสตรงจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่มีค่าคงที่ ให้ได้แรงดันกระแสตรงด้านออก ที่สามารถปรับค่าได้ตามที่ต้องการ โดยใช้หลักการทำงานของอิเล็กทรอนิกส์สวิตช์

อิเล็กทรอนิกส์สวิตช์มีวิธีการ 2 แบบคือ

1) แบบ Constant – frequency เป็นวงจรที่ควบคุมให้ Time Period (T) คงที่ แล้วปรับเวลา ON Time การควบคุมในลักษณะนี้เรียกว่า Pulse-Width-Modulation (PWM)

2) แบบ Variable - frequency เป็นวงจรที่ปรับ Time Period โดยการปรับ ON Time หรือ OFF Time การควบคุมแบบนี้เรียกว่า Frequency-modulation แต่เนื่องจากการควบคุมในลักษณะนี้ความถี่มีการเปลี่ยนแปลงในย่านกว้างทำให้ยากในการฟิลเตอร์

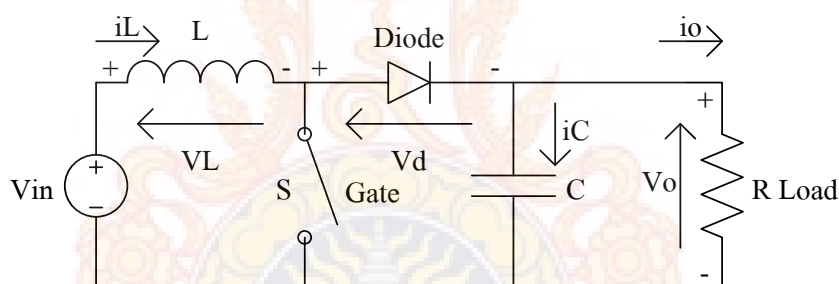
อิเล็กทรอนิกส์สวิตช์ที่ใช้ในวงจรมีอยู่ 2 แบบคือ

1) แบบที่ทำให้กระแสหยุดไหลด้วยการบีบบังคับ (Forced Commutation) คือ เอสซีอาร์ จะนำมาใช้ในงานความถี่ต่ำ

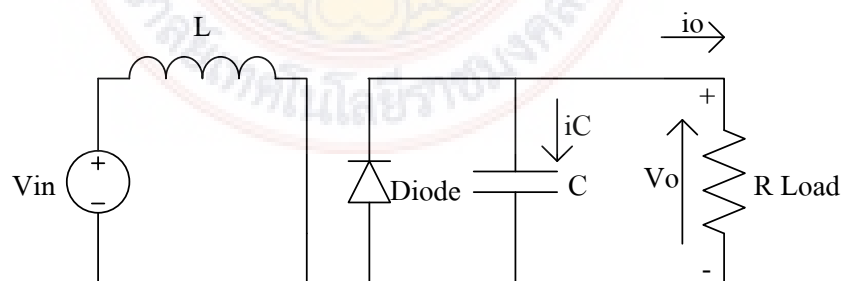
2) แบบที่ทำให้กระแสหยุดไหลได้ด้วยตัวเอง (Self Commutation) คือ เพาเวอร์มอสเฟต จีทีโอ และ ไอจีบีที จะนำมาใช้ในงานความถี่สูง

2.2.1 คอนเวอร์เตอร์แบบทบทระดับแรงดันกระแสตรง (Boost Converter)

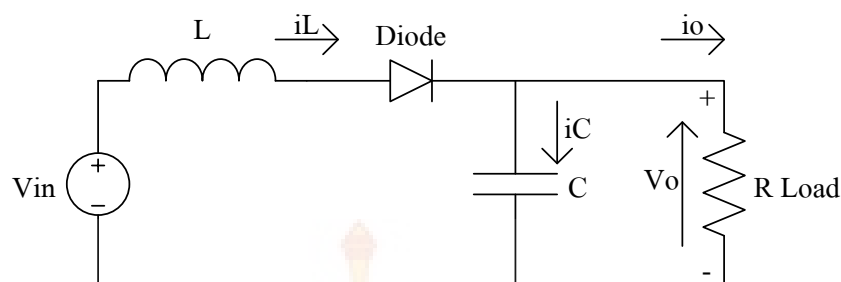
คอนเวอร์เตอร์แบบทบทระดับแรงดันกระแสตรงเป็นสวิตชิงชนิดหนึ่งที่สามารถได้โดยใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และอุปกรณ์ความถี่สูงทำการปรับเปลี่ยนระดับแรงดันด้านออก ให้สูงกว่าระดับแรงดันด้านเข้า โดยอาศัยคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงในการเก็บและคายพลังงาน การทำให้ระดับแรงดันด้านออกสูงกว่าระดับแรงดันด้านเข้าจึงเรียกว่า สเต็ปอัพคอนเวอร์เตอร์ (Step - up Converter) จะประกอบไปด้วย 2 ส่วนหลักคือ ส่วนของวงจรกำลัง ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง ตัวเก็บประจุด้านออก ไดโอดกำลังทำหน้าที่สวิตช์ อีกส่วนคือวงจรกรองแรงดัน เป็นวงจรทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ เพื่อรักษาระดับแรงดันด้านออกให้คงที่ วงจรสมมูลของวงจรทบทระดับแรงดันกระแสตรงแสดงดังรูปที่ 2.1 การทำงานของวงจรทบทระดับแรงดันกระแสตรงแสดงดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.1 วงจรสมมูลของวงจรทบทระดับแรงดันกระแสตรง



ก) โหมดที่ 1 สวิตช์ปิด



ข) โหมดที่ 2 สวิตช์เปิด

รูปที่ 2.2 วงจรการทำงานของวงจรทระดับแรงดันกระแสตรง

2.2.1.1 วิเคราะห์เมื่อสวิตช์ปิด

โหมด 1 ($0 < t \leq t_{on}$) มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์ปิด ($t = 0$) กระแสด้านเข้าไหลผ่านมอสเฟต Q_1 และตัวเหนี่ยวนำทำให้กระแสของตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นจาก I_1 ที่ $t = t_0$ เป็น I_2 ที่ $t = t_1$ โดยไดโอด D_M จะถูกไบอัสกลับ ตัวเก็บประจุจะคายประจุให้แก่โหลดในช่วงเวลา $0 < t \leq t_{on}$ ค่าแรงดันด้านเข้ามีค่าเท่ากับแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำดังสมการที่ (2.1)

$$V_s = V_L = L \frac{I_2 - I_1}{t_{on}} = \frac{L \Delta I}{t_{on}} \quad (2.1)$$

สมการที่จะหาค่าเวลาในช่วงที่เพาเวอร์มอสเฟต นำกระแสได้จากสมการที่ (2.2)

$$t_{on} = \frac{L \Delta I}{V_s} \quad (2.2)$$

พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำสามารถหาได้จากสมการที่ (2.3)

$$E = \frac{1}{2} L (\Delta I)^2 = \frac{1}{2} V_s^2 t_{on}^2 \quad (2.3)$$

2.2.1.2 วิเคราะห์เมื่อสวิตช์เปิด

โหมด 2 ($0 < t \leq t_{on}$) มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์เปิด ($t = t_1$) แรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับของตัวเหนี่ยวนำซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับแรงดันด้านเข้า ทำให้แรงดันด้านออกมีค่ามากขึ้นจนทำให้ D_M ทำงานกระแสด้านเข้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ประกอบด้วยกระแสด้านเข้า (I_s) และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ (I_L) ซึ่งกระแสของตัวเหนี่ยวนำเกิดจากพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำขณะที่มอสเฟต Q_1 ทำงานผ่านไดโอด D_M จ่ายให้กับโหลดและชาร์จประจุให้แก่ตัวเก็บประจุเป็นผลให้ I_L ตกลงในช่วงเวลา t_2

$$V_s - V_o = L \frac{I_2 - I_1}{t_{off}} \quad (2.4)$$

$$V_o - V_s = L \frac{\Delta I}{t_{off}} \quad (2.5)$$

สามารถที่จะหาค่าเวลาในช่วงที่เพาเวอร์มอสเฟต ไม่นำกระแส ได้จากสมการนี้

$$t_{off} = L \frac{\Delta I}{V_o - V_s} \quad (2.6)$$

การเปลี่ยนแปลงของกระแสของตัวเหนี่ยวนำระหว่างค่ากระแส ค่ายอดสุด (Peak - to - Peak) คือ กระแสกระแสเพิ่มเมื่อพิจารณาที่สภาวะคงที่โดยให้ช่วงเวลา t_{on} และ t_{off} จากสมการที่ (2.2) และ (2.6) มีค่าเท่ากัน คำนวณหากระแสเพิ่มได้ดังนี้

$$\Delta I = \frac{V_s t_{on}}{L} = \frac{(V_o - V_s) t_{off}}{L} \quad (2.7)$$

แทนค่า $t_{on} = DT$ และ $t_{off} = 1 - DT$ ลงในสมการที่ (2.7)

$$V_s DT = (V_o - V_s)(1 - D)T = V_o(1 - D)T - V_s(1 - D)T \quad (2.8)$$

จากสมการที่ (2.8) เมื่อทำให้อยู่ในรูปอย่างง่ายได้

$$V_s DT = V_o(1 - D)T - V_s T + V_s T \quad (2.9)$$

$$V_s = V_o(1-D) \quad (2.10)$$

ดังนั้นแรงดันด้านออกเฉลี่ยจากวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบทบระดับแรงดันกระแสตรงจะได้ดังสมการที่ (2.11)

$$V_o = \frac{V_s}{1-D} \quad (2.11)$$

สมการที่ (2.11) แสดงถึงแรงดันด้านออก ถ้าสวิตช์เปิดตลอดเวลาและ D มีค่าเป็นศูนย์ แรงดันด้านออกจะมีค่าเหมือนกับแรงดันด้านเข้า ขณะที่ดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) มีค่าเพิ่มขึ้น ตัวส่วนในสมการที่ (2.11) จะมีขนาดเล็กลงและแรงดันด้านออกจะมีค่าแรงดันมากกว่าด้านเข้า แรงดันด้านออกจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันด้านเข้าและค่าดิวตี้ไซเคิล ขณะที่ดิวตี้ไซเคิลมีค่าเข้าใกล้ 1 แรงดันด้านออกจะมีค่าเข้าใกล้อนันต์ (Infinity) หากพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับด้านออก จะได้ว่า

$$V_s I_s = V_o I_o \quad (2.12)$$

แทนค่าแรงดันด้านออกจากสมการที่ (2.11)

$$V_s I_s = \frac{V_s I_o}{1-D} \quad (2.13)$$

ดังนั้นกระแสด้านเข้าเฉลี่ยจะได้

$$I_s = \frac{I_o}{1-D} \quad (2.14)$$

สวิตชิงเพาเวอร์ซัพพลายจะทำงานในรูปของคาบเวลา ในหนึ่งคาบเวลาจะประกอบไปด้วยช่วงเวลา t_{on} และ t_{off} ดังนั้นค่าของคาบเวลาจะได้

$$T = \frac{1}{f} = t_{on} + t_{off} = \frac{L\Delta I}{V_s} + \frac{L\Delta I}{V_o - V_s} + \frac{L(\Delta I)V_o}{V_s(V_o - V_s)} \quad (2.15)$$

เมื่อจัดรูปสมการที่ (2.15) ใหม่ จะได้ค่ากระแสกระเพื่อมของตัวเหนี่ยวนำ ดังสมการที่ (2.16)

