ฟูลบริดจ์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์
FULL BRIDGE DC-DC CONVERTER

เพ็ญฟ้า เจิดดีสกุล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมแมคคาทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2560

ฟูลบริดจ์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์

FULL BRIDGE DC-DC CONVERTER

เพ็ญฟ้า เจิดดีสกุล

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมแมคคาทรอนิกส์
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2560

FULL BRIDGE DC-DC CONVERTER

PENFAH JERDDEESAKUL

THIS THESIS IS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT

OF THE REQUIREMENTS FOR THE DEGREE OF

BACHELOR OF ENGINEERING IN MECHATRONICS ENGINEERING

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

ACADEMIC YEAR 2017

ปริญญานิพนธ์ปีการศึกษา 2560

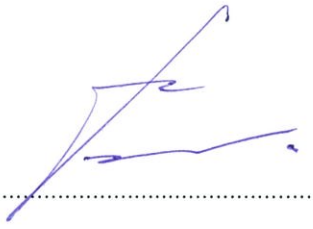
ภาควิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง ฟูลบริดจ์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์

FULL BRIDGE DC-DC CONVERTER

ผู้จัดทำ นางสาวเพ็ญฟ้า เจิดดีสกุล 57010936



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(รองศาสตราจารย์ ดร.ชนินทร์ บุญลักษณานุสรณ์)

ฟูลบริดจ์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์

โดย
นางสาวเพ็ญฟ้า เจิดดีสกุล 57010936

อาจารย์ที่ปรึกษา
รองศาสตราจารย์ ดร.ชนินทร์ บุญลักษณานุสรณ์

ปีการศึกษา 2560

บทคัดย่อ

เครื่องมือวัดทางธรณีฟิสิกส์สำหรับการสำรวจน้ำในดิน มีบทบาทในการช่วยระบุตำแหน่งของแหล่งน้ำ และช่วยในการทำนายการเกิดดินถล่มเพื่อประกาศอพยพได้ทันท่วงที ซึ่งเครื่องมือวัดนี้ทำงานโดยจ่ายกระแสไฟฟ้าค่าต่างๆ ผ่านดินบริเวณที่มักจะเกิดดินถล่ม และวิเคราะห์ความต้านทานไฟฟ้าของดิน โดยปริญญานิพนธ์นี้ได้ถูกจัดทำขึ้นเพื่อนำเสนอเกี่ยวกับการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าชนิดดีซี-ดีซีฟูลบริดจ์ สำหรับใช้เป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้านั้น ซึ่งแรงดันไฟฟ้าขาเข้าคือ 48 โวลต์ แรงดันไฟฟ้าขาออกคือ 500 โวลต์ กระแสไฟฟ้าขาออกคือ 3 แอมป์ ความถี่ในการสวิตช์ 25 กิโลเฮิรตซ์ ศึกษาและวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ สร้างคอนเวอร์เตอร์ต้นแบบและทดสอบ

FULL BRIDGE DC-DC CONVERTER

By

Mrs. Penfah Jerddeesakul 57010936

Advisor

Assoc.Prof. Dr. Chanin Boonlaksananusorn

Academic Year 2017

ABSTRACT

Geophysical instrument for groundwater investigations helps locating water resources and forecasting landslide for evacuation announcement. It operates by varying current conducted through soil at suspected area and inspect the soil resistivity. This project presents the design of full bridge DC-DC power supply to be used as the current source whose input voltage is 48V, the output voltage is 500V, the output current is 3A and the switching frequency is 25kHz. The converter operation is studied and analyzed. The prototype is subsequently built and tested.

กิตติกรรมประกาศ

การจัดทำปริญญานิพนธ์ฉบับนี้ สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ เนื่องจากความอนุเคราะห์ของอาจารย์ที่ปรึกษา รองศาสตราจารย์ ดร.ชนินทร์ บุญลักษณานุสรณ์ ที่ช่วยให้คำปรึกษาในการทำวิทยานิพนธ์เล่มนี้จนเสร็จสมบูรณ์

ขอขอบคุณ ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.นนทวัฒน์ จุลเดชะ ที่ได้ให้ความช่วยเหลือและคำแนะนำ ช่วยแก้ปัญหา ตลอดจนชี้แนะแนวทางให้ปฏิบัติที่เป็นประโยชน์ต่อวิทยานิพนธ์นี้ รวมไปถึงการอบรมสั่งสอนเรื่องอื่นๆ ในการดำเนินชีวิตและการทำงานในสายวิศวกรรม

ขอบคุณพี่วี กวีวัชร์ ทัติวงษ์ ที่คอยรับฟังและชี้แนะเวลามีปัญหา คอยช่วยดูแลเวลาทำการทดลองที่อาจเกิดอันตราย และอยู่เป็นเพื่อนตอนไม่มีใครอยู่ที่ห้องแล็บ

ขอขอบคุณพี่บัณฑิตย์ เข็มมณี รวมถึงพี่ๆ ทุกคนในแผนกวิจัยและพัฒนา ของบริษัท ซัมมิท อิเล็คโทรนิค คอมโพเน้นท์ จำกัด ที่อนุญาตและช่วยเหลือในการนำหม้อแปลงไปทดสอบ

ขอขอบคุณพี่โก๊ะกับพี่เพ็ญ พี่ธุรการภาคที่คอยตอบคำถามและจัดทำเรื่องเบิกค่าใช้จ่ายในการทำโปรเจคให้

ขอบคุณเพื่อนๆ ในภาคที่ถามไถ่ถึงความคืบหน้าและช่วยเหลือในการทำปริญญานิพนธ์นี้

สุดท้ายนี้ขอขอบคุณครอบครัวที่ช่วยสนับสนุนในด้านการศึกษา และเป็นกำลังใจอย่างเปี่ยมล้น ขอบคุณป๊าที่ช่วยให้คำปรึกษาและช่วยเหลือเรื่องงานตลอด รวมถึงการพูดจาหยอกล้อให้หายเครียด ขอบคุณแม่ที่เลี้ยงดู หาอาหารให้ ตลอดจนอาสาช่วยเหลือในการจัดทำเล่มปริญญานิพนธ์ และขอบคุณเฮียจั๊บที่ช่วยเรียบเรียงบางส่วนของปริญญานิพนธ์เล่มนี้

ผู้จัดทำ
นางสาวเพ็ญฟ้า เจิดดีสกุล

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย I

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ II

กิตติกรรมประกาศ III

สารบัญ IV

สารบัญรูป VI

สารบัญตาราง IX

บทที่ 1 บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์ 1

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงงาน 2

1.3 แนวคิดที่ใช้ 2

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ 2

บทที่ 2 ทฤษฎีและความรู้ที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ 3

2.2 ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ (Full Bridge DC-DC Converter) 4

2.3 การใช้งานไอซีเบอร์ UC3825 (PWM Controller IC) 11

2.4 การใช้งานไอซีเบอร์ TLP5214 (Isolated MOSFET Gate Drive) 14

2.5 การออกแบบวงจรชดเชยอนาล็อกสำหรับควบคุมวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ 16

2.5.1 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ 16

2.5.2 หลักการออกแบบวงจรชดเชยอนาล็อก 17

2.6 การออกแบบวงจรบูตสแตรป (Bootstrap Circuit) 20

บทที่ 3 การคำนวณและการสร้าง

3.1 บทนำ 23

3.2 การคำนวณค่าต่างๆ ของอุปกรณ์ในวงจรฟูลบริดจ์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 23

3.2.1 การคำนวณเกี่ยวกับวงจรทางด้านปฐมภูมิ 24

3.2.2 การคำนวณเกี่ยวกับวงจรทางด้านทุติยภูมิ 25

3.2.3 การคำนวณค่าต่างๆ ของหม้อแปลงสวิตชิ่ง 26

สารบัญ(ต่อ)

หน้า

3.3 การเลือกค่าอุปกรณ์สำหรับ UC3825 29

3.4 การเลือกค่าอุปกรณ์สำหรับวงจรบูตสแตรป 29

3.5 การออกแบบลายวงจรของส่วนขับมอสเฟต 30

3.6 การประกอบวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ 33

บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง

4.1 บทนำ 37

4.2 การทดลองเพื่อศึกษาการใช้งานไอซีเบอร์ UC3825 37

4.2.1 ทดลองส่วนวงจรสร้างความถี่ (Oscillator) 37

4.2.2 ทดลองส่วนสร้างสัญญาณ PWM 38

4.2.3 ทดลองส่วนฟังก์ชัน Soft Start และ UVLO 38

4.2.4 ทดลองส่วนการป้องกันกระแสไฟฟ้าเกิน ILIM 39

4.3 การทดลองเพื่อศึกษาการใช้งานไอซีเบอร์ TLP5214 39

4.4 การทดลองออกแบบวงจรชดเชยสำหรับวงจรบัค โดยใช้ MATLAB 39

4.5 การทดลองเพื่อตรวจสอบการทำงานของมอสเฟตในวงจร 42

4.6 การทดสอบคุณภาพของฉนวนระหว่างด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลง 49

บทที่ 5 บทวิจารณ์และสรุป

5.1 ปัญหาที่พบและแนวทางแก้ไข 51

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการค้นคว้าต่อ 51

เอกสารอ้างอิง 52

ภาคผนวก 55

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 ภาพรวมของเพาเวอร์ซัพพลาย	3
2.2 วงจรฟูลบริดจ์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบด้านทุติยภูมิเป็นหม้อแปลงเซนเตอร์แท็ป	5
2.3 วงจรฟูลบริดจ์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบด้านทุติยภูมิเป็นไดโอดบริดจ์	5
2.4 การทำงานของวงจรฟูลบริดจ์ในช่วงการทำงานที่ 1	6
2.5 การทำงานของวงจรฟูลบริดจ์ในช่วงการทำงานที่ 2	7
2.6 การทำงานของวงจรฟูลบริดจ์ในช่วงการทำงานที่ 3	7
2.7 การทำงานของวงจรฟูลบริดจ์ในช่วงการทำงานที่ 4	8
2.8 รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้า	9
2.9 รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้า	10
2.10 แผนภาพบล็อกของไอซี UC3825	12
2.11 การสร้างสัญญาณ PWM	12
2.12 การเลือกค่า C_T และ R_T	13
2.13 การปรับค่าดิวตี้ไซเคิลสูงสุด	13
2.14 วงจรภายในของไอซี TLP5214	14
2.15 การป้องกันกระแสไฟฟ้าเกินด้วยการวัดแรงดันไฟฟ้าระหว่างเดรนและซอร์ส	15
2.16 การหน่วงเวลาการป้องกันกระแสไฟฟ้าเกินด้วยไดโอด	15
2.17 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์สำหรับการควบคุมแบบป้อนกลับ	16
2.18 ส่วน PWM สำหรับการวิเคราะห์แบบสัญญาณขนาดเล็ก	17
2.19 ระบบควบคุมที่มีการป้อนกลับแบบหนึ่ง (Unity Feedback Control)	18
2.20 วงจรชดเชยอนาล็อก Type 2	18
2.21 Gain ที่ช่วงความถี่กลางของวงจรชดเชยอนาล็อก Type 2	19
2.22 วงจรบูตสแตรป	21
3.1 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์	23
3.2 Core Loss ของวัสดุ N87 ที่ความหนาแน่นฟลักซ์ต่างๆ	27
3.3 รูปสัญญาณที่ใช้ในการคำนวณหม้อแปลง	28
3.4 วงจรของส่วน UC3825	29
3.5 การหักมุมของเส้น	30

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.6 วงจรส่วนขับมอสเฟต	31
3.7 ลายวงจรของวงจรขับ (บน)	32
3.8 ลายวงจรของวงจรขับ (ล่าง)	32
3.9 วงจรขับมอสเฟตและฮีทซิงค์	33
3.10 หม้อแปลงสวิตชิ่ง	33
3.11 ชุดตัวเก็บประจุที่ทางเข้า	34
3.12 อุปกรณ์จับยึด	34
3.13 ด้านหน้าของชิ้นงาน	35
3.14 ด้านล่างของชิ้นงาน	35
3.15 ด้านบนของชิ้นงาน	36
3.16 ด้านข้างของชิ้นงาน	36
4.1 การทดลองวงจรส่วนสร้างความถี่ (Oscillator)	37
4.2 การทดลองส่วนสร้างสัญญาณ PWM	38
4.3 ทดลองส่วนฟังก์ชัน Soft Start และ UVLO	38
4.4 การทดลองส่วนการป้องกันกระแสไฟฟ้าเกิน ILIM	39
4.5 การทดลองเพื่อศึกษาการใช้งานไอซีเบอร์ TLP5214	39
4.6 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ทดลองออกแบบวงจรชดเชย	40
4.7 แผนภาพโบดี (Bode Plot) ของระบบจากโปรแกรม MATLAB	41
4.8 แผนภาพโบดี (Bode Plot) เมื่อใส่วงจรชดเชยอนาล็อก Type 2	42
4.9 วงจรที่ใช้ทดลองเพื่อตรวจสอบการทำงานของมอสเฟต	43
4.10 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ V_{in} = 10 V	43
4.11 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ V_{in} = 10 V	43
4.12 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ V_{in} = 20 V	44
4.13 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ V_{in} = 20 V	44
4.14 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ V_{in} = 30 V	45
4.15 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ V_{in} = 30 V	45
4.16 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ V_{in} = 40 V	45

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.17 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ V_{in} = 40 V	46
4.18 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ Vin = 50 V	46
4.19 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ Vin = 50 V	46
4.20 รูปสัญญาณเมื่อใช้โหลดหลอดไฟ 1 หลอด @ Vin = 50 V	47
4.21 รูปสัญญาณเมื่อใช้โหลดหลอดไฟ 2 หลอด @ Vin = 50 V	47
4.22 รูปสัญญาณเมื่อใช้โหลดหลอดไฟ 30 หลอด @ Vin = 50 V	48
4.23 รูปสัญญาณเมื่อใช้โหลดหลอดไฟ 60 หลอด @ Vin = 50 V	48
4.24 ผลการทดสอบ HiPot ที่ 1000 V	49
4.25 ผลการทดสอบ HiPot ที่ 3000 V	50

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ตารางค่า K และมุมเฟสที่ความถี่ครอสโอเวอร์	20

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปริญญานิพนธ์

ในปี พ.ศ. 2549 เกิดเหตุการณ์อุทกภัยและโคลนถล่มในจังหวัดบริเวณภาคเหนือตอนล่าง ได้แก่ อุตรดิตถ์ สุโขทัย แพร่ ลำปาง และน่าน ก่อให้เกิดความสูญเสียชีวิตและทรัพย์สินของประชาชนจำนวนมาก โดยเฉพาะอย่างยิ่งที่ อำเภอลับแล จังหวัดอุตรดิตถ์ ที่ได้รับผลกระทบจากเหตุการณ์นี้มากที่สุดคือ มีผู้เสียชีวิตเพียงจังหวัดเดียวมากกว่า 75 คน จากจำนวนผู้เสียชีวิตและสูญหายทั้งหมด 116 ราย จาก 5 จังหวัดที่ประสบเหตุการณ์อุทกภัยและโคลนถล่มครั้งนี้ ทางกรมอุตุนิยมวิทยาได้ออกประกาศเตือนหลายฉบับล่วงหน้าว่าอาจเกิดน้ำท่วม ดินถล่ม และน้ำป่าไหลหลาก แต่ไม่ได้รับความสนใจมากนัก เนื่องจากกรมอุตุนิยมวิทยาออกประกาศเตือนในลักษณะเดียวกันนี้เป็นประจำ แต่ก็ไม่เกิดอะไรขึ้น ทำให้ประชาชนไม่ค่อยตื่นตัวที่จะรับมือแต่อย่างใด [1].

จากเหตุการณ์ในครั้งนั้นจะเห็นได้ว่าการออกประกาศเตือนจากกรมอุตุนิยมวิทยาที่บ่อยครั้งเกินไปทำให้ประชาชนไม่ใส่ใจประกาศเตือนเท่าที่ควร และโดยทั่วไปจะอาศัยข้อมูลจากปริมาณน้ำฝน ซึ่งไม่ใช่การวัดปริมาณน้ำในดินที่เป็นสาเหตุของการเกิดดินถล่มโดยตรง ทำให้ไม่สามารถทำนายการเกิดดินถล่มได้อย่างแม่นยำ

เครื่องมือที่ใช้สำรวจปริมาณน้ำในดิหรือเครื่องมือสำรวจธรณีฟิสิกส์ (Geophysical Instruments) จะมีส่วนช่วยให้สามารถคาดการณ์การเกิดดินถล่มได้แม่นยำขึ้น และนอกจากประโยชน์ในด้านการวิเคราะห์โอกาสการเกิดดินโคลนถล่มแล้ว ยังใช้สำรวจหาแหล่งน้ำในดินเพื่อทำการขุดเจาะทำบ่อน้ำบาดาลได้อีกด้วย [2]. โดยเครื่องมือนี้จะใช้วิธีจ่ายกระแสไฟฟ้าด้วยแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้ากระแสตรง (DC Current Source) ลงไปในพื้นดินและวัดแรงดันไฟฟ้าเพื่อนำไปคำนวณสภาพต้านทานไฟฟ้า และวิเคราะห์สภาพน้ำในดินต่อไป

ปริญญานิพนธ์นี้มีจุดประสงค์เพื่อสร้างแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้ากระแสตรงต้นแบบ เพื่อนำไปใช้กับเครื่องมือสำรวจธรณีฟิสิกส์นั้น โดยใช้วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ชนิดฟูลบริดจ์ แต่เนื่องจากระยะเวลาที่จำกัด ขอบเขตการศึกษาจึงจำกัดเพียงแค่การศึกษาเรื่องต่างๆ ที่เกี่ยวข้อง การออกแบบและคำนวณส่วนต่างๆ ของวงจร และการสร้าง-ทดสอบการทำงานของเพาเวอร์ซัพพลายต้นแบบบางส่วน ได้แก่ วงจรควบคุม-ขับมอสเฟต วงจรดีซี-ดีซีฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ด้านปฐมภูมิ (Primary Side)

1.2 วัตถุประสงค์

1. ศึกษาหลักการทำงานและการออกแบบดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์
2. ศึกษาหลักการทำงานและการออกแบบระบบควบคุมโดยใช้วงจรชดเชยอนาล็อก ชนิด Type 2
3. สร้างดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ต้นแบบ

1.3 แนวคิดที่ใช้

กระแสไฟฟ้าที่จะใช้ต้องมีค่าถึง 3 A ซึ่งการจ่ายกระแสไฟฟ้าให้ได้ถึงค่านั้นผ่านพื้นดิน ซึ่งมีความต้านทานไฟฟ้าสูงจำเป็นต้องใช้แรงดันไฟฟ้าสูงตาม ซึ่งในที่นี้ใช้ 500 VDC ดังนั้นกำลังไฟฟ้าที่ทางออกจะเป็น 1500 W นอกจากนี้พื้นที่ที่จะทำการสำรวจมักจะเป็นพื้นที่ห่างไกลที่ไฟฟ้าจากการไฟฟ้าไม่ถึง แหล่งพลังงานที่สามารถพกพาได้สะดวกจึงเป็นแบตเตอรี่รถยนต์ขนาด 12 VDC โดยจะใช้แบตเตอรี่รถยนต์ 4 ชุด อนุกรมกันเป็นแรงดันไฟฟ้าขาเข้า 48 VDC เพาเวอร์ซัพพลายนี้จึงต้องสามารถเพิ่มแรงดันไฟฟ้าได้ประมาณ 10 เท่า

จากเงื่อนไขต่างๆ ที่กล่าวมาข้างต้น ทำให้ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ เป็นชนิดที่เหมาะสมมากกว่าคอนเวอร์เตอร์ชนิดอื่น เนื่องจากเป็นคอนเวอร์เตอร์เพียงชนิดเดียวที่ทำงานที่กำลังไฟฟ้าสูงๆ ระดับ 1000 W ได้ [3].