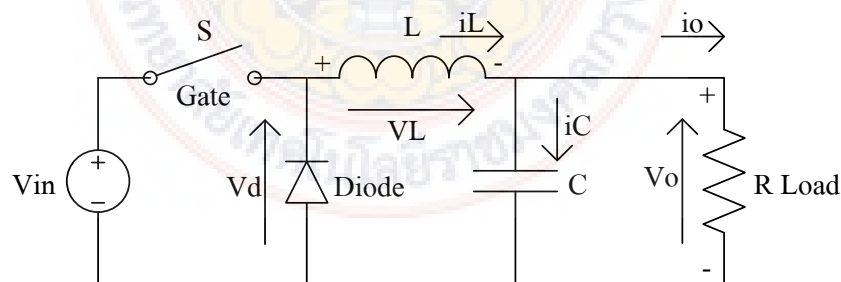
$$\Delta I = \frac{V_s(V_o - V_s)T}{LV_s} = \frac{V_s \left[\frac{V_s}{(1-D) - V_o} \right]}{fLV_o} \quad (2.16)$$

และจะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรทบทแรงดันดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ดังสมการที่ (2.17)

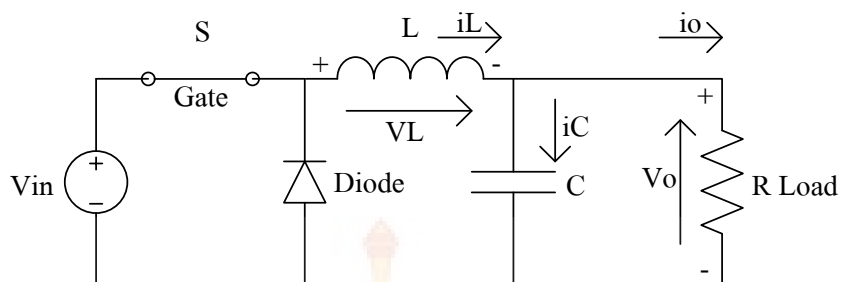
$$L = \frac{V_s D}{f \Delta I} \quad (2.17)$$

2.2.2 คอนเวอร์เตอร์แบบทอนระดับแรงดันกระแสตรง (Buck Converter)

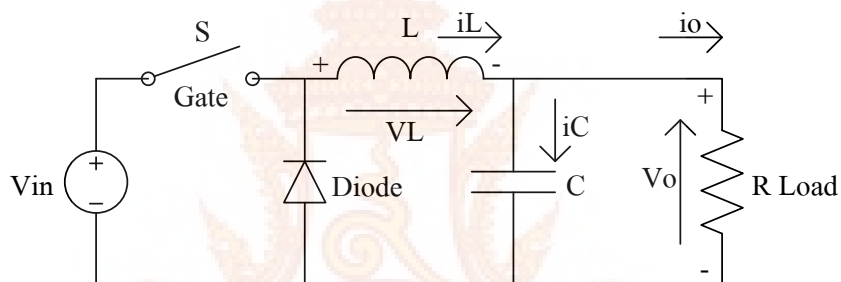
หลักการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบทอนระดับแรงดันกระแสตรง เป็นการออกแบบเพื่อให้แรงดันด้านออกมีปริมาณต่ำกว่าด้านเข้า และมีปริมาณแรงดันตามที่ต้องการ โดยเริ่มต้นจากเงื่อนไขที่ว่าแรงดันเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้นสามารถหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้ การวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมดจะต้องวิเคราะห์ในสถานะอยู่ตัว วงจรสมมูลของวงจรทอนระดับแรงดันกระแสตรง แสดงดังรูปที่ 2.3 และวงจรการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดันกระแสตรง แสดงดังรูปที่ 2.4



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของวงจรทอนระดับแรงดันกระแสตรง



ก. โหมดที่ 1 สวิตช์ปิด



ข. โหมดที่ 2 สวิตช์เปิด

รูปที่ 2.4 วงจรการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดันกระแสตรง

2.2.2.1 วิเคราะห์เมื่อสวิตช์ปิด

จากรูปที่ 2.4 ก. เป็นการทำงานโหมดที่ 1 มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์ปิด ($t = 0$) กระแสด้านเข้าไหลผ่าน Q_1 และตัวเหนี่ยวนำ ทำให้กระแสของตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นจาก I_1 ที่ $t = 0$ เป็นเวลา I_2 ที่ $t = t_1$ โดยกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ จะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน R และแรงดันที่แหล่งจ่ายจะเท่ากับแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำบวกกับแรงดันที่ตกคร่อม R ดังสมการที่ (2.19)

$$V_s = V_L = V_o \quad (2.18)$$

หรือ

$$V_L = V_S = V_O$$

แต่

$$V_L = L \frac{d_{iL}}{dt}$$

จะได้

$$L \frac{d_{iL}}{dt} = V_S - V_O$$

$$\frac{d_{iL}}{dt} = \frac{V_S - V_O}{L} \quad (2.19)$$

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลานำกระแส คือ $dt = DT$

$$\Delta_{iL,on} = \left(\frac{V_S - V_O}{L} \right) DT \quad (2.20)$$

2.2.2.2 วิเคราะห์เมื่อสวิตช์เปิด

จากรูปที่ 2.4 ข. เป็นการทำงานโหมด 2 มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์เปิด ($t = t_1$) แรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับของตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับตัวต้านทาน R ทำให้แรงดันด้านออกมีค่ามากขึ้นจนทำให้ D_M ทำงานจึงทำให้ตัวเหนี่ยวนำคายพลังงานออกมาเปรียบเสมือนเป็นแหล่งจ่ายตัวหนึ่ง ทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน ดังสมการที่ 2.21

$$V_D = V_L + V_O \quad (2.21)$$

แต่ $V_D = 0V$ จะได้

$$V_L + V_O = 0$$

$$V_L = -V_O$$

$$V_L = -V_O = L \frac{d_{iL}}{dt}$$

$$L \frac{d_{iL}}{dt} = \frac{\Delta_{iL,off}}{\Delta t} = \frac{-V_O}{L} \quad (2.22)$$

dt ในกรณี อยู่ในช่วงเวลาหยุดนำกระแส คือ $dt = (1-D)T$ สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังสมการที่ (2.23)

$$\Delta_{iL,off} = -\left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T \quad (2.23)$$

แทนค่า $t_{on} = DT$ และ $t_{off} = (1-D)T$ ลงในสมการที่ (2.23) จะได้

$$\Delta_{iL,on} + \Delta_{iL,off} = 0$$

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

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

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

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

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

$$V_s D - V_o = 0$$

$$V_s D = V_o$$

$$\frac{V_o}{V_s} = D \quad (2.24)$$

2.3 การออกแบบวงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

2.3.1 ตัวเหนี่ยวนำ (Inductor)

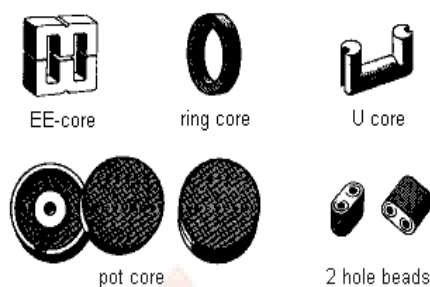
ตัวเหนี่ยวนำเป็นอุปกรณ์ที่ทำงานโดยอาศัยคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้า การที่จะเข้าใจ การออกแบบตัวเหนี่ยวนำจะต้องทำความเข้าใจเกี่ยวกับ ทฤษฎีทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยตัวเหนี่ยวนำมีหน้าที่สำคัญมากในการเก็บพลังงานและคายพลังงานในคอนเวอร์เตอร์แบบทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

2.3.1.1 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic Material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์ จะมีผลทำให้เกิดการเหนี่ยวนำฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก แกนเฟอร์ไรต์มีค่าอิ่มตัวฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000–6,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่ความถี่สูง ดังนั้นตัวเหนี่ยวนำในวงจรสวิตชิงจึงนิยมใช้แกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของตัวเหนี่ยวนำสวิตชิงจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ

สารแม่เหล็กที่ใช้ทำแกนแม่เหล็กมักจะเป็นอัลลอยของเหล็ก สารที่นิยมใช้ที่ความถี่ต่ำ (< 1 kHz) ได้แก่ เหล็กผสมซิลิกอนเจือจาง ($\text{Si} < 1\%$) ซึ่งมีความหนาแน่นฟลักซ์อิ่มตัวค่าสูงแต่จะมีการสูญเสียมาก ถ้าส่วนผสมซิลิกอนมีมากขึ้นก็มักจะเป็นชนิด Grain Oriented การสูญเสียจะน้อยลงแต่ราคาก็จะแพง นอกจากจะผสมซิลิกอนแล้วยังมีสารแม่เหล็กที่ผสมสารอื่นๆ เช่น โคบอลต์ นิกเกิล โมลิบดีนัม เป็นต้น ซึ่งทำงานได้ถึงความถี่ประมาณ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ แต่มีราคาแพงกว่าเหล็กผสมซิลิกอนมาก เฟอร์ไรต์เป็นเซรามิคประกอบไปด้วยออกไซด์ของเหล็ก สังกะสี แมงกานีส หรือนิกเกิลเฟอร์ไรต์ชนิด MnZn มีความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าชนิด NiZn แต่ทำงานได้ถึงความถี่ประมาณ 1 เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งต่ำกว่าชนิด NiZn ซึ่งทำงานได้ถึง 1 เมกะเฮิร์ตซ์ เฟอร์ไรต์มีหลากหลายชนิดตามแต่ละสูตรผสมและมีเลขรหัสต่าง ๆ เช่น 6H20 และ 7H10 เป็นต้น

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงโดยทั่วไปจะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรง ต่าง ๆ ตามมาตรฐานเดียวกันดังรูปที่ 2.5 เช่น แกนแบบ EI EE EER หรือแกนแบบ POT เป็นต้นปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะการประกบคู่กัน เพื่อความสะดวกในการประกอบเข้ากับบอบบิ้น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบบิ้นนั้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็ก ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้



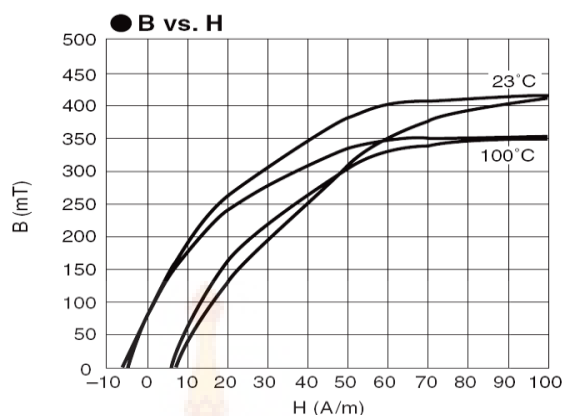
รูปที่ 2.5 ลักษณะของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่าง ๆ [1]

ก) ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันจะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันด้วย ถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มา กับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียุทธศาสตร์ของคุณสมบัติของเนื้อสารแสดงไว้เสมอข้อมูลที่สมควรทำความเข้าใจและศึกษาไว้คือ เส้นโค้งฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Curve) และค่าการสูญเสียของแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

เส้นโค้งฮิสเทอรีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่น ฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวด ที่พันบนแกนเฟอร์ไรต์ รูปที่ 2.6 จะแสดงเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสของแกนเฟอร์ไรต์จากรูปจะเห็นว่าค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่ามากขึ้น เมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุดหนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มของสนามแม่เหล็กแล้วก็ตาม จากจุดดังกล่าวจะเห็นว่าแกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก

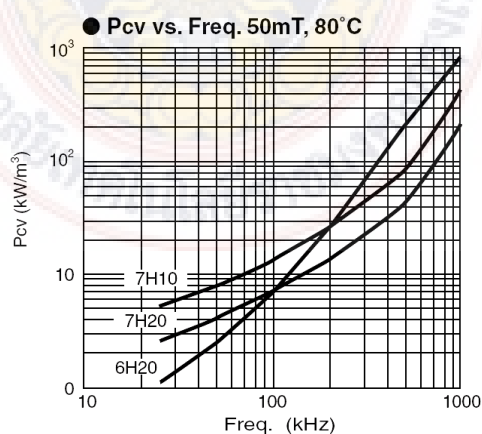
โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสเพียงครั้งเดียวเนื่องจากอีกครึ่งหนึ่งของเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสจะมีลักษณะเหมือนกันทุกประการเพียงแต่จะมีลักษณะกลับทิศทางกันเท่านั้นดังนั้นการใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์ในตัวเหนี่ยวนำจึงควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนขณะทำงานมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์เพื่อความปลอดภัย