1.4 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

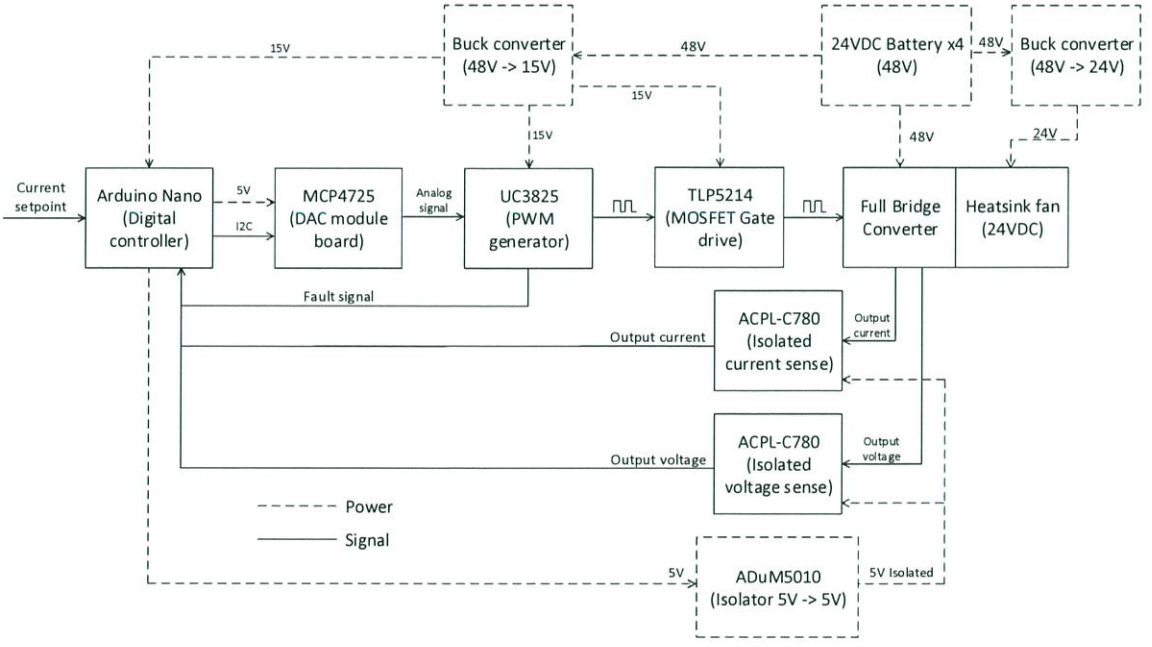
1. มีความรู้ความเข้าใจในการออกแบบเพาเวอร์ซัพพลายแบบสวิตชิ่ง (Switching Power Supply)
2. มีความรู้ความเข้าใจเรื่องระบบควบคุมป้อนกลับเชิงเส้นชนิดอนาล็อก และการออกแบบวงจรชดเชยอนาล็อก
3. มีความสามารถในการค้นคว้า และเรียนรู้ต่อเกี่ยวกับเพาเวอร์อิเล็กทรอนิกส์ (Power Electronics) เพิ่มเติมได้ในอนาคต

บทที่ 2

ทฤษฎีและความรู้ที่เกี่ยวข้อง

2.1 บทนำ

สวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายที่จะนำไปใช้เป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้ากระแสตรง จำเป็นต้องมีส่วนประกอบอื่นที่ทำให้วงจรฟูลบริดจ์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์สามารถทำงานตามจุดประสงค์ได้สมบูรณ์ ดังรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 ภาพรวมของเพาเวอร์ซัพพลาย

วงจรฟูลบริดจ์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์รับไฟฟ้าจากแบตเตอรี่ 48 V ในวงจรมีมอสเฟตและไดโอด จึงมีการติดตั้งมอสเฟตและไดโอดบนฮีทซิงค์ (Heatsink) [4]. เพื่อช่วยระบายความร้อนโดยฮีทซิงค์ที่เลือกใช้เป็นของ Fischer Elektronik แบบมีพัดลมระบายความร้อน 24 V จึงใช้บอร์ดโมดูลบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter) [5]. แปลง 48 V จากแบตเตอรี่เป็น 24 V สำหรับพัดลมระบายความร้อน

ใช้ไอซีเบอร์ UC3825 [6]. เป็นตัวสร้างสัญญาณ PWM (Pulse Width Modulation) เพื่อควบคุมเวลาในการเปิด-ปิดมอสเฟตในวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ และใช้ไอซีเบอร์ TLP5214 [7].

เป็นตัวขับเกตของมอสเฟต โดยไอซีทั้งสองตัวใช้ไฟ 15 V จากบอร์ดโมดูลบัคคอนเวอร์เตอร์แปลง 48 V จากแบตเตอรี่เป็น 15 V

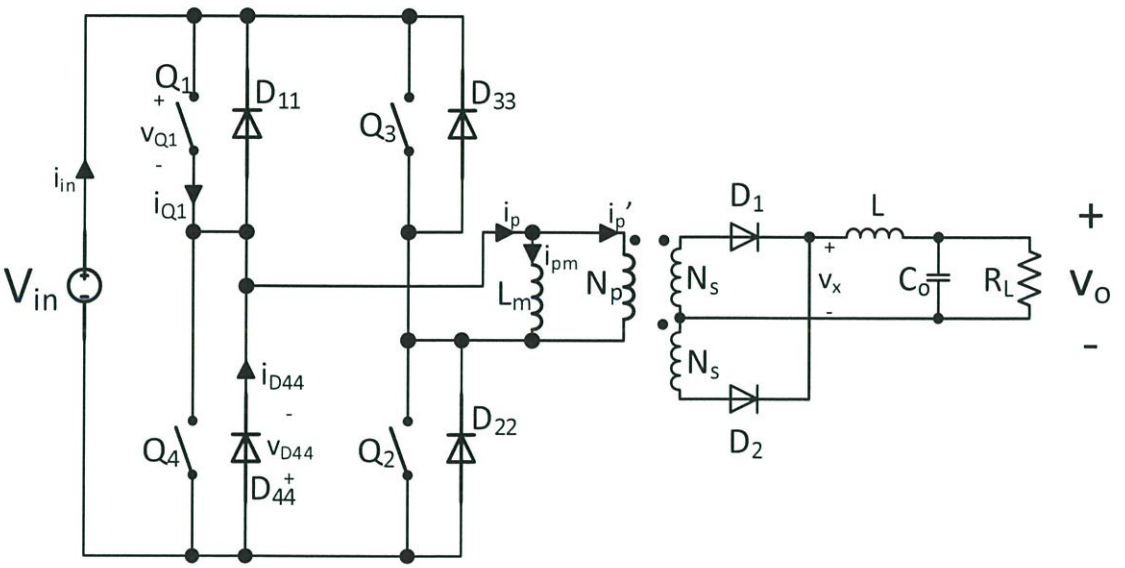
ใช้ระบบควบคุมแบบป้อนกลับดิจิตอล (Digital Feedback Control System) โดยจะใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เป็นอาดุยโน่นาโน (Arduino Nano) [8]. ซึ่งสามารถทำงานได้โดยใช้แรงดันไฟฟ้า 6-20 V ในที่นี้ใช้ 15 V จากบอร์ดโมดูลบัคคอนเวอร์เตอร์โดยแปลง 48 V จากแบตเตอรี่เป็น 15 V และเนื่องจากวงจรขยายความผิดพลาด (Error Amplifier) ในไอซีเบอร์ UC3825 รับสัญญาณแบบอนาล็อก ดังนั้นจึงมีบอร์ดโมดูล DAC (Digital to Analog Converter) MCP4725 [9]. เพื่อแปลงสัญญาณดิจิตอลจากอาดุยโน่ โดยรับ-ส่งข้อมูลผ่าน I^2C (Inter-Integrated Circuit) และใช้ไฟ 5 V จากเรกูเลเตอร์ (Voltage Regulator) 5 V บนบอร์ดอาดุยโน่

เนื่องจากเพาเวอร์ซัพพลายต้องทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้า (Current Source) จึงต้องมีการวัดกระแสไฟฟ้าที่ทางออก (Output Current) เพื่อใช้ป้อนกลับสำหรับควบคุมค่ากระแสไฟฟ้าให้ได้ตามที่ต้องการ และต้องมีการวัดแรงดันไฟฟ้าที่ทางออก (Output Voltage) สำหรับในกรณีที่ไม่มีโหลดทางไฟฟ้าต่ออยู่ คอนโทรลเลอร์จะได้ตัดการทำงาน ทั้งการวัดแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าที่ทางออกใช้ไอซีเบอร์ ACPL-C780 [10]. ซึ่งเป็นวงจรขยายที่แยกกราวด์ด้วยอุปกรณ์ทางแสง (Opto-isolator) เพราะวงจรฟูลบริดจ์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์มีการใช้หม้อแปลง ทำให้ถ้าใช้กราวด์ร่วมกันจะเกิดการลัดวงจร และใช้ไอซีเบอร์ ADuM5010 [11]. ในการแยกไฟเลี้ยงที่ทางเข้าและทางออกของไอซีเบอร์ ACPL-C780 ทั้งสองตัว

2.2 ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ (Full Bridge DC-DC Converter)

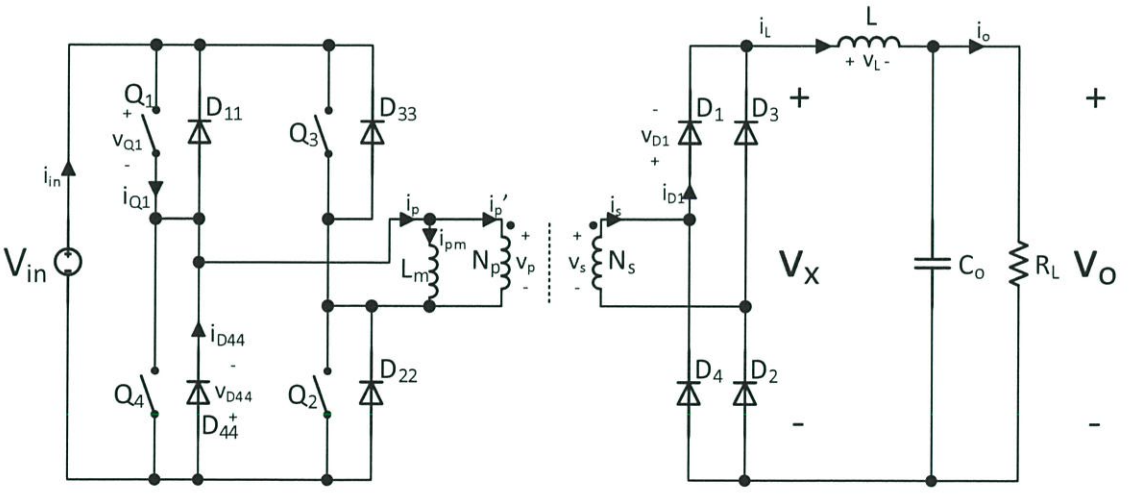
ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์เหมาะกับงานที่กำลังไฟฟ้าสูงๆ เมื่อเปรียบเทียบกับดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นๆ เพราะสามารถทำงานได้ประสิทธิภาพดีกว่า

โดยทั่วไปมีลักษณะดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 วงจรฟูลบริดจ์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบด้านทุติยภูมิเป็นหม้อแปลงเซนเตอร์แท็ป

แต่วงจรที่จะใช้นี้มีด้านทุติยภูมิ (Secondary Side) ที่แตกต่างไปเล็กน้อย ดังรูปที่ 2.3

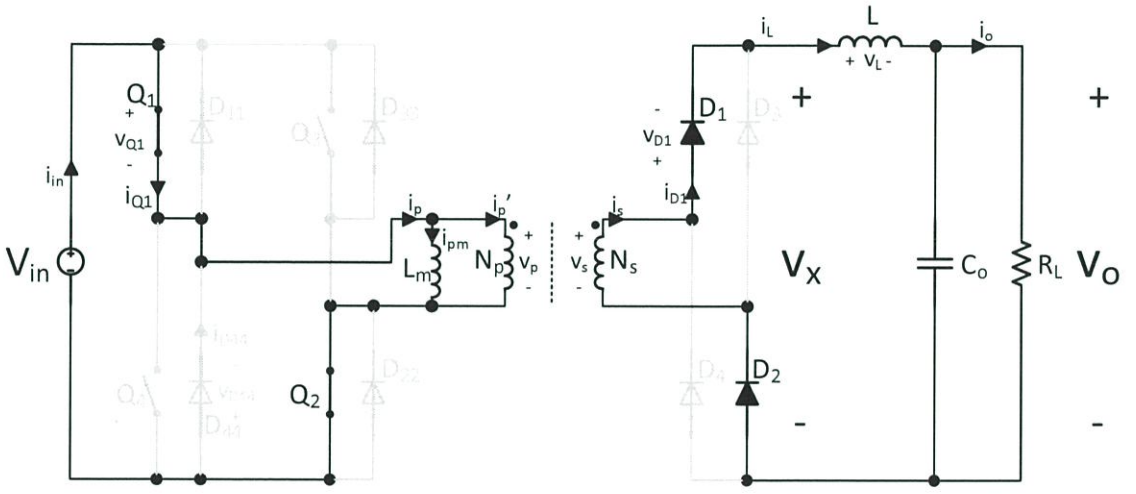


รูปที่ 2.3 วงจรฟูลบริดจ์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบด้านทุติยภูมิเป็นไดโอดบริดจ์

ทางด้านทุติยภูมิของทั้งสองวงจรมีการทำงานคล้ายกันคือ หลังจากหม้อแปลงด้านทุติยภูมิ จะเป็นการแปลงให้เป็นกระแสไฟฟ้าตรง (Rectify) โดยวงจรแรกเป็นการใช้หม้อแปลงแบบเซนเตอร์แท็ป (Center-tapped Transformer) ส่วนวงจรที่สองจะใช้ไดโอดบริดจ์ (Diode Bridge) ซึ่งวงจรแรกจะมีข้อด้อยกว่าคือ หม้อแปลงด้านทุติยภูมิของวงจรแรกและไดโอดจะรับภาระแรงดันไฟฟ้ามากกว่าของวงจรที่สองเป็นเท่าตัว และการพันหม้อแปลงหลายขดจะยุ่งยากกว่า ส่วนวงจรที่อยู่หลังจากไดโอดจะมีลักษณะคล้ายกับวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter) ดังนั้นการวิเคราะห์หรือออกแบบวงจรส่วนนั้นสามารถใช้วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์เป็นตัวอย่างได้

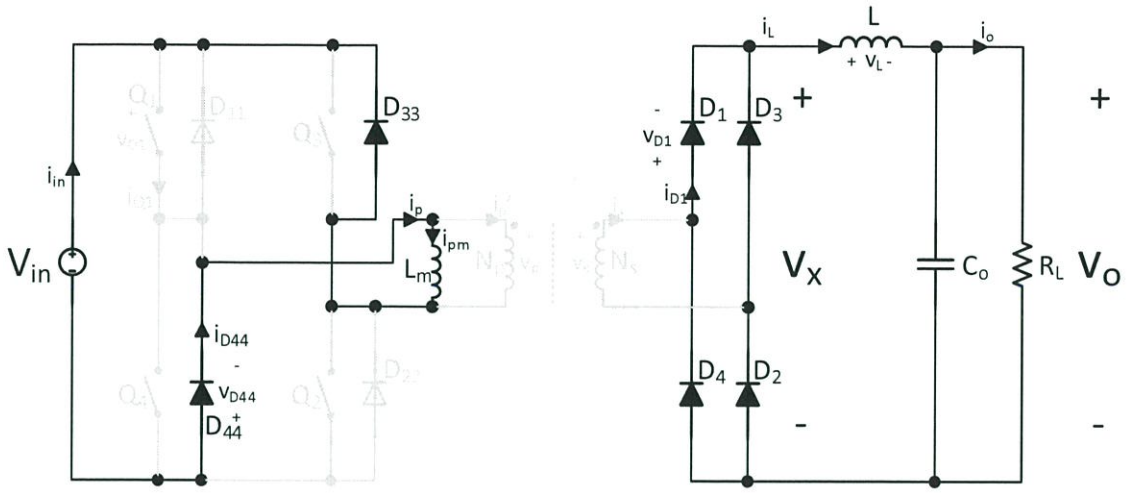
ทางด้านปฐมภูมิ (Primary Side) ของทั้งสองวงจรมีการทำงานเหมือนกัน แบ่งเป็น 4 ช่วงการทำงานใน 1 คาบเวลาคือ ช่วงที่สวิตช์ Q_1, Q_2 นำกระแสไฟฟ้า ช่วงที่สวิตช์ Q_1, Q_2 หยุดการนำกระแสไฟฟ้า ช่วงที่สวิตช์ Q_3, Q_4 นำกระแสไฟฟ้า และช่วงที่สวิตช์ Q_3, Q_4 หยุดการนำกระแสไฟฟ้า โดยแต่ละคาบเวลาควรมีการเผื่อเวลาวิกฤต (Dead Time) เพื่อป้องกันการลัดวงจรที่สวิตช์ด้วย

ช่วงการทำงานที่ 1 : สวิตช์ Q_1, Q_2 นำกระแสไฟฟ้า สวิตช์ Q_3, Q_4 ไม่นำกระแสไฟฟ้า ทำให้ไดโอด D_1, D_2 นำกระแสไฟฟ้า และไดโอด D_3, D_4 ไม่นำกระแสไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.4



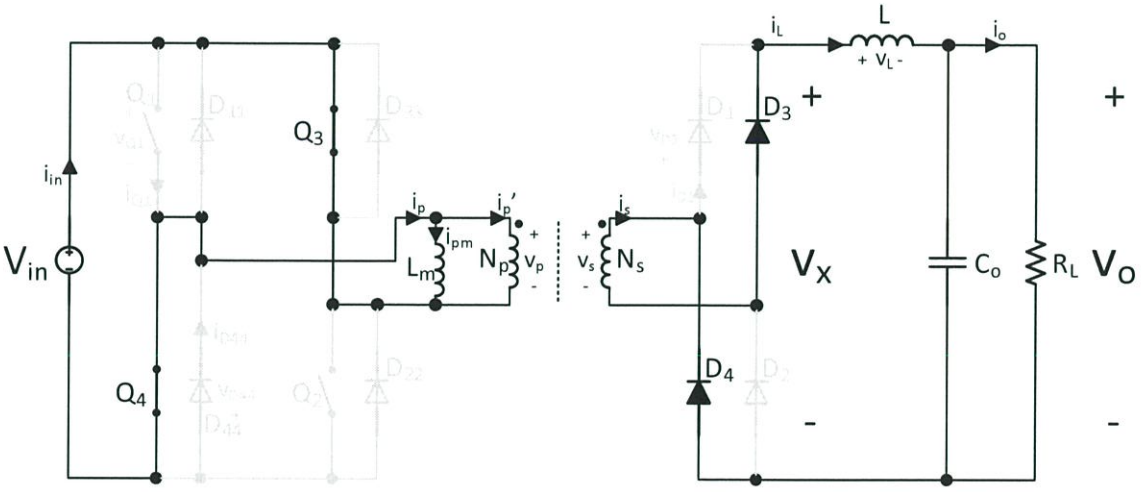
รูปที่ 2.4 การทำงานของวงจรฟูลบริดจ์ในช่วงการทำงานที่ 1

ช่วงการทำงานที่ 2 : สวิตช์ Q_1, Q_2 หยุดนำกระแสไฟฟ้า สวิตช์ Q_3, Q_4 ไม่นำกระแสไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.5 แต่กระแสไฟฟ้าที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ยังคงไหลไปที่โหลดทำให้ไดโอดนำกระแสไฟฟ้า โดยกระแสไฟฟ้าจะผ่านไดโอดเส้นทางที่ความต้านทานต่ำกว่า ส่วนกระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงก็ยังคงไหลทางเดิม ทำให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านทางบอดี้ไดโอด (Body Diode) D_{33} และ D_{44} ของมอสเฟต Q_3 และ Q_4 ตามลำดับ



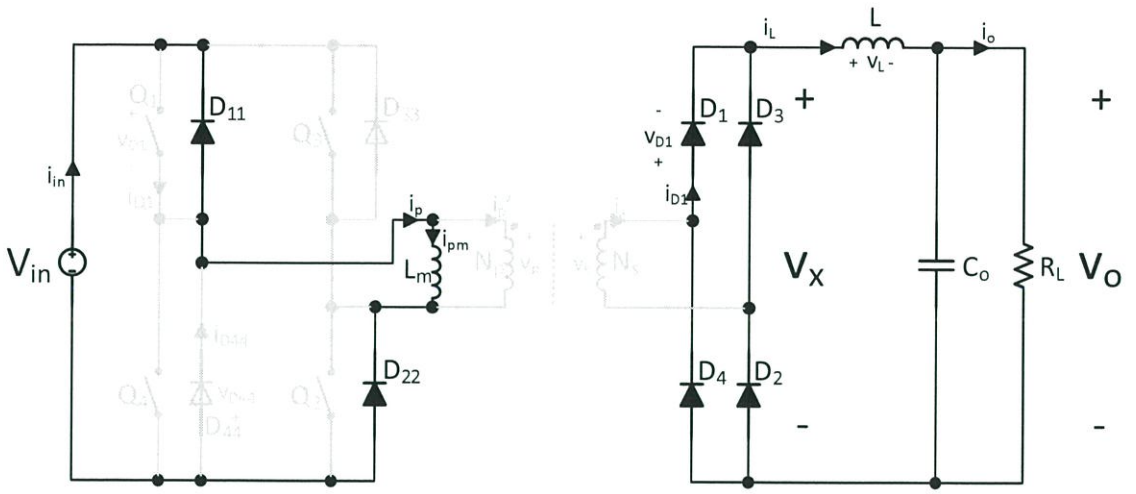
รูปที่ 2.5 การทำงานของวงจรฟูลบริดจ์ในช่วงการทำงานที่ 2

ช่วงการทำงานที่ 3 : สวิตช์ Q_1, Q_2 ไม่นำกระแสไฟฟ้า สวิตช์ Q_3, Q_4 นำกระแสไฟฟ้า ทำให้ไดโอด D_1, D_2 นำกระแสไฟฟ้า และไดโอด D_3, D_4 ไม่นำกระแสไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.6