รูปที่ 2.6 เส้นโค้งฮิสเทอรีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ [1]

ข) ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อน ซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการ คือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเทอรีซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss) ที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดใหญ่ไม่มากนัก ดังนั้น การสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเทอรีซิส ของแกน เพียงอย่างเดียวตัวอย่างกราฟแสดงค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์แสดงไว้ใน รูปที่ 2.7 ปกติ ค่ากำลังสูญเสียจะถูกระบุไว้เป็นกิโลวัตต์ต่อหนึ่งลูกบาศก์เมตร (kW/m^3) และมีค่าขึ้นกับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่ในการใช้งานรวมถึงอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์



รูปที่ 2.7 ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด 6H20 7H20 และ 7H10 [1]

2.3.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

2.3.2.1 ข้อกำหนดในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำสวิตชิง

- ก) ขนาดและรูปร่างรวมทั้งความถี่ของกระแสและแรงดัน
- ข) กำลังสูญเสีย ประสิทธิภาพหรืออุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น
- ค) คุณสมบัติทางไฟฟ้าและเชิงกลอื่นๆ

2.3.2.2 ขีดจำกัดในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำสวิตชิง

- ก) ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัวของแกนเหล็ก
- ข) กำลังงานสูญเสียในลวดทองแดงหรือแกนเหล็ก
- ค) คุณสมบัติอื่น ๆ เช่น Permeability (μ) เป็นต้น

โดยมีสมการของการออกแบบดังนี้

$$B_{\max} = \frac{\Phi_{\max}}{S} = \frac{\lambda_{\max}}{SN} = \frac{LI_{\text{peak}}}{SN} \quad (2.25)$$

จากขีดจำกัดของลวดทองแดง โดยคำนึงถึงความสูญเสีย (Copper loss: P_{cu})

$$P_{cu} = I_{\text{rms}}^2 R \quad (2.26)$$

โดยที่ค่า R หาได้จาก

$$R = \rho \frac{l}{A_w} \quad (2.27)$$

2.3.3 การเลือกหรือกำหนดขนาดแกนเหล็กโดยใช้วิธีการคำนวณแบบ A_p (Area Approach)

วิธีนี้เป็นการออกแบบที่ใช้ค่า T_{rise} ซึ่งอาศัยความหนาแน่นของกระแสของลวดตัวนำ ($J = 100 - 1000 \text{ A/cm}^2$) โดยคำนวณหาขนาดของแกนเหล็กดังนี้

$$N = \frac{LI_{\text{peak}}}{B_{\max} S} \quad (2.28)$$

$$kW = \frac{NI_{rms}}{J} = NA_w \quad (2.29)$$

แทนค่า N จะได้

$$kW = \frac{LI_{peak} I_{rms}}{B_{max} JS} \quad (2.30)$$

เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

$$A_p = WS = \frac{LI_{peak} I_{rms}}{B_{max} Jk} \quad (2.31)$$

โดยมีวิธีการออกแบบดังนี้

- 1) จากข้อกำหนดและขีดจำกัด คำนวณหาค่า A_p จากสมการที่ (2.31)
- 2) เลือกขนาดของแกนให้มีขนาดมากกว่า A_p ที่ได้จากการคำนวณในข้อที่ 1
- 3) คำนวณหาจำนวนรอบของขดลวดตัวเหนี่ยวนำ (N) จากสมการที่ (2.28)
- 4) คำนวณหาขนาดของลวดตัวนำ A_w จากสมการที่ (2.29)
- 5) เลือกเบอร์ลวดทองแดงให้มี A_w ใหญ่กว่า A_w ที่คำนวณได้จากข้อที่ 4 ซึ่งทำได้

โดย การเลือกเบอร์ลวดที่รัศมีน้อยกว่าค่าความลึกผิวทองแดงที่มีความถี่สูงสุดที่ใช้งานนำมาตีเกลียวให้มี A_w ตามที่เลือกไว้

$$\xi(m) = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu W}} \quad (2.32)$$

เมื่อ $\xi(m)$ คือ ค่าความลึกผิวทองแดง

ρ มีค่าเท่ากับ $\frac{1}{56 \times 10^6} \Omega$

μ มีค่าเท่ากับ $\mu_o \mu_r$

- 1) คำนวณหาค่า P_{cu}
- 2) ปรับค่า J ใหม่จนได้ค่า P_{cu} ที่เหมาะสม

3) กำหนดหาขนาดของช่องอากาศ (Air gap: l_g) และทำการปรับช่องอากาศจนได้ค่า L ตามที่ต้องการ

2.3.3.1 ขั้นตอนการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

ต้องกำหนด L, I และ $\% \Delta I$

ขั้นตอนที่ 1

กำหนดความหนาแน่นของกระแส (J) ในช่วง $2.5-10 \text{ A/mm}^2$ ซึ่งขึ้นอยู่กับลักษณะของการระบายความร้อน กำหนดค่า k อยู่ในช่วง $0.3 - 0.6$ ขึ้นอยู่กับความหนาแน่นของฉนวนที่หุ้มลวดและพื้นที่ช่องว่างระหว่างลวด

หาค่า ΔI โดยที่ $\Delta I = 2(I_{\max} - I)$

หาค่า ΔB โดยที่ $\Delta B = \Delta I \times \Delta B_{\max}$ (สำหรับแกนเฟอร์ไรต์ $\Delta B_{\max} = 0.3T$)

หาค่า $B_{\max}$ โดยที่ $B_{\max} = \Delta B_{\max} - \frac{\Delta B}{2}$

ขั้นตอนที่ 2

คำนวณหา A_p

$$A_p = \frac{LI_{\text{peak}} I_{\text{rms}}}{B_{\max} Jk} \quad (2.33)$$

โดยที่ L มีหน่วยเป็น Henry, I มีหน่วยเป็น Ampere, B มีหน่วยเป็น Tesla, J มีหน่วยเป็น A/mm^2 และ A_p มีหน่วยเป็น mm^3 หรือ mm^4 (ตามขนาดของแกน)

ขั้นตอนที่ 3

เลือกขนาดของแกนเหล็กที่มี A_p ใกล้เคียงกับค่า A_p ที่ได้จากการคำนวณในขั้นตอนที่ 2

ขั้นตอนที่ 4

คำนวณจำนวนรอบของขดลวดจากสมการที่ (2.34)

$$N = \frac{LI_{\text{peak}}}{B_{\max} S} \quad (2.34)$$

เมื่อ S มีหน่วยเป็น mm^2

ขั้นตอนที่ 5

คำนวณหาพื้นที่หน้าตัดของขดลวด

$$A_w = \frac{I_{rms}}{J} \quad (2.35)$$

คำนวณหาเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวด

$$d = \sqrt{\frac{4A_w}{\pi}} \quad (2.36)$$

เลือกใช้ลวดที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางใกล้เคียงกับค่า d ที่คำนวณได้

ขั้นตอนที่ 6

ทดสอบว่าสามารถพันขดลวดลงใน W ได้หรือไม่ จากสมการที่ (2.37)

$$W = (N \times \text{พื้นที่หน้าตัดขดลวดที่ใช้จริง}) / k \quad (2.37)$$

ขั้นตอนที่ 7

คำนวณหาค่าความกว้างของ Air Gap (l_g)

$$l_g = \frac{\mu_o N^2 S}{2L} \quad (2.38)$$

เมื่อพันขดลวดเสร็จแล้วทำการวัดค่า L ที่ได้ว่าตรงตามต้องการหรือไม่ถ้าไม่ได้ตามต้องการให้ปรับขนาดความกว้างของ Air Gap จนกระทั่งได้ค่า L ตามต้องการ สามารถเลือกขดลวดทองแดงได้จากตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ข้อมูลเกี่ยวกับลวดทองแดง [1]

หมายเลข AWG	เส้นผ่าน ศูนย์กลาง (mm)	ความต้านทาน (75°) Ω/km	น้ำหนัก kg/km	จำนวนรอบต่อ cm
0	8.25	0.392	457	-
1	7.35	0.494	377	-
2	6.54	0.624	299	-
3	5.83	0.786	237	-
4	5.19	0.991	188	-
5	4.62	1.25	149	-
6	4.12	1.58	118	-
7	3.67	1.99	93.8	-
8	3.26	2.51	74.4	-
9	2.91	3.16	59.0	-
10	2.59	3.99	46.8	14
11	2.31	5.03	37.1	17
12	2.05	6.34	29.4	22
13	1.83	7.99	23.3	27
14	1.63	10.1	18.5	34
15	1.45	12.7	14.7	40
16	1.29	16.0	11.6	51

ตารางที่ 2.1 (ต่อ) ข้อมูลเกี่ยวกับลวดทองแดง

หมายเลข AWG	เส้นผ่าน ศูนย์กลาง (mm)	ความต้านทาน (75°) Ω/km	น้ำหนัก kg/km	จำนวนรอบต่อ cm
17	1.15	20.2	9.23	63
18	1.02	25.5	7.32	79
19	0.912	32.1	5.8	98
20	0.812	40.5	4.6	123
21	0.732	51.1	3.65	153
22	0.644	64.4	2.3	192
23	0.573	81.2	2.89	237
24	0.511	102	1.82	293
25	0.455	129	1.44	364
26	0.405	163	1.15	454
27	0.361	205	1.1	575
28	0.321	259	1.39	710
29	0.286	327	1.75	871
30	0.255	421	2.21	1090

2.3.4 เพาเวอร์มอสเฟต (Power Mosfet)

มอสเฟตหรือที่รู้จักกันในเพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 20 กิโลเฮิรตซ์ ไปจนถึงประมาณ 200 - 400 กิโลเฮิรตซ์ เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่ายโดยขับเพาเวอร์มอสเฟตได้จากไอซี TLP250 โดยตรง โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้ทั้งในลักษณะ N-Channel และ P-Channel ขาของมอสเฟตประกอบด้วย 3 ขา คือ ขาเกต (Gate) ขาเดรน (Drain) และขาซอร์ส (Source)

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาที่เริ่มนำกระแสและช่วงเวลาที่เริ่มหยุดนำกระแสสั้นมาก เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์

มอสเฟตจะไม่มีกระแสประจุเกิดขึ้นอย่างไรก็ตามเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทาน ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงการสูญเสียกำลังขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้นแต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักใช้งานที่ความถี่สูง การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn off Time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (Turn on Time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกันจึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลา ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{sw(on)} + P_{sw(off)} + P_c \quad (2.39)$$

$$P_{sw(on)} = \frac{0.5 I_{PK(on)} V_{in} t_r}{T} \quad (2.40)$$

$$P_{sw(off)} = \frac{0.5 I_{PK(off)} V_{in} t_f}{T} \quad (2.41)$$

$$P_c = I_{Drms}^2 \times R_{DS(on)} T_{(j)} \quad (2.42)$$

เมื่อ	$P_{SW(on)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$P_{SW(off)}$	คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
	P_c	คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	$I_{PK(on)}$	คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส
	I_{Drms}	คือ ค่ากระแส rms
	R_{DS}	คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนกับซอร์ส
	$T_{(j)}$	คือ อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
	t_r	คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
	t_f	คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

2.3.5 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด

เนื่องจากคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าความถี่ในการทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ขึ้นไปไดโอดที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติดังนี้

- 1) มีแรงดันขณะนำกระแสต่ำ
- 2) มีช่วงเวลาในการคืนตัว (Reverse Recovery Time: trr) ที่สั้น
- 3) ทนกำลังไฟฟ้าได้สูง