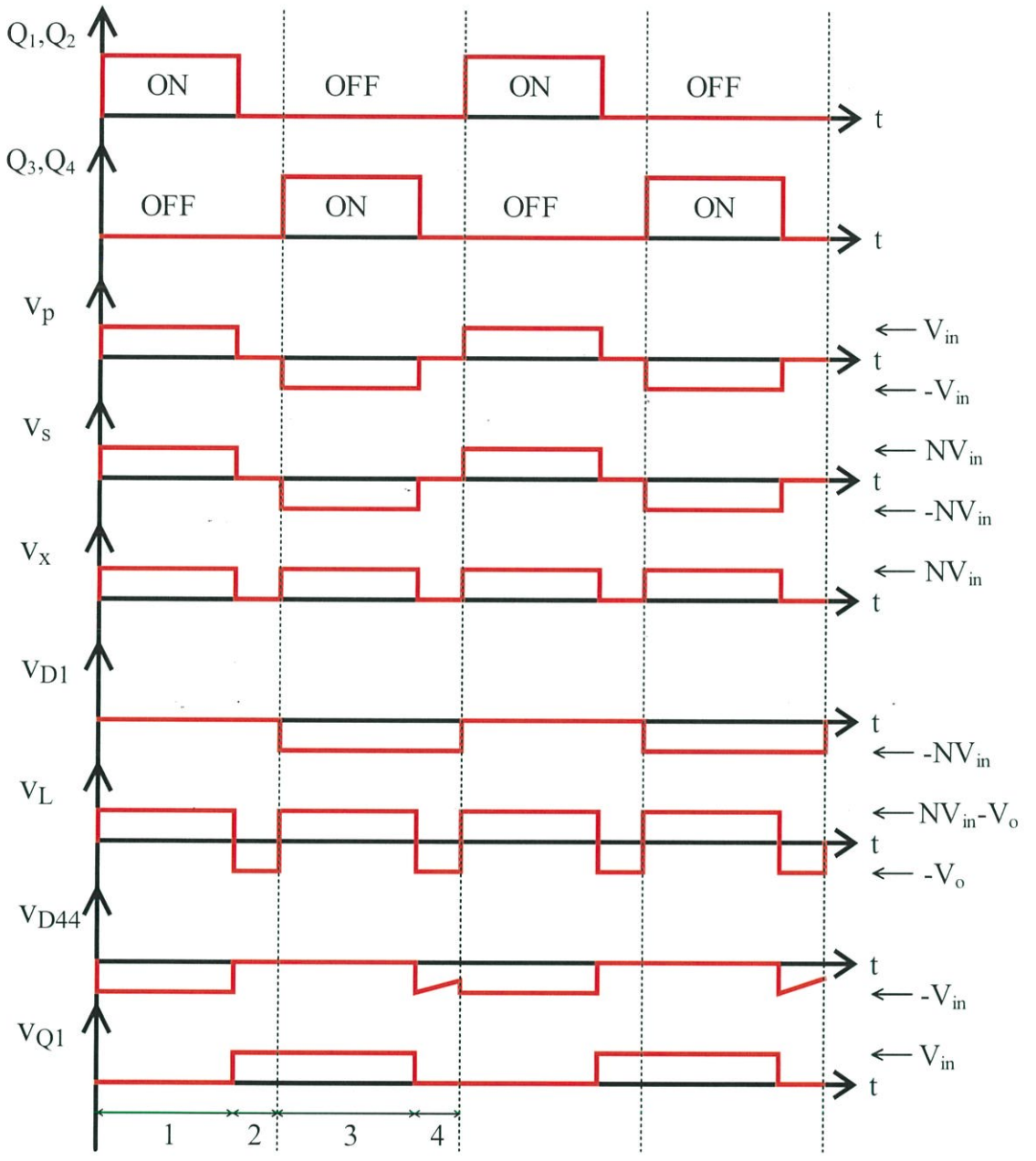
รูปที่ 2.6 การทำงานของวงจรฟูลบริดจ์ในช่วงการทำงานที่ 3

ช่วงการทำงานที่ 4 : สวิตช์ Q_1, Q_2 ไม่นำกระแสไฟฟ้า สวิตช์ Q_3, Q_4 หยุดนำกระแสไฟฟ้า ดังรูปที่ 2.7 แต่กระแสไฟฟ้าที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L ยังคงไหลไปที่โหลดทำให้ไดโอดนำกระแสไฟฟ้า โดยกระแสไฟฟ้าจะผ่านไดโอดเส้นทางที่ความต้านทานต่ำกว่า ส่วนกระแสไฟฟ้าทางด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงก็ยังคงไหลทางเดิม ทำให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านทางบอดี้ไดโอด (Body Diode) D_{11} และ D_{22} ของมอสเฟต Q_1 และ Q_2 ตามลำดับ

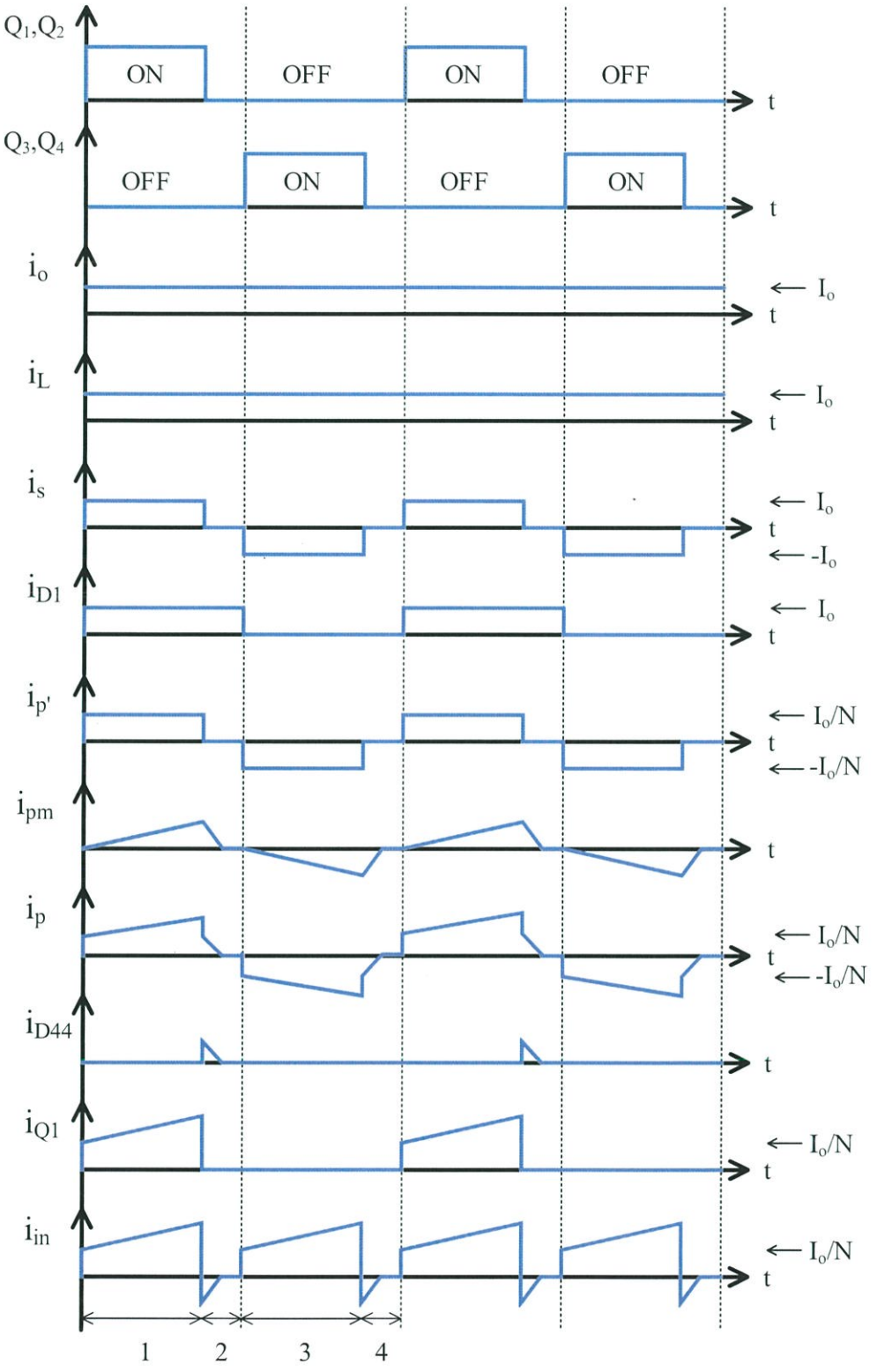


รูปที่ 2.7 การทำงานของวงจรฟูลบริดจ์ในช่วงการทำงานที่ 4

รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 2.8 และรูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้าแสดงดังรูปที่ 2.9



รูปที่ 2.8 รูปสัญญาณของแรงดันไฟฟ้า



รูปที่ 2.9 รูปสัญญาณของกระแสไฟฟ้า

เลือกจุดทำงานในการออกแบบที่สภาวะคงตัว ทำงานโหมดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่อง เมื่อพิจารณาตามแบบวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ จะได้ค่าความเหนี่ยวนำ L และค่าความจุไฟฟ้าที่ทางออก C_o ดังนี้

ค่าความเหนี่ยวนำต่ำสุด (L_{min}) หาได้จากสมการที่ (2.1)

$$L_{min}=\frac{(1-D)R}{2f} \tag{2.1}$$

เมื่อ D คือ ค่าดิวตี้ไซเคิลสูงสุด

R คือ ค่าความต้านทานของโหลดทางไฟฟ้า

f คือ ความถี่ในการสวิตช์

และโดยปกติจะเผื่อเพิ่มอีก 25 % เพื่อให้มั่นใจว่าวงจรจะทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำต่อเนื่อง

ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุที่ทางออก C_o หาได้จากสมการที่ (2.2)

$$C_o=\frac{1-D}{8L\left(\frac{\Delta V_o}{V_o}\right)f^2} \tag{2.2}$$

เมื่อ L คือ ค่าความเหนี่ยวนำที่เลือกใช้

ΔV_o คือ ค่าแรงดันไฟฟ้ากระเพื่อมที่ทางออก (V, Volt)

แรงดันไฟฟ้าที่ทางออก V_o แสดงดังสมการที่ (2.3)

$$V_o=D\left[\frac{N_s}{N_p}\left(V_{in}-2V_{DS(on)}\right)\right]-2V_F \tag{2.3}$$

เมื่อ N_p คือ จำนวนขดลวดด้านปฐมภูมิ

N_s คือ จำนวนขดลวดด้านทุติยภูมิ

$V_{DS(on)}$ คือ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมเดรนซอร์สของมอสเฟตขณะนำกระแสไฟฟ้า