ด้วยเหตุนี้ซิลิกอนไดโอดที่ใช้ในวงจรเรียงกระแสทั่วไปจึงไม่สามารถนำมาใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ได้เนื่องจากมีช่วงเวลาคืนตัวที่มาก กำลังสูญเสียในรูปความร้อนจะเกิดขึ้นสูงและมีประสิทธิภาพที่ต่ำโดยไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะเลือกใช้ใน 3 ชนิดดังต่อไปนี้

- 1) ฟาสต์-รีคัฟเวอรีไดโอด (Fast Recovery Diode)
- 2) อัลตราฟาสต์-รีคัฟเวอรีไดโอด (Ultra Fast Recovery Diode)
- 3) ชอตต์กี้ไดโอด (Schottky Diode)

ฟาสต์-รีคัฟเวอรีไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 200 – 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมากมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอัลตราฟาสต์-รีคัฟเวอรีไดโอด มีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 25 – 100 นาโนวินาที มีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ แรงดันตกคร่อมขณะที่น่ากระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ในช่วงเดียวกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

2.3.6 การเลือกตัวเก็บประจุในวงจรกำลังของวงจรทบทแรงดันดีซีบูคัสคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน

ในวงจรกำลังของวงจรทบทแรงดันดีซีบูคัสคอนเวอร์เตอร์แบบขนาน ตัวเก็บประจุกำลังมีหน้าที่เก็บพลังงานในรูปของประจุไฟฟ้า และทำการจ่ายแรงดันด้านออกหรือคายประจุไฟฟ้าเมื่อมอเตอร์อยู่ในช่วงเวลา นำกระแส และเก็บประจุเมื่ออยู่ในช่วงเวลา ไม่นำกระแส จะต้องเลือกตัวเก็บประจุที่สามารถทนแรงดันได้เท่ากับแรงดันทางด้านออกหากเลือกตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่จะช่วยให้ส่วนของการลดแรงดันกระเพื่อมทางด้านออกลดลง

ตัวเก็บประจุในวงจรกำลังหากพิจารณาในโหมดกระแสต่อเนื่องของวงจรทบทแรงดันดีซีบูคัสคอนเวอร์เตอร์ค่าของตัวเก็บประจุพิจารณาได้จากสมการที่ (2.43) แรงดันกระเพื่อมทางด้านออก (ΔV_o) และ กระแสด้านออก (I_o) ที่ใช้งาน ค่าตัวดีไซเคิลสูงสุดที่ใช้งาน ความถี่ในการสับสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์ (f) ดังสมการจะใช้คำนวณหาตัวเก็บประจุที่จะใช้งาน

$$C = \frac{I_{O(max)} D_{(max)}}{f \Delta V_o} \quad (2.43)$$

ค่าความต้านทานสมมูลอนุกรมของตัวเก็บประจุ (Equivalent Series Resistance: ESR) หาได้จาก

$$ESR = \frac{\Delta V_o}{\left[\frac{I_{O(max)}}{1 - D_{(max)}} + \frac{\Delta I_L}{2} \right]} \quad (2.44)$$

2.4 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulates, PWM)

ในการควบคุมระดับแรงดันให้คงที่ของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิง โดยทั่วไปจะใช้เทคนิคการสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ ซึ่งเป็นการควบคุมโดยเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาที่อยู่ประจุสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์ เช่นทรานซิสเตอร์ มอสเฟต หรืออื่น ๆ นั้นนำกระแส เป็นผลให้เกิดการควบคุมแรงดันที่ด้านออกให้ได้ค่าที่ต้องการ ซึ่งข้อดีของการควบคุมแรงดันแบบสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ คือ สามารถรักษาระดับแรงดันให้มีความคงที่สูงเพราะมีการป้อนกลับระดับแรงดันจากด้านออกมาใช้ในการควบคุมด้วย รวมทั้งทำให้เกิดความสูญเสียกำลังงานในการควบคุมแรงดันต่ำส่งผลให้มีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิขณะใช้งานสูง

ลักษณะการทำงานของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์โดยทั่วไปมีอยู่ 3 ลักษณะ คือ

- 1) เปลี่ยนแปลงทั้งความถี่และความกว้างของพัลส์ (Variation of Both Frequency and Pulsewidth)
- 2) เปลี่ยนแปลงความถี่โดยความกว้างของพัลส์คงที่ (Constant Pulse Width with Variable Frequency)
- 3) เปลี่ยนแปลงความกว้างของพัลส์โดยความถี่คงที่ (Constant Frequency with Variable Pulse Width)

การทำงานทั้ง 3 ลักษณะนี้ มีข้อดีและข้อเสียที่ต่างกันไป การทำงานในลักษณะที่ 2 และลักษณะที่ 3 จะดีกว่าการทำงานในลักษณะที่ 1 เนื่องจากสามารถกำหนดความถี่หรือช่วงเวลาที่จะทำให้สวิตชิงเรกกูเรเตอร์ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดได้ แต่แบบที่ 1 นั้นความถี่และความกว้างของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์กำหนดขึ้นเองจากวงจรจึงอาจจะไม่ใช่ความถี่ที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการทำงานก็ได้ ดังนั้นวงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ส่วนใหญ่จึงใช้การทำงานในลักษณะที่ 2 หรือลักษณะที่ 3 เป็นส่วนใหญ่ในปัจจุบันวงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ได้ถูกพัฒนาให้เป็นวงจรสำเร็จรูปในไอซีตัวเดียวเหมาะสำหรับใช้งานในด้านแหล่งจ่ายไฟตรงโดยเฉพาะ ซึ่งการใช้งานของไอซีเหล่านี้สามารถใช้งานได้ง่าย โดยต่ออุปกรณ์เพิ่มเติม

ภายนอกเพียงเล็กน้อย เพื่อใช้เป็นตัวกำหนดจุดทำงานของการสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์นั้น ๆ เพื่อให้การทำงานของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิงมีความสมบูรณ์มากขึ้น อาจจะมีการเพิ่มเติมวงจรสำหรับระบบต่าง ๆ เช่นวงจรเปรียบเทียบสำหรับป้องกันกระแสหรือแรงดันเกิน



ให้มีการทำงานสลับกันระหว่างโหมคตบแรงดัน กับ โหมคตอนแรงดัน โดยสัญญาณที่ได้จะเป็นสัญญาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

3.1.1.2 ภาควัดขั้วเกิด ทำหน้าที่ ขับสวิทช์เพาเวอร์มอสเฟตทั้งสองตัวให้ทำงานตามสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ที่ได้จากภาคควบคุมควิดีไซเคิล

3.1.1.3 ภาคกำลัง ทำหน้าที่ เป็นส่วนของภาควงจรกำลัง ซึ่งทำหน้าที่ในการส่งจ่ายพลังงานไปยังระบบคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง โดยอาศัยหลักการทำงานของวงจรถิชีทูตชีคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง

3.1.1.4 ภาคแรงดันสูง ทำหน้าที่ เป็นส่วนแรงดันด้านเข้าหรือแรงดันด้านออกของวงจรแล้วแต่การใช้งาน

3.1.1.5 ดีซี บัส ทำหน้าที่เป็น ส่วนที่จะรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่ได้จากคอนเวอร์เตอร์ให้มีค่าคงที่ตลอดเวลา เพื่อที่จะจ่ายให้กับภาคชุดกล้อวงจรปิด และ ภาคชุดเก็บพลังงานหรือคายพลังงาน ต่อไป

3.2. โหลดของวงจร

3.2.1 ภาคชุดเก็บพลังงานหรือคายพลังงาน ทำหน้าที่ เป็นส่วนที่เก็บพลังงาน หรือ คายพลังงาน ของวงจร โดยส่วนนี้จะใช้แบตเตอรี่เป็นตัวเก็บพลังงานหรือคายพลังงาน

3.2.2 ภาคชุดเซลล์แสงอาทิตย์ทำหน้าที่ เป็นแหล่งจ่ายไฟให้กับวงจรโดยจะจ่ายไฟให้กับกล้อวงจรปิดให้ทำงานและก็จะชาร์จแบตเตอรี่ไปด้วยพร้อม ๆ กัน

3.2.3 ภาคชุดควบคุมการ ตัด-ต่อ วงจร ทำหน้าที่เป็นตัว ตัด-ต่อ การทำงานของแหล่งจ่ายต่าง ๆ ที่ป้อนให้กับดีซีบัสและส่วนต่าง ๆ ของวงจร ให้มีความเหมาะสมตามช่วงเวลาการใช้งาน

3.3 การออกแบบและสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบสองทิศทาง

วงจรกำลังของชุดแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์สำหรับกล้อวงจรปิดจะประกอบไปด้วยอุปกรณ์ที่สำคัญ คือ ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ ตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจร ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ ตัวเก็บประจุทางด้านออก อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่สวิทช์ วงจรกำลังต้องมีความสามารถทำงานได้ที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นความถี่ที่เหมาะสมในการสวิทช์ของอุปกรณ์สวิทช์ ในวงจรกำลังจะประกอบไปด้วยการออกแบบส่วนต่างๆ ดังนี้

3.3.1 การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์

ในวงจรทอนแรงดัน - ทบแรงดันของคิซิทูคิคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์เป็นอุปกรณ์ที่สำคัญมากเนื่องจากมีหน้าที่ในการเก็บและคายพลังงานเพื่อที่จะทบพลังงานและทอนพลังงานให้เหมาะสมกับการใช้งานเป็นผลให้ระดับแรงดันทางด้านออกมีค่าสูงกว่าระดับแรงดันที่ด้านเข้า สามารถหาได้จากสมการที่ (3.1)

$$L_r = \left[\frac{[\Delta V \times (\Delta V + 2V)] \times C}{I^2} \right] \quad (3.1)$$

แทนค่าเพื่อหาค่าตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์

$$L_r = \left[\frac{[(8)(8 + (2 \times 5))](8.68 \times 10^{-9})}{(0.5)^2} \right] = 5 \mu H \quad (3.2)$$

3.3.2 การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด

ตัวเหนี่ยวนำเป็นอุปกรณ์สำคัญมีหน้าที่เก็บและคายกำลังงานซึ่งเป็นผลให้ระดับแรงดันทางมีค่าสูงกว่าระดับแรงดันทางด้านเข้า การคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรคำนวณได้จากสมการที่ (3.3)

$$L_{\min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (3.3)$$

D คือ วัฏจักรหน้าที่ (ดิวตีไซเคิล) หาได้จาก

$$D = \frac{(V_o - V_s)}{V_o} = \frac{(8-5)}{8} = 0.38 \quad (3.4)$$

แทนค่าเพื่อหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด

$$L_{\min} = \frac{(1-0.38)(10)}{(2)(20 \times 10^3)} = 155 \mu H \quad (3.5)$$

3.3.3 การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์

ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.6)

$$C_r = \left[\frac{LI^2}{\Delta V \times (\Delta V + 2V)} \right] \quad (3.6)$$

แทนค่าเพื่อหาค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์

$$C_r = \left[\frac{(5 \times 10^{-6})(0.5)^2}{(8)(8 + (2 \times 5))} \right] = 8.68 \text{ nF} \quad (3.7)$$

ดังนั้นควรเลือกขนาดตัวเก็บประจุทางด้านออกของวงจรที่มีค่าสูงกว่า 8.68 นาโนฟารัด และแรงดันที่ทนได้ต้องไม่ต่ำกว่าแรงดันด้านออก โครงการนี้ได้เลือกใช้ขนาดตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ 10 นาโนฟารัด ทนแรงดันได้ 63 โวลต์

3.3.4 การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุด้านออก

ในวงจรกำลังของวงจร ทอนแรงดัน-ทบแรงดัน ดิซิจูติซีคอนเวอร์เตอร์ ตัวเก็บประจุด้านออกของวงจรมีหน้าที่ในการเก็บพลังงานรูปของประจุไฟฟ้าและทำการจ่ายแรงดันออกให้กับโหลดหรือคายประจุไฟฟ้าเมื่ออุปกรณ์สวิตช์ Turn ON และทำการเก็บประจุเมื่ออุปกรณ์สวิตช์ Turn OFF ดังนั้นจำเป็นต้องเลือกตัวเก็บประจุที่สามารถทนแรงดันได้เท่าหรือมากกว่าแรงดันด้านออก หากเลือกตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่จะมีส่วนช่วยในการลดแรงดันกระเพื่อมทางด้านออก การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุทางด้านออกหาได้จากสมการที่ (3.8)

$$C_o = \frac{I_o D}{f \Delta V_o} \quad (3.8)$$

แทนค่าเพื่อหาค่าตัวเก็บประจุทางด้านออก

$$C_o = \frac{0.5 \times 38}{20 \times 10^3 \times 8} = 118.75 \mu F \quad (3.9)$$

ดังนั้นควรเลือกขนาดตัวเก็บประจุทางด้านออกของวงจรที่มีค่าสูงกว่า 118.75 ไมโครฟารัด และแรงดันที่ทนได้ต้องไม่ต่ำกว่าแรงดันด้านออก โครงการนี้ได้เลือกใช้ขนาดตัวเก็บประจุทางด้านออก 220 ไมโครฟารัด ทนแรงดันได้ 63 โวลต์ ในการเลือกค่าตัวเก็บประจุหากใช้ค่าที่มีความจุยิ่งสูงจะทำให้แรงดันกระเพื่อมทาง ด้านออกมีค่าลดลง แต่ค่าความจุของ

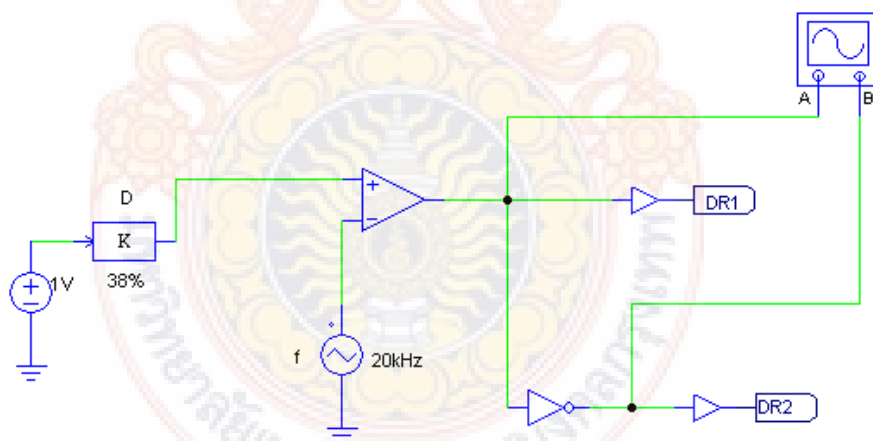
ตัวเก็บประจุจะต้องไม่น้อยกว่าค่าที่คำนวณได้ ถ้าเลือกตัวเก็บประจุที่มีค่าความจุและอัตราทนแรงดันสูง ๆ ราคาจะสูงตามไปด้วยจึงต้องเลือกให้เหมาะสมกับการใช้งาน

3.3.5 การเลือกอุปกรณ์สวิตช์

อุปกรณ์สวิตช์ในวงจรทอนแรงดัน-ทบแรงดันคิซิทูคิคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกอุปกรณ์ที่สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงเวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ในโครงการนี้ได้เลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟตทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตช์ เวลาในการสับสวิตช์อยู่ในช่วงนาโนวินาที และในวงจรขับเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่ายเพราะควบคุมด้วยแรงดันและกระแสด้านเข้า ค่าต่ำ ๆ เท่านั้น

โดยได้เลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟต เบอร์ IRF3205 ของบริษัท International Rectifier ซึ่งมีคุณลักษณะสมบัติต่าง ๆ ที่สำคัญดังนี้ ความต้านทานระหว่างขาเดรนและซอร์ส ขณะนำกระแส $R_{DS(on)} = 0.008$ โอห์ม ซึ่งมีค่าต่ำมาก แรงดันตกคร่อมระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส (V_{DS}) ที่ทนได้ 55 โวลต์ กระแสเดรน (I_D) สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ 110 แอมแปร์

3.4 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุมของคอนเวอร์เตอร์

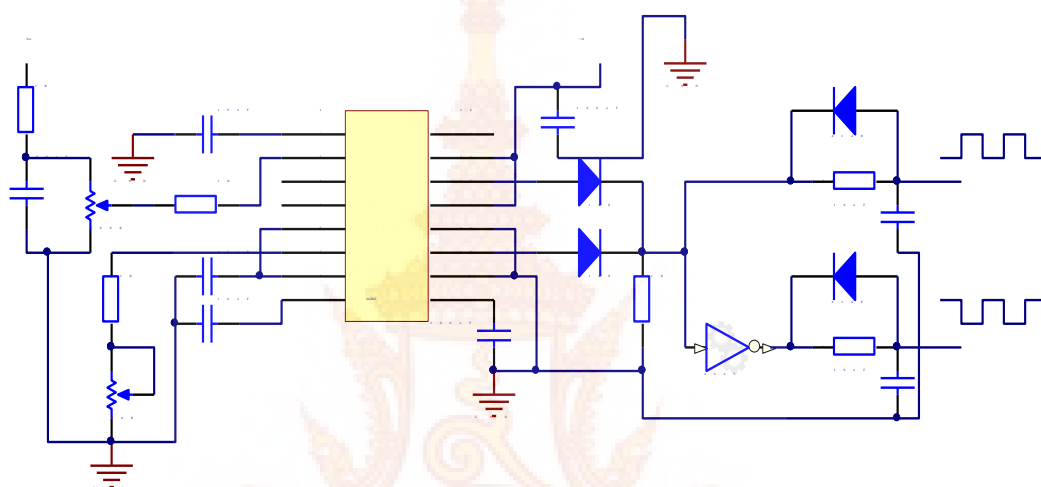


รูปที่ 3.2 วงจรชุดควบคุม

วงจรชุดควบคุมดังภาพที่ 3.3 จะเป็นชุดที่สร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ความถี่ขึ้นมาเพื่อใช้ในการขับสวิตช์เพาเวอร์มอสเฟตทั้งสองตัว โดยสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์จะใช้งานที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นความถี่ที่มีความเหมาะสมกับการใช้งาน และสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ความถี่สามารถปรับดิ้วได้ไซเคิลได้ตั้งแต่ 0 – 100 เปอร์เซนต์ ตามความต้องการในการใช้

งาน ส่วนสัญญาณที่ใช้ในการสวิตช์จะใช้สัญญาณจำนวนสองชุด โดยจะได้สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์สัญญาณแรกจากไอซีสร้างสัญญาณ แล้วจึงนำสัญญาณดังกล่าวมาผ่านไอซีนี้อตเกตก็จะได้สัญญาณในเฟสตรงกันข้ามกับสัญญาณที่มีในตอนแรก แล้วจึงนำสัญญาณทั้งสองสัญญาณไปทำการขับสวิตช์เพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานต่อไป

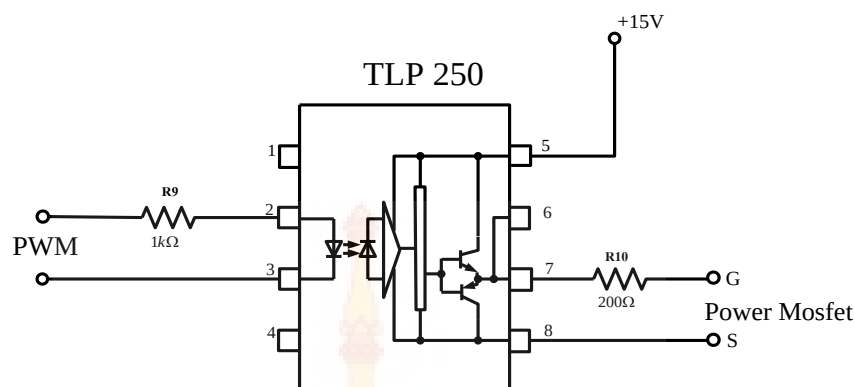
3.4.1 วงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ความถี่



รูปที่ 3.3 วงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ความถี่โดยใช้ไอซีเบอร์ SG3525

เพื่อความสะดวกและให้วงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ความถี่มีขนาดเล็กจึงใช้ไอซีสำเร็จรูป SG3525 ขนาด 16 ขา ดังแสดงวงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ความถี่ไว้ในภาพที่ 3.4 โดยวงจรสามารถปรับความถี่ได้จากตัวต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 6 และสามารถปรับ ดิวตี้ไซเคิล ได้จากตัวต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 2 โดยในที่นี้จะใช้ความถี่ถึงที่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ส่วนดิวตี้ไซเคิล จะสามารถปรับได้ตามความเหมาะสมจากการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่คิชิบัส 5 โวลต์

3.4.2 วงจรขับนำเกิดด้วยไอซี TLP250



รูปที่ 3.4 วงจรขับนำเกิดโดยใช้ไอซีเบอร์ TLP250 [1]

เพื่อความสะดวกและให้วงจรขับมีขนาดเล็กจึงใช้ไอซีสำเร็จรูป TLP250 ขนาด 8 ขา ดังแสดงวงจรขับเกิดไว้ในรูปที่ 3.4 จากวงจรสัญญาณด้านเข้าเป็นสัญญาณที่ถูกส่งมาจากวงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ความถี่มีขนาดแรงดัน 0 โวลต์ ถึง 5 โวลต์ โดยจะรับสัญญาณด้านเข้าผ่านขา 2 และขา 3 เพื่อที่จะทำการไบอัสให้แก่ไดโอดเปล่งแสงที่ต่ออยู่ระหว่างขา 2 และขา 3 ทางด้านเข้า โดยจะต่อผ่านความต้านทาน 1 กิโลโอห์ม เพื่อให้มีกระแสไหลผ่านไปยังไดโอดเปล่งแสงไม่สูงเกินไปจนเกิดความเสียหาย ส่วนทางด้านออกกำหนดให้แรงดันมีขนาดเท่ากับ 15 โวลต์ โดยรับแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟจากชุดวงจรจ่ายไฟเลี้ยง

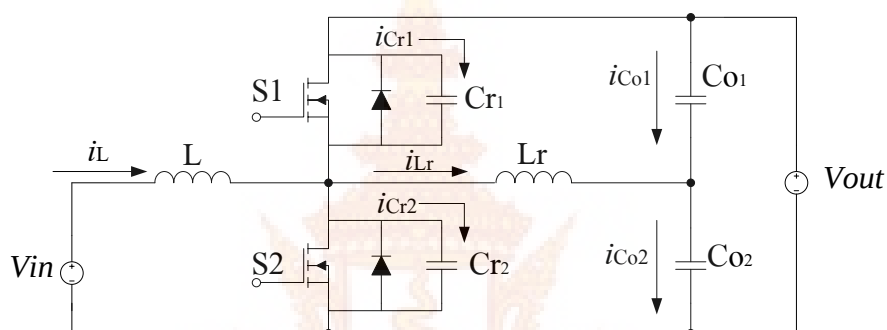
3.4.3 วงจรเดดไทม์ (Dead Time Circuit)

ทำหน้าที่ในการหน่วงสัญญาณคำสั่งสวิตช์ เพื่อป้องกันไม่ให้ชุดสวิตช์ทั้ง 2 ตัวในแต่ละเฟสทำงานพร้อมกัน โดยสัญญาณคำสั่งสวิตช์จะถูกหน่วงด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุในขอบขาขึ้น เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการลัดวงจรของสวิตช์ทั้ง 2 ชุด และเมื่อสัญญาณด้านเข้าเป็น 1 หลังจากผ่านน็อดเกตก็จะกลายเป็น 0 ตัวเก็บประจุซึ่งมีแรงดันสูงอยู่จะคายประจุผ่านตัวต้านทานเมื่อระดับแรงดันที่ตัวเก็บประจุต่ำถึงระดับที่น็อดเกตมองเป็น 0 สัญญาณด้านออกเป็น 1 ช่วงนี้จะไม่มีการหน่วงเวลา เพราะกระแสไหลผ่านไดโอดมาประจุที่ตัวเก็บประจุแล้วเต็มทันที ทำให้ด้านออกของน็อดเกตอีกตัวเป็น 0 การปรับค่าความต้านทานจะทำให้ระยะเวลาหน่วงเวลาเปลี่ยนไป โดยโครงการนี้จะใช้ค่าเดดไทม์ที่ 1 ไมโครวินาที ใช้ตัวต้านทานขนาด 10 โอห์ม กับตัวเก็บประจุขนาด 100 นาโนฟารัด