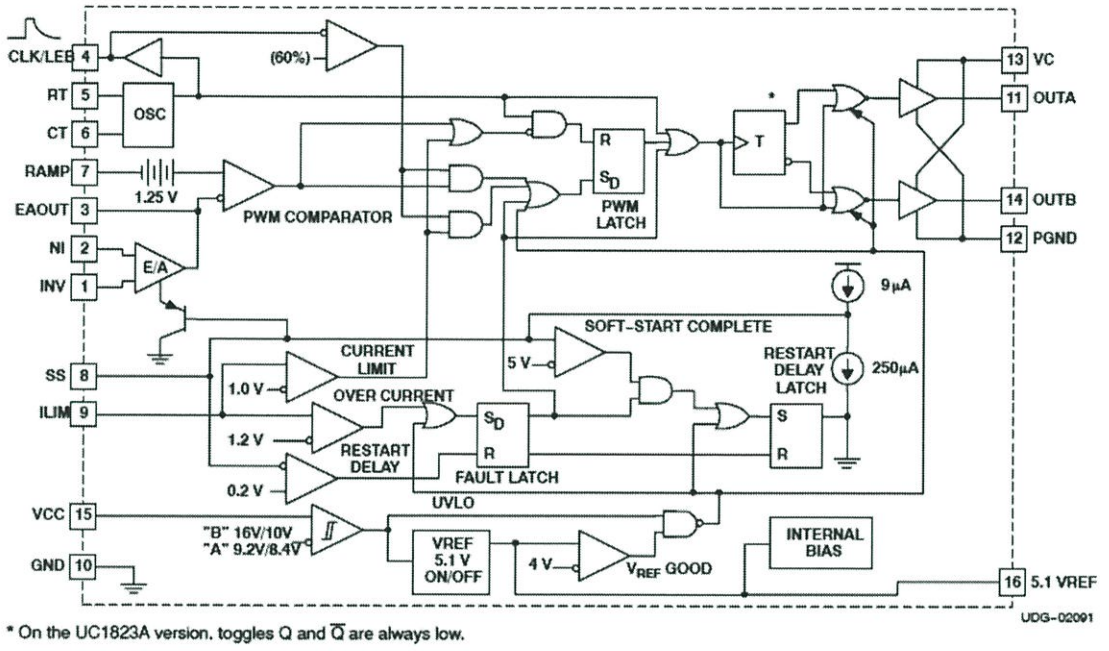
V_F คือ แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมไดโอดขณะนำกระแสไฟฟ้า

2.3 การใช้งานไอซีเบอร์ UC3825 (PWM Controller IC)

การทำงานของวงจรสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย ต้องมีการเปิด-ปิดสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์เป็นจังหวะ ซึ่งไอซีเบอร์ UC3825 เป็นไอซีพื้นฐานสำหรับการสร้างสัญญาณพัลส์วิดธ์มอดูเลชัน (Pulse

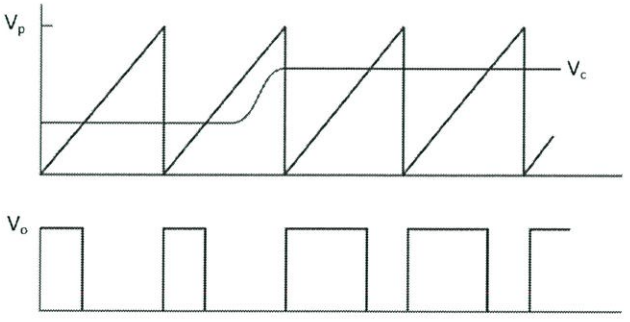
Width Modulation-PWM) เพื่อใช้สำหรับขับสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ และยังสามารถทำหน้าที่เป็นคอนโทรลเลอร์ได้ในตัวเดียว

UC3825 มีแผนภาพบล็อก (Block Diagram) แสดงการทำงานดังรูปที่ 2.10



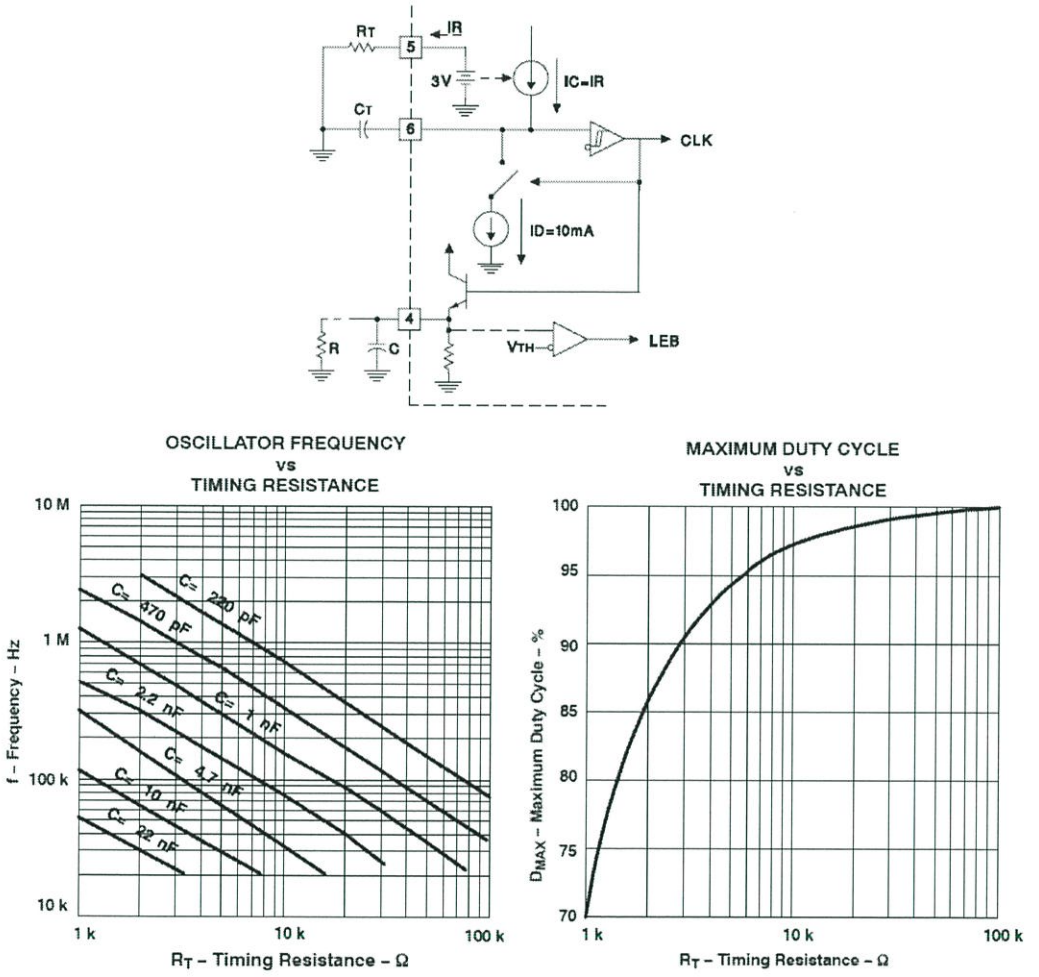
รูปที่ 2.10 แผนภาพบล็อกของไอซี UC3825

โดยหลักการสร้างสัญญาณ PWM คือ การใช้สัญญาณสามเหลี่ยมเปรียบเทียบกับระดับแรงดันไฟฟ้า V_C ดังรูปที่ 2.11

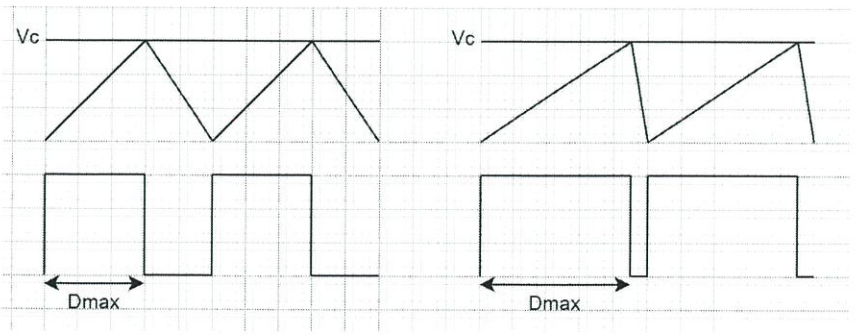


รูปที่ 2.11 การสร้างสัญญาณ PWM

สามารถกำหนดความถี่ได้โดยการเลือกค่าตัวเก็บประจุ C_T และกำหนดดิวตี้ไซเคิลสูงสุด (Maximum Duty Cycle) ได้โดยปรับความชันขาลงของสัญญาณสามเหลี่ยมดังรูปที่ 2.12 และรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.12 การเลือกค่า C_T และ R_T



รูปที่ 2.13 การปรับค่าดิวตี้ไซเคิลสูงสุด

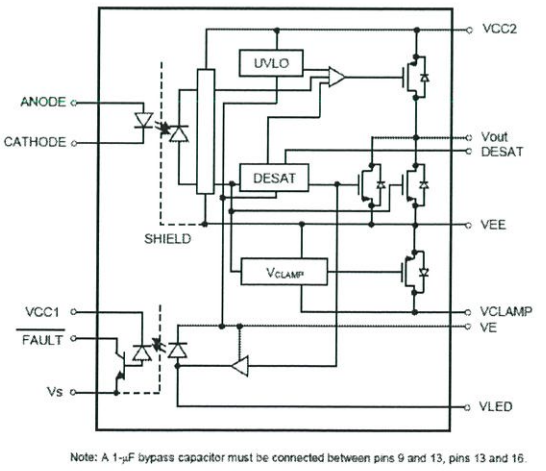
UC3825 มีฟังก์ชันซอฟท์สตาร์ท (Soft Start) เพื่อไม่ให้มีสัญญาณพัลส์ที่ทางออกทันทีที่เริ่มจ่ายไฟ แต่จะค่อยๆ เพิ่มดิวตี้ไซเคิล โดยใช้วิธีชาร์จตัวเก็บประจุที่ต่อที่ขาซอฟท์สตาร์ท แรงดันไฟฟ้าคร่อมตัวเก็บประจุที่เพิ่มขึ้นเป็นตัวกำหนดดิวตี้ไซเคิลให้ค่อยๆ เพิ่ม และเมื่อแรงดันไฟฟ้าคร่อมตัวเก็บประจุเพิ่มขึ้นจนถึงค่าหนึ่ง ซอฟต์สตาร์ทจะเสร็จสมบูรณ์ โดยซอฟท์สตาร์ทจะทำงานร่วมกันกับฟังก์ชันสำหรับหยุดการทำงานในสถานะที่มีไฟเลี้ยงไม่เพียงพอ (Undervoltage Lockout-UVLO)

UC3825 ยังมีฟังก์ชันการป้องกันกระแสไฟฟ้าเกิน (Overcurrent Protection) เพื่อป้องกันความเสียหายที่อาจเกิดขึ้นต่อสวิตช์ โดยฟังก์ชันนี้จะทำงานเมื่อลอจิกที่ขา ILIM เป็น HIGH

2.4 การใช้งานไอซีเบอร์ TLP5214 (Isolated MOSFET Gate Drive)

ในงานทั่วไป UC3825 เพียงตัวเดียวก็สามารถขับมอสเฟตได้ แต่สำหรับงานที่ต้องการกระแสไฟฟ้าขับเกตสูงกว่าที่ UC3825 จะจ่าย-ดึงได้ เพื่อให้มอสเฟตเปิด-ปิดได้เร็วขึ้น จะต้องใช้ไอซีขับเกตช่วยในการเพิ่มพิกัดกระแสไฟฟ้า และมีการแยกกันทางไฟฟ้า (Isolation) ระหว่างทางเข้าและทางออกด้วยแสง (Photocoupler) ทำให้สะดวกในการจัดการกับกราวด์ของวงจรขับสวิตช์และวงจรหลัก

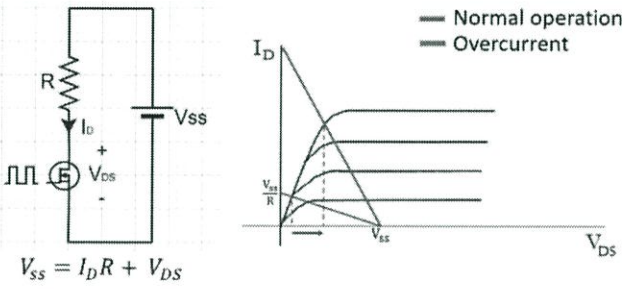
TLP5214 มีวงจรภายในดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 วงจรภายในของไอซี TLP5214

นอกจากนี้ TLP5214 ยังมีการป้องกันกระแสไฟฟ้าเกินด้วยการวัดแรงดันไฟฟ้าระหว่างเดรนและซอร์ส (V_{DS}) ของมอสเฟต (Desaturation Protection) และมีการส่งสัญญาณกลับไปให้

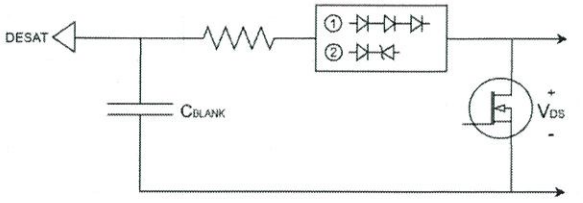
คอนโทรลเลอร์เมื่อเกิดความผิดปกติขึ้น (FAULT Feedback) โดยเมื่ออยู่ในสถานะปกติหรือในสภาวะอิ่มตัว มอสเฟตจะมี V_{DS} ต่ำๆ ค่าหนึ่ง แต่หากวงจรเกิดความผิดปกติ เช่น มีการลัดวงจรเกิดขึ้น ความต้านทานของวงจรจะต่ำลง ทำให้ความชันของดีซีโหลดไลน์ (DC Load Line) เพิ่มขึ้น ส่งผลให้ V_{DS} เพิ่มสูงขึ้นเพราะอยู่นอกสภาวะอิ่มตัว ดังรูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 การป้องกันกระแสไฟฟ้าเกินด้วยการวัดแรงดันไฟฟ้าระหว่างเดรนและซอร์ส

วิธีนี้มีข้อดีคือ ไม่ต้องมีตัวต้านทานสำหรับวัดกระแสไฟฟ้า ทำให้ไม่มีการสูญเสียที่ตัวต้านทาน มีขนาดเล็ก ไม่แพงเมื่อเทียบกับการใช้หม้อแปลงกระแสไฟฟ้า (Current Transformer) และสามารถทำหน้าที่ป้องกันได้รวดเร็ว ช่วยลดความเสี่ยงที่มอสเฟตจะพังเนื่องจากกระแสไฟฟ้าเกินเป็นเวลานาน

TLP5214 มีระดับแรงดันไฟฟ้าเปรียบเทียบที่การป้องกันกระแสไฟฟ้าเกินจะเริ่มทำงาน (DESAT Threshold Voltage -V_{DESAT}) ที่ประมาณ 6.5 V และช่วงที่มอสเฟตกำลังจะเริ่มทำงาน V_{DS} จะค่อยๆ ลดลง แต่ฟังก์ชันการป้องกันกระแสไฟฟ้าเกินไม่ควรเริ่มทำงานก่อนที่ V_{DS} จะลดลงต่ำกว่า V_{DESAT} เพราะจะทำให้เกิดการป้องกันทันทีทั้งที่อาจไม่ได้มีกระแสไฟฟ้าเกินเกิดขึ้น และไม่ควรเริ่มทำงานช้าจนป้องกันความเสียหายที่มอสเฟตไม่ทัน ดังนั้นจะมีการหน่วงเวลาเริ่มทำงานของฟังก์ชันป้องกันกระแสไฟฟ้าเกินด้วยการปรับค่า C_{BLANK} ให้เหมาะสม และหากต้องการให้การป้องกันเริ่มทำงานที่แรงดันไฟฟ้าต่ำกว่า V_{DESAT} สามารถปรับได้โดยให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมที่อุปกรณ์อื่นก่อนเข้าไปเปรียบเทียบในไอซี ทำได้ 2 วิธีคือ ใช้ไดโอดหลายตัวอนุกรมกัน และใช้ซีเนอร์ไดโอดหนึ่งตัวอนุกรมกับไดโอดหนึ่งตัว ดังรูปที่ 2.16



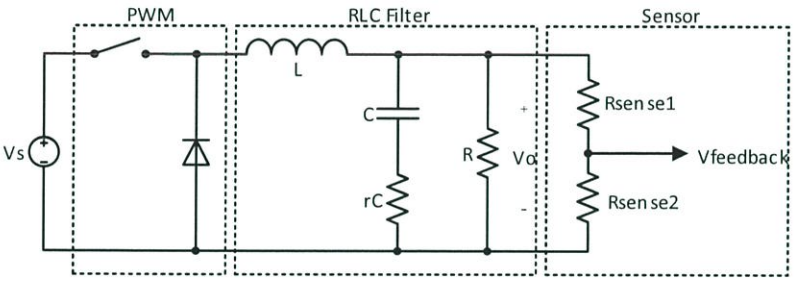
รูปที่ 2.16 การหน่วงเวลาการป้องกันกระแสไฟฟ้าเกินด้วยไดโอด

2.5 การออกแบบวงจรชดเชยอนาล็อกสำหรับควบคุมวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

เนื่องจากวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์มีส่วนคล้ายคลึงกันกับวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ (Buck Converter) จึงทดลองศึกษาและออกแบบวงจรชดเชยอนาล็อก สำหรับควบคุมวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ซึ่งมีความซับซ้อนน้อยกว่าก่อน

2.5.1 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์สำหรับการควบคุมแบบป้อนกลับ (Feedback Control) ประกอบด้วย 4 ส่วนคือ ส่วนสวิตช์ที่ทำงานตามสัญญาณ PWM ส่วนกรองความถี่ (RLC Filter) ซึ่งเป็นวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) และส่วนเซนเซอร์ (Sensor) ซึ่งทำหน้าที่วัดแรงดันไฟฟ้าที่ทางออก ดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์สำหรับการควบคุมแบบป้อนกลับ

ส่วน PWM มีฟังก์ชันถ่ายโอนเชิงความถี่ที่วิเคราะห์แบบสัญญาณขนาดเล็ก (Small Signal Analysis) ตามสมการที่ (2.4)

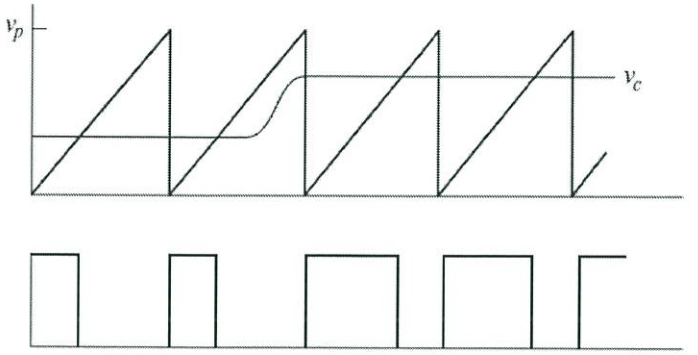
$$\frac{d(s)}{v_c(s)} = \frac{1}{V_p} \tag{2.4}$$

เมื่อ $d(s)$ คือ ค่าดิวตี้ไซเคิล

$v_c(s)$ คือ ระดับแรงดันไฟฟ้าที่ใช้เปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อย (Sawtooth)

V_p คือ ระดับแรงดันไฟฟ้าสูงสุดของสัญญาณฟันเลื่อย

ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 ส่วน PWM สำหรับการวิเคราะห์แบบสัญญาณขนาดเล็ก

ส่วนวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน มีฟังก์ชันถ่ายโอนเชิงความถี่ที่วิเคราะห์แบบสัญญาณขนาดเล็กตามสมการที่ (2.5)

$$\frac{v_o(s)}{d(s)} \approx \frac{V_s}{LC}\left(\frac{1+sCr_c}{s^2+s\left(\frac{1}{RC}+\frac{r_c}{L}\right)+\frac{1}{LC}}\right) \tag{2.5}$$

ส่วนเซนเซอร์มีลักษณะเป็นวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้า ฟังก์ชันถ่ายโอนเชิงความถี่ที่วิเคราะห์แบบสัญญาณขนาดเล็กตามสมการที่ (2.6)

$$\frac{v_{feeedback}(s)}{v_o(s)} = \frac{Rsense2}{Rsense1+Rsense2} \tag{2.6}$$

2.5.2 หลักการออกแบบวงจรชดเชยอนาล็อก

ระบบที่ดีต้องมีคุณสมบัติ 3 อย่าง ได้แก่ มีแบนด์วิธ (Bandwidth) กว้างที่สุด มีเสถียรภาพ (Stability) และมีค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะคงตัว (Steady-state Error) น้อยที่สุด โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

1. มีการตอบสนองที่ดี

แบนด์วิธ (Bandwidth) ที่กว้างจะทำให้การตอบสนองของระบบดีกว่า แต่ในการออกแบบต้องคำนึงถึงความถี่ครอสโอเวอร์ (Crossover Frequency–f_{co}) เพราะถ้ามากเกินไปจนใกล้เคียงกับความถี่สวิตช์ (Switching Frequency–f_{sw}) จะทำให้เกิดการขยายสัญญาณรบกวนจากการสวิตช์ (Switching Noise)

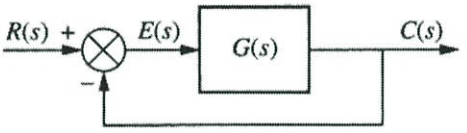
ในทางปฏิบัติจะเลือกความถี่ครอสโอเวอร์ให้มีค่าประมาณ $f_{co}=\frac{f_{sw}}{x}$ เมื่อ $4 \le x \le 10$