บทที่ 4

ผลการดำเนินงานและการวิเคราะห์

ในบทนี้กล่าวถึงผลการทดสอบที่ได้จากการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบสองทิศทางที่มีการปรับกำลังโดยการปรับดิฟฟิไซเคิลแบบอสมมาตรสำหรับชาร์จประจุซูเปอร์คาปาซิเตอร์จากพลังงานแสงอาทิตย์ ซึ่งผลทดสอบการทำงานของระบบแบ่งออกเป็นสองส่วนคือ ส่วนการจำลองการทำงานของระบบด้วยการจำลองด้วยคอมพิวเตอร์และส่วนของการทดสอบของวงจรคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบสองทิศทาง

4.1 การจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

การทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบสองทิศทางที่มีการปรับกำลังโดยการปรับดิฟฟิไซเคิลแบบอสมมาตรที่นำเสนอได้ถูกทำการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์มีรายละเอียดดังต่อไปนี้

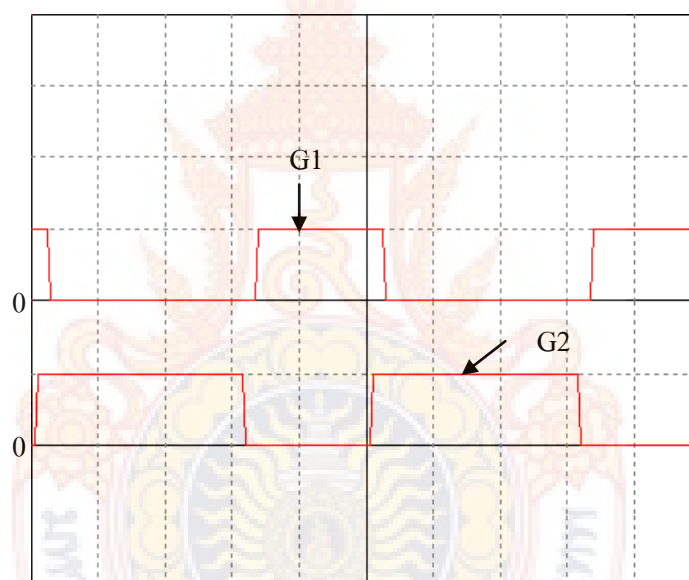
4.1.1 การจำลองการทำงานในโหมดทบทรงดัน (Boost Mode)

ตารางที่ 4.1 รายการและข้อกำหนดทั่วไปที่ใช้จำลองการทำงานในโหมดทบทรงดัน

รายการ/สัญลักษณ์	ข้อกำหนด
แรงดันด้านเข้า (V_{in})	150 โวลต์
ค่าความจุด้านเข้า (C_i)	220 ไมโครฟารัด
ค่าความเหนี่ยวนำเล็กที่สุด (L_{min})	190 ไมโครเฮนรี
ค่าความจุเรโซแนนซ์ (C_r)	10 นาโนฟารัด

ค่าความเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ (L_r)	5 ไมโครเฮนรี
ค่าความจุต้านออก (C_o)	220 ไมโครฟารัด
ค่าความต้านทานโหลด (R_{Load})	200 โอห์ม
แรงดันด้านออก (V_o)	240 โวลต์
คิวตี้ไซเคิล (D)	38 เปอร์เซ็นต์
ความถี่ (f)	20 กิโลเฮิร์ตซ์

จากรูปที่ 4.1 และ 4.2 จะเป็นการจำลองการทำงานด้วยการจำลองในระบบคอมพิวเตอร์ ของวงจรทบทแรงดัน โดยค่าที่ใช้ในการจำลองการทำงานจะแสดงในตารางที่ 4.1

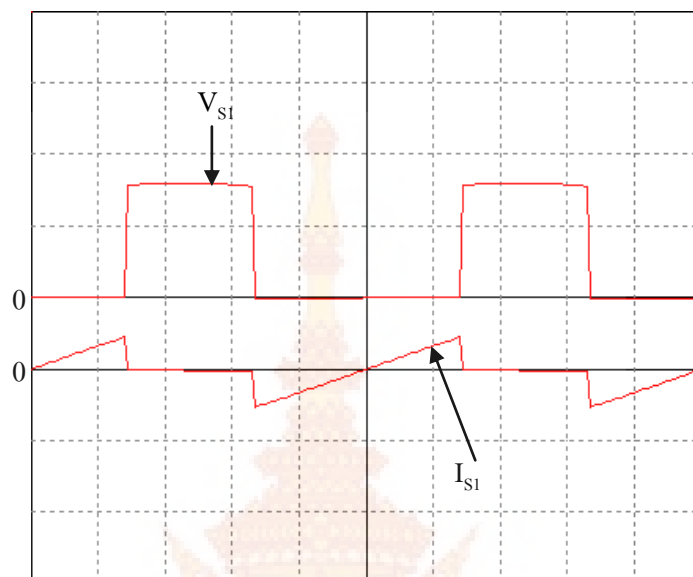


รูปที่ 4.3 สัญญาณขั้วเกตที่คิวตี้ไซเคิล 38 เปอร์เซ็นต์

(G_1 : 1V/Div , G_2 : 1V/Div , Time : 10us/Div)

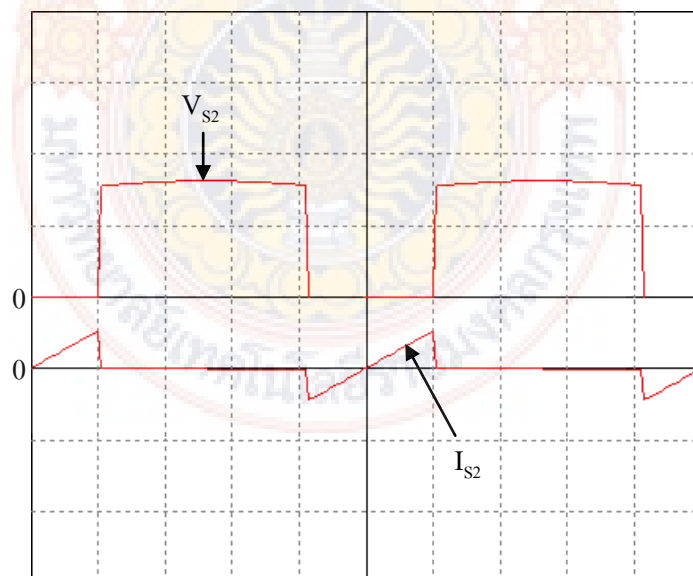
จากรูปที่ 4.3 และ รูปที่ 4.4 จะเป็นผลของการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSIM โดยจะมีการแสดงสัญญาณขั้วเกต และ แรงดันและกระแสขณะเพาเวอร์มอสเฟตทำงาน การไหลของกระแสจะเริ่มนำกระแสที่ไดโอดในด้านลบ เมื่อถึงจุดที่สภาวะแรงดันเป็นศูนย์ เพาเวอร์มอสเฟตก็จะเริ่มนำกระแสในด้านบวก ส่วนในรูปที่ 4.5 แสดงแรงดันทางด้านออกใน โหมดทบทแรงดัน โดยกำหนดแรงดันทางด้านเข้า 150 โวลต์ วงจรทบทแรงดันทำงานที่คิวตี้ ไซเคิล

38 เพอร์เซ็นต์ จะได้แรงดันทางด้านออกเท่ากับ 240 โวลต์ ซึ่งเป็นแรงดันที่สามารถประจุแบตเตอรี่ได้



ก. เพาเวอร์มอสเฟตตัวที่หนึ่ง

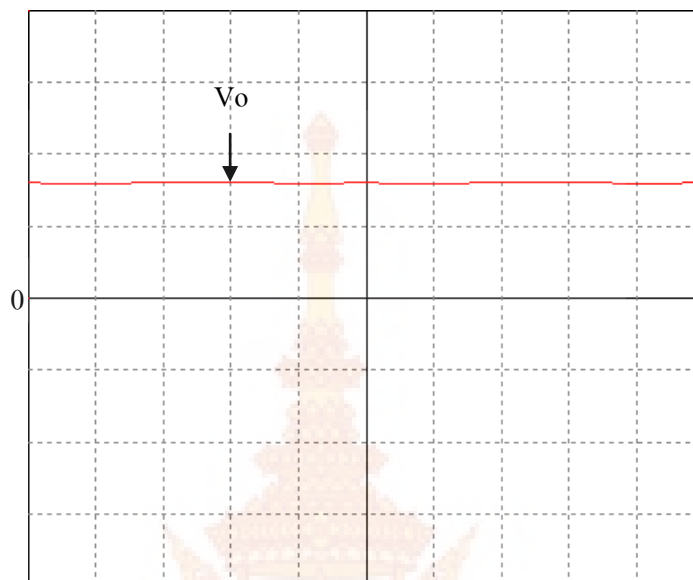
($V_{S1} : 100V/Div$, $I_{S1} : 10A/Div$, $Time : 10\mu s/Div$)



ข. เพาเวอร์มอสเฟตตัวที่สอง

($V_{S1} : 100V/Div$, $I_{S1} : 10A/Div$, $Time : 10\mu s/Div$)

รูปที่ 4.4 แรงดันและกระแสขณะเพาเวอร์มอสเฟตทำงานที่ความถี่ 38 เปอร์เซ็นต์



รูปที่ 4.5 แรงดันทางด้านออก

($V_o : 100V/Div$, $Time : 10us/Div$)

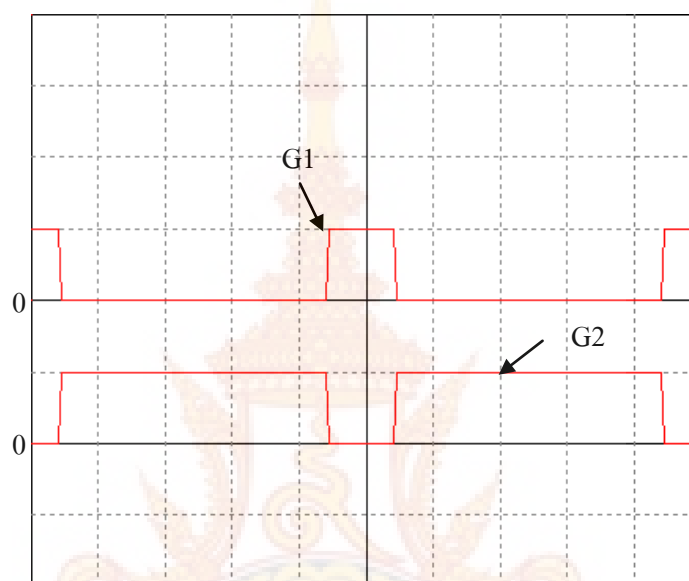
4.1.2 การจำลองการทำงานในโหมดทอนแรงดัน

ตารางที่ 4.2 รายการและข้อกำหนดทั่วไปที่ใช้จำลองการทำงานในโหมดทอนแรงดัน

รายการ/สัญลักษณ์	ข้อกำหนด
แรงดันด้านเข้า (V_{in})	150 โวลต์
ค่าความจุด้านเข้า (C_i)	220 ไมโครฟารัด
ค่าความเหนี่ยวนำเล็กที่สุด (L_{min})	190 ไมโครเฮนรี
ค่าความจุเรโซแนนซ์ (C_r)	10 นาโนฟารัด
ค่าความเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ (L_r)	5 ไมโครเฮนรี
ค่าความจุด้านออก (C_o)	220 ไมโครฟารัด
ค่าความต้านทานโหลด (R_{Load})	10 โอห์ม
แรงดันด้านออก (V_o)	120 โวลต์

คิวตี้ไซเคิล (D)	16 เปอร์เซ็นต์
ความถี่ (f)	20 กิโลเฮิร์ตซ์

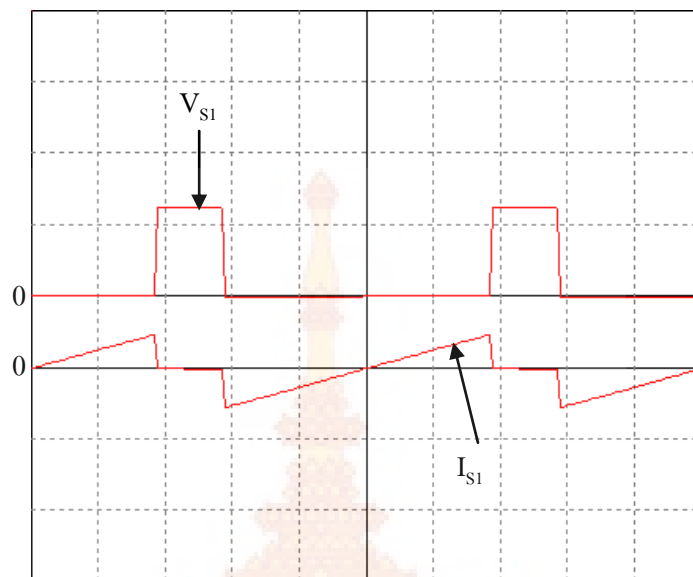
จากรูปที่ 4.6 และ 4.7 จะเป็นการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSIM ของ วงจรทอนแรงดันโดยค่าที่ใช้ในการจำลองการทำงานจะแสดงในตารางที่ 4.2



รูปที่ 4.8 สัญญาณขับเคลื่อนที่คิวตี้ไซเคิล 16 เปอร์เซ็นต์

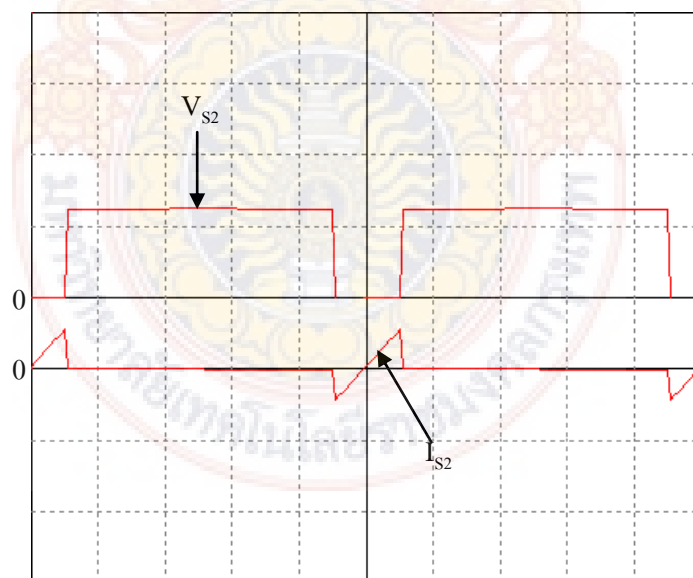
($G_1 : 1V/Div$, $G_2 : 1V/Div$, $Time : 10\mu s/Div$)

จากรูปที่ 4.8 และรูปที่ 4.9 จะเป็นผลของการจำลองการทำงานด้วย โปรแกรมคอมพิวเตอร์โดยจะมีการแสดงสัญญาณขับเคลื่อน แรงดันและกระแสขณะเพาเวอร์มอสเฟต ทำงาน การไหลของกระแสจะเริ่มนำกระแสที่ไดโอดในด้านลบ เมื่อถึงจุดที่สถานะแรงดันเป็น ศูนย์เพาเวอร์มอสเฟตก็จะเริ่มนำกระแสในด้านบวก ส่วนในรูปที่ 4.10 แสดงแรงดันทางด้านออก ในโหมดทอนแรงดัน โดยกำหนดแรงดันทางด้านเข้า 150 โวลต์ วงจรทอนแรงดันทำงานที่คิวตี้ ไซเคิล 16 เปอร์เซ็นต์ จะได้แรงดันทางด้านออกเท่ากับ 120 โวลต์ ซึ่งเป็นแรงดันที่ดีชั้บัส



ก. เพาเวอร์มอสเฟตตัวที่หนึ่ง

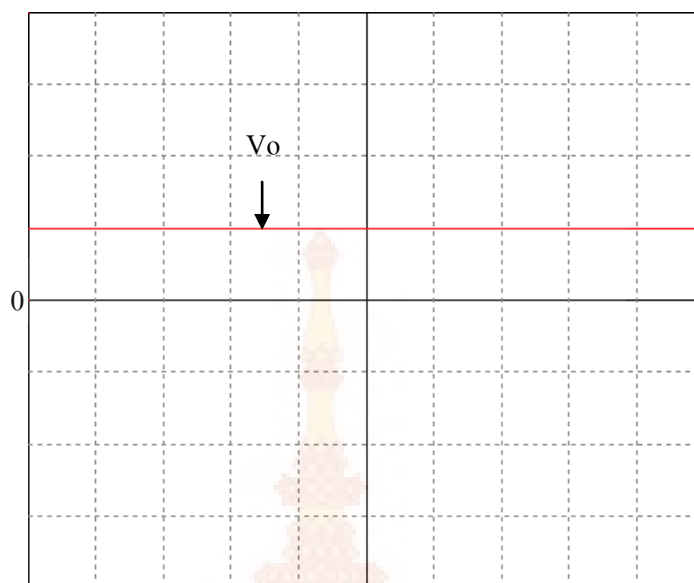
($V_{S1} : 100V/Div$, $I_{S1} : 10A/Div$, $Time : 10\mu s/Div$)



ข. เพาเวอร์มอสเฟตตัวที่สอง

($V_{S1} : 100V/Div$, $I_{S1} : 10A/Div$, $Time : 10\mu s/Div$)

รูปที่ 4.9 แรงดันและกระแสขณะเพาเวอร์มอสเฟตทำงานที่ความถี่ 16 กิโลเฮิรตซ์



รูปที่ 4.10 แรงดันทางด้านออก

($V : 100V/Div$, $Time : 10us/Div$)

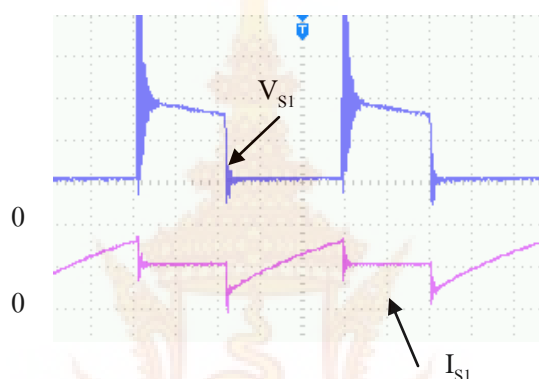


4.2 การทดสอบการทำงานของระบบจริง

ในการทดสอบการทำงานจริงของวงจรทบทแรงดัน ทอนแรงดัน คอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางนั้นจะทดสอบการให้งานที่ละโหมคการทำงานซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

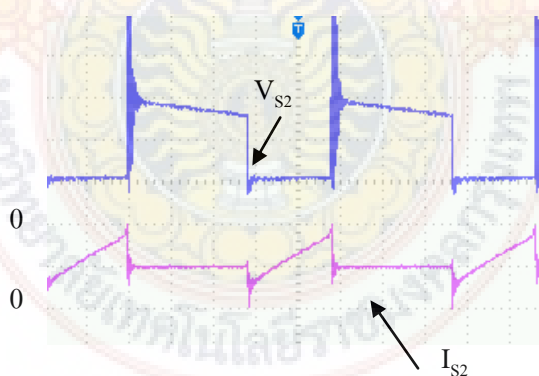
4.2.1 การทดสอบการทำงานจริงในโหมคทบทแรงดัน

การทดสอบการทำงานจริงในโหมคทบทแรงดันจะมีการแสดงแรงดันและกระแสขณะเพาเวอร์มอสเฟตทำงาน โดยจะทดสอบที่ดิวตี้ไซเคิลต่าง ๆ ดังรูปที่ 4.11 และ 4.12



ก. เพาเวอร์มอสเฟตตัวที่หนึ่ง

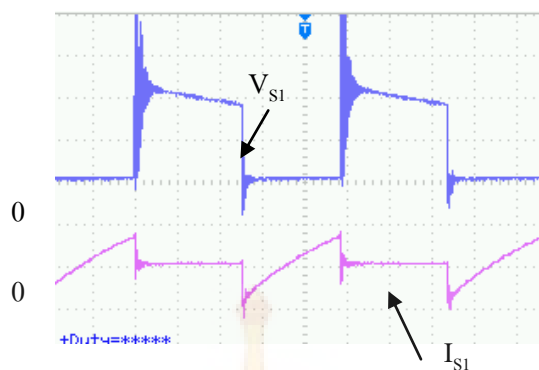
($V_{S1} : 100V/Div$, $I_{S1} : 10A/Div$, $Time : 10\mu s/Div$)



ข. เพาเวอร์มอสเฟตตัวที่สอง

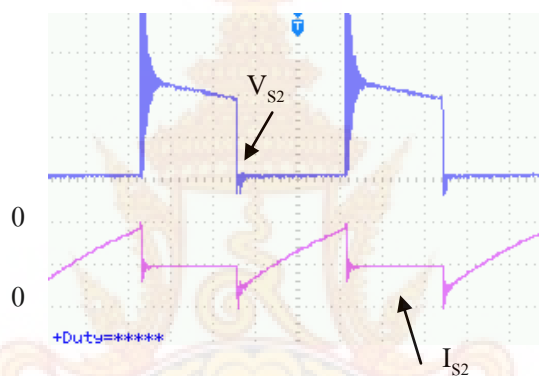
($V_{S2} : 100V/Div$, $I_{S2} : 10A/Div$, $Time : 10\mu s/Div$)

รูปที่ 4.11 แรงดันและกระแสขณะเพาเวอร์มอสเฟตทำงานที่ดิวตี้ไซเคิล 40 เปอร์เซ็นต์



ก. เพาเวอร์มอสเฟตตัวที่หนึ่ง

($V_{S1} : 100V/Div$, $I_{S1} : 10A/Div$, $Time : 10\mu s/Div$)



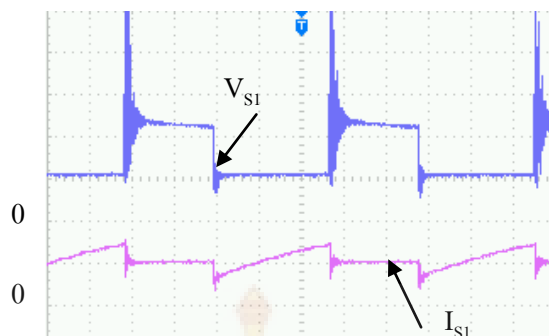
ข. เพาเวอร์มอสเฟตตัวที่สอง

($V_{S2} : 100V/Div$, $I_{S2} : 10A/Div$, $Time : 10\mu s/Div$)

รูปที่ 4.12 แรงดันและกระแสขณะเพาเวอร์มอสเฟตทำงานที่ดิวตี้ไซเคิล 50 เปอร์เซ็นต์

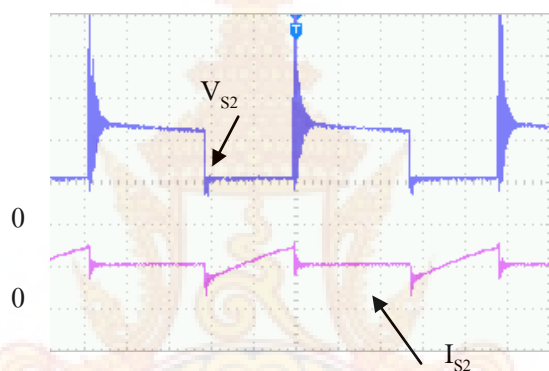
4.2.2 การทดสอบการทำงานจริงในโหมดทอนแรงดัน

การทดสอบการทำงานจริงในโหมดทอนแรงดันจะมีการแสดงแรงดันและกระแสขณะเพาเวอร์มอสเฟตทำงาน โดยจะทดสอบที่ดิวตี้ไซเคิลต่าง ๆ ดังรูปที่ 4.13 และ 4.14



ก. เพาเวอร์มอสเฟตตัวที่หนึ่ง

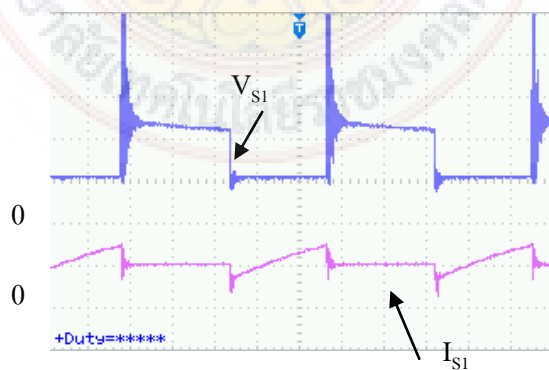
($V_{S1} : 100V/Div$, $I_{S1} : 10A/Div$, $Time : 10\mu s/Div$)



ข. เพาเวอร์มอสเฟตตัวที่สอง

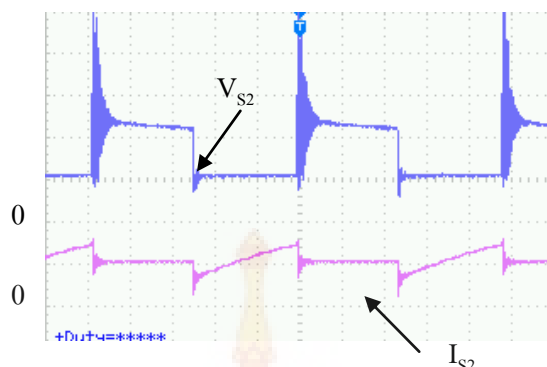
($V_{S2} : 100V/Div$, $I_{S2} : 10A/Div$, $Time : 10\mu s/Div$)

รูปที่ 4.13 แรงดันและกระแสขณะเพาเวอร์มอสเฟตทำงานที่ความถี่ 40 กิโลเฮิรตซ์



ก. เพาเวอร์มอสเฟตตัวที่หนึ่ง

($V_{S1} : 100V/Div$, $I_{S1} : 10A/Div$, $Time : 10\mu s/Div$)



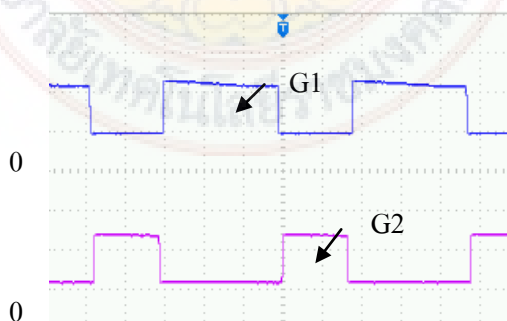
ข. เพาเวอร์มอสเฟตตัวที่สอง

($V_{S2} : 100V/Div$, $I_{S2} : 10A/Div$, $Time : 10\mu s/Div$)

รูปที่ 4.14 แรงดันและกระแสขณะเพาเวอร์มอสเฟตทำงานที่ความถี่ 50 เปอร์เซ็นต์

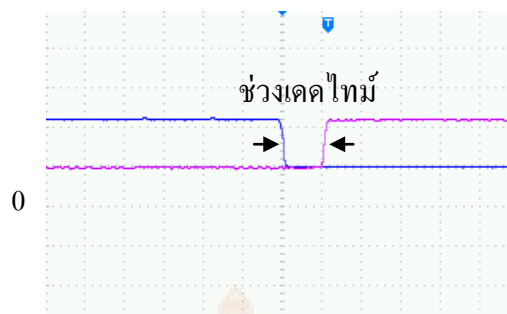
จากรูปที่ 4.11 ถึง รูปที่ 4.14 เป็นการทดสอบการทำงานจริงของระบบในโหมดทบทวนแรงดัน และ โหมดทอนแรงดัน โดยจะแสดงแรงดันและกระแสขณะเพาเวอร์มอสเฟตทำงาน การไหลของกระแสจะเริ่มนำกระแสที่ไดโอดในด้านลบ เมื่อถึงจุดที่สถานะแรงดันเป็นศูนย์เพาเวอร์มอสเฟตก็จะเริ่มนำกระแสในด้านบวก ในการทดสอบการทำงานจริงที่รูปคลื่นแรงดันจะเกิดสัญญาณรบกวนที่เกิดมาจากตัวเหนี่ยวนำและการสวิตชิง แต่จะไม่ส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรแต่อย่างใด

4.2.3 การทดสอบการทำงานจริงของสัญญาณขับเคลื่อนของเพาเวอร์มอสเฟต และ ช่วงเดดไทม์ แสดงดังรูปที่ 4.15



ก. สัญญาณขับเคลื่อนของเพาเวอร์มอสเฟตตัวที่หนึ่งและตัวที่สอง

($V_1 : 10V/Div$, $V_2 : 10V/Div$, $Time : 10\mu s/Div$)



ข. ช่วงแคบ

($V_1 : 10V/Div$, $V_2 : 10V/Div$, $Time : 1\mu s/Div$)

รูปที่ 4.15 สัญญาณขับเคลื่อนของเพาเวอร์มอสเฟต และ ช่วงแคบ

จากรูปที่ 4.15 แสดงการทดสอบการทำงานจริงของสัญญาณขับเคลื่อนของเพาเวอร์มอสเฟต และ ช่วงแคบ โดยช่วงแคบที่ได้คือ 1 ไมโครวินาที



บทที่ 5

สรุปผล ปัญหาและข้อเสนอแนะ

ในงานวิจัยนี้วงจรดีซี ทุ ดีซี คอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง เทคนิคการเรโซแนนซ์แอลซี ทำให้ค่าความสูญเสียลดลง เพื่อเป็นแนวทางในการพัฒนาและประยุกต์ดีซี ทุ ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทางที่เหมาะสมสำหรับการใช้งานร่วมโซล่าเซลล์ และแบตเตอรี่ ชุดแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์สำหรับกล่องวงจรปิดสามารถจ่ายแรงดันไฟฟ้าที่ได้ทาง ดีซี บัส อยู่ในระดับที่เหมาะสมกับการใช้งานของกล่องวงจรปิดหรือสามารถประยุกต์ใช้กับงานอื่นๆได้ตามความต้องการในการใช้งาน ชุดแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์สำหรับกล่องวงจรปิดนี้ถูกออกแบบให้สามารถจ่ายแรงดันที่ ดีซี บัส ได้ 240 โวลต์ ตลอดเวลาโดยใช้หลักการของการควบคุมด้วยดีวีดีไอซี

5.1 สรุปผล

งานวิจัยนี้ได้เริ่มจากการศึกษา ค้นคว้าทฤษฎีและข้อมูลที่เกี่ยวข้อง เพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบสร้างชุดแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์สำหรับกล่องวงจรปิด เป็นการนำเอาวงจร ทบแรงดัน-ทอนแรงดัน คอนเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์แอลซีมาใช้งาน เพื่อลดความสูญเสียในการทำงานขณะสวิตช์และใช้หลักการของการควบคุมดีวีดีไอซีเพื่อที่จะสามารถรักษาระดับแรงดันที่ ดีซี บัส ให้ได้ 150 โวลต์ตลอดเวลา โดยงานวิจัยนี้จำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSIM ผลการ จำลองการทำงานพบว่าระบบทำงานได้ดีและเป็นไปตามขอบเขตที่กำหนดไว้ ดังนั้นจึงได้ออกแบบ และสร้างชุดแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์แบบสองทิศทางได้สำเร็จตามความต้องการ

5.2 ปัญหาและข้อเสนอแนะ

สำหรับปัญหาของชุดแหล่งจ่ายพลังงานแสงอาทิตย์ที่มีก็คือ การรักษาระดับแรงดันที่ ดีซี บัส 150 โวลต์ ยังคงไม่เสถียร แรงดันอาจจะมากกว่าหรือน้อยกว่าบ้างในบางครั้ง ภายในวงจรยังมีความสูญเสียอยู่บ้างเล็กน้อยและแหล่งจ่ายแรงดันสำหรับชุดสร้างสัญญาณขับเคลื่อนต้องใช้จำนวน มาก มีข้อเสนอแนะก็คือ

- 1) สามารถลดขนาดของชิ้นงานได้มากกว่านี้ โดยใช้อุปกรณ์ที่มีขนาดเล็กลง แต่จะมีการลงทุนที่สูงขึ้น
- 2) สามารถปรับเปลี่ยนชุดสร้างสัญญาณขับเคลื่อนและชุดควบคุมการตัดต่อวงจรจากแบบอนาล็อก เป็นแบบดิจิทัล เพื่อเพิ่มความเสถียรให้กับวงจรมากขึ้น

เอกสารอ้างอิง

- [1] ปิยะพร ธงชัยชาวสะอาด, และ ผาสุข เรืองรัมย์. 2554. “วงจรบูสต์ดีซีทูดี้ซีคอนเวอร์เตอร์ แบบขนาน 4 โมดูล” ปรินยานิพนธ์ วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต คณะวิศวกรรมศาสตร์สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ.
- [2] Jun-Gu Kim, Seung-Won Park, Young-Ho Kim, Yong-Chae Jung, and Chung-Yuen Won. 2010. “**Bidirectional Soft Switching DC-DC Converter.**” School of Information and Communication Engineering, and Department of Electronic Engineering, Namseoul University. South-Korea, International Power Electronics Conference (2010).
- [3] วีระเชษฐ์ ชันเงิน, และ วุฒิพล ชาราชิรเศรษฐ์. 2547. **อิเล็กทรอนิกส์กำลัง Power Electronics.** ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [4] วิโรจน์ เพชรพันธ์ศรี. 2546. **อิเล็กทรอนิกส์กำลัง1.** สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ.
- [5] N.Mohan, R.Ayyanar, E.Persson. 2002. **APEC.** [Online] Available : http://aboutme.samexent.com/classes/spring09/ee5741/SoftSwitching_Lecturenotes.pdf , (2002). (21 March 2013)
- [6] กฤษ เฉยไสย. 2549. **Power Electronics.** [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : http://eestaff.kku.ac.th/~krit/book_project4/Books/Power%20electronics/Power%20electronics.pdf. (21 March 2013)
- [7] Chudjuarjeen S, and Koompai C. 2008. **Asymmetrical control with Phase Lock Loop for Induction Cooking Appliances.** ECTI-CONFERENCE 2008 pp. 1013-1016.
- [8] Saichol Chudjuarjeen, and Vichien Hathairatsiri. 2009, **Class D current-source inverter for induction cooking appliances.** STISWB 2009 pp. 375-378. Mahasarakham University
- [9] **งานไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์เบื้องต้น** [ออนไลน์] เข้าถึงได้จาก : <http://kpp.ac.th/elearning/elearning3/book-09.html>. (21 March 2013)
- [10] **Data Sheet 7805, 7806.** [Online] Available :

<http://synthdiy.com/show/?id=1757>. (1 March 2013)

[11] **Data Sheet HRS4H-S-DC5V, HRS4H-S-DC6V.** [Online] Available :

[http://jinbaiyi.com/web_pdf/web.../hrs4\(h\).pdf](http://jinbaiyi.com/web_pdf/web.../hrs4(h).pdf) . (1 March 2013)