2. มีเสถียรภาพ

โดยปกติที่ความถี่ต่ำๆ จะไม่มีการเลื่อนของเฟส (Phase Shift) เพราะยังไม่มีผลจากอุปกรณ์รีแอคทีฟ (Reactive Components) แต่ที่ความถี่สูงขึ้นจะเกิดการเลื่อนของเฟส ซึ่งหากระบบมีเฟสรวมเลื่อนไป 360 องศา ในช่วงความถี่ที่กำลังขยาย (Gain) ของระบบมากกว่าหรือเท่ากับ 0 dB จะทำให้เกิดการแกว่ง (Oscillate) เพราะสัญญาณที่ทางออกของระบบจะกลายเป็นสัญญาณที่ทางเข้าวนไปเรื่อยๆ ดังนั้นในการออกแบบวงจรชดเชยจึงต้องให้ช่วงความถี่ที่กำลังขยายของระบบมากกว่าหรือเท่ากับ 0 dB มีเฟสรวมของระบบห่างจาก 360 องศา

ความต่างระหว่างเฟสรวมของระบบกับ 360 องศา เรียกว่าขอบเขตมุมเฟส (Phase Margin) ซึ่งระบบที่มีเสถียรภาพควรมีขอบเขตมุมเฟส 45 องศาขึ้นไป

3. มีค่าความคลาดเคลื่อนที่สภาวะคงตัว (Steady-state Error) น้อยที่สุด

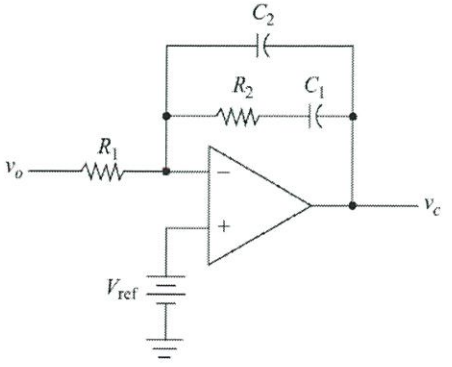


รูปที่ 2.19 ระบบควบคุมที่มีการป้อนกลับแบบหนึ่ง (Unity Feedback Control)

จากรูปที่ 2.19 ซึ่งเป็นระบบควบคุมที่มีการป้อนกลับแบบหนึ่ง (Unity Feedback Control) มีฟังก์ชันถ่ายโอน (Transfer Function) ของค่าความคลาดเคลื่อนคือ $\frac{E(s)}{R(s)}=\frac{1}{1+G(s)}$

ที่สภาวะคงตัว $(s=0)\frac{E(0)}{R(0)}$ ควรเป็น 0 ดังนั้น $G(s)$ ควรมีค่ามากๆ

วงจรชดเชยซึ่งเป็นวงจรขยายความแตกต่างที่มีการชดเชยแบบที่ 2 (Error Amplifier with Compensation-Type 2 Compensator) มีลักษณะดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 วงจรชดเชยอนาล็อก Type 2

ฟังก์ชันถ่ายโอนที่พิจารณาแบบสัญญาณรบกวนขนาดเล็ก (Small Signal Analysis) ของวงจรชดเชยแบบที่ 2 เมื่อให้ $C_2 \ll C_1$ เป็นดังสมการที่ (2.7)

$$G(s) = \frac{\tilde{v}_c(s)}{\tilde{v}_o(s)} = -\frac{s+\frac{1}{R_2C_2}}{R_1C_2s\left[s+\frac{C_1+C_2}{R_2C_1C_2}\right]} \approx -\frac{s+\frac{1}{R_2C_1}}{R_1C_2s(s+\frac{1}{R_2C_2})} \tag{2.7}$$

มี 1 Zero ที่

$$\omega_z = \frac{1}{R_2C_1} \tag{2.8}$$

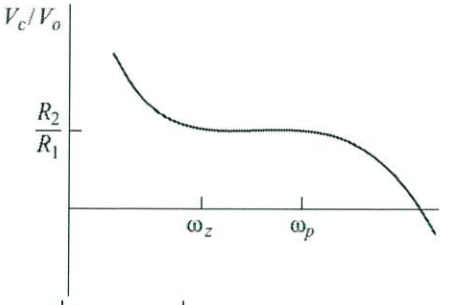
และมี 2 Poles คือที่จุดกำเนิด (Origin) และที่

$$\omega_p = \frac{1}{R_2C_2} \tag{2.9}$$

และช่วงความถี่กลาง ($\omega_z \ll \omega \ll \omega_p$) จะมี Gain เป็นตามสมการที่ (2.10)

$$G(s) = -\frac{j\omega+\omega_z}{R_1C_2j\omega[j\omega+\omega_p]} \cong -\frac{j\omega}{R_1C_2j\omega\omega_p} = -\frac{1}{R_1C_2\omega_p} = -\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1}\angle 180° \tag{2.10}$$

ดังแสดงในรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 Gain ที่ช่วงความถี่กลางของวงจรชดเชยอนาล็อก Type 2

การเลือกตำแหน่ง ω_z และ ω_p จะมีผลกระทบต่อการเพิ่มมุมเฟส ซึ่งวิธีที่นิยมใช้ในการเลือกตำแหน่ง ω_z และ ω_p คือ K Factor Method เป็นวิธีที่กำหนดขอบเขตมุมเฟสที่ต้องการ และจะได้ค่า ω_z และ ω_p ตามสมการที่ (2.11) และสมการที่ (2.12) ตามลำดับ

$$\omega_z = \frac{\omega}{K} \tag{2.11}$$

$$\omega_p = K\omega \tag{2.12}$$

เมื่อ ω คือ ความถี่ครอสโอเวอร์ที่ต้องการ

และค่า K หาได้จากสมการที่ (2.13)

$$K = \tan\left(\frac{\text{Boost}}{2} + 45\right) \tag{2.13}$$

เมื่อ Boost คือ มุมเฟสที่ต้องการเพิ่มขึ้น หรือเท่ากับ M-P-90 ซึ่ง M คือ ขอบเขตมุมเฟสที่ต้องการ และ P คือ เฟสเดิมของระบบ

หรือทำได้อย่างง่ายๆ โดยคำนวณหามุมเฟสที่ความถี่ครอสโอเวอร์ (θ_{co}) ของวงจรชดเชยจากสมการที่ (2.14)

$$\theta_{co} = 360 + P - M \tag{2.14}$$

เมื่อ M คือ ขอบเขตมุมเฟสที่ต้องการ

P คือ เฟสเดิมของระบบ

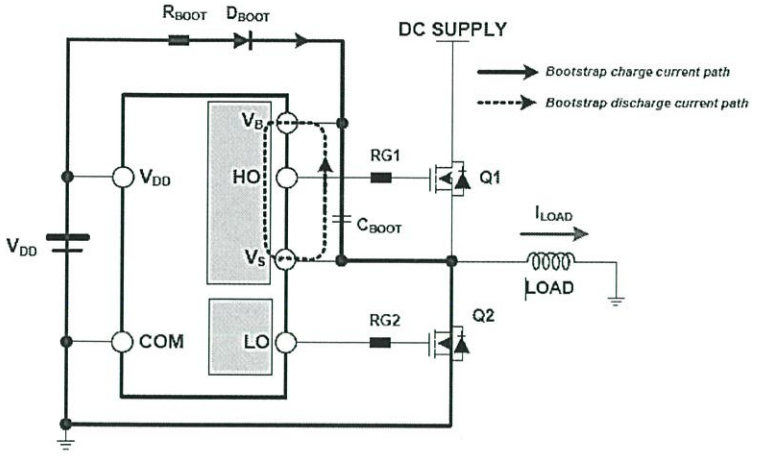
และนำค่า θ_{co} ที่ได้ไปเทียบกับตารางที่ 2.1 เพื่อเลือกค่า K

ตารางที่ 2.1 ตารางค่า K และมุมเฟสที่ความถี่ครอสโอเวอร์

K	θ_{co}
2	233
2.5	224
3	217
4	208
5	203
6	199

2.6 การออกแบบวงจรบูตสแตรป (Bootstrap Circuit) [12]. [13].

การทำวงจรขับมอสเฟตในคอนเวอร์เตอร์แบบฟูลบริดจ์ ที่แรงดันไฟฟ้าฝั่งแรงดันไฟฟ้าสูงมีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าฝั่งวงจรขับ จำเป็นต้องมีวงจรบูตสแตรปสำหรับขับมอสเฟตคู่ที่อยู่ด้านบน เพราะมอสเฟตจะทำงานได้ก็ต่อเมื่อมีการไบแอสตรง (Forward Bias) ระหว่างขาเกตและขาซอร์ส แต่ในวงจรฟูลบริดจ์ ขาซอร์สของมอสเฟตตัวบนจะลอย ทำให้ไม่สามารถไบแอสได้ วงจรบูตสแตรปจะช่วยทำให้มีประจุมาช่วยเสริมไอซีขับเกต ทำให้เกิดความแตกต่างของแรงดันไฟฟ้าระหว่างเกตและซอร์สเพียงพอ



รูปที่ 2.22 วงจรบูตสแตรป

จากรูปที่ 2.22 เมื่อมอสเฟตตัวล่างนำกระแสไฟฟ้าจะเป็นการชาร์จ C_{BOOT} และเมื่อมอสเฟตตัวล่างหยุดนำกระแสไฟฟ้า จะทำให้ C_{BOOT} คายประจุไฟฟ้าเข้าทางไฟเลี้ยงไอซีช่วยเสริมให้แรงดันไฟฟ้าที่ขาเกตสูงเพียงพอที่จะทำให้มอสเฟตตัวบนทำงาน D_{BOOT} จะทำให้ตอนที่มอสเฟตตัวล่างหยุดนำกระแสไฟฟ้า และมอสเฟตตัวบนนำกระแสไฟฟ้า ไฟฟ้าจากทางด้านแรงดันไฟฟ้าสูงไม่ไหลย้อนผ่านตัวเก็บประจุเข้าแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าต่ำ ส่วน R_{BOOT} จะช่วยให้แรงดันไฟฟ้าคร่อมตัวเก็บประจุ C_{BOOT} ไม่เปลี่ยนแปลงเร็วเกินไป แต่ในงานที่ความถี่ในการสวิตช์สูงๆ จะไม่ใช้ R_{BOOT}

การคำนวณค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_{BOOT} ใช้หลักคิดที่ว่าประจุไฟฟ้าที่ C_{BOOT} จ่ายได้ (Q_{CB}) ต้องเพียงพอภายในช่วงเวลาที่มอสเฟตตัวบนนำกระแสไฟฟ้า ตามสมการที่ (2.15)

$$Q_{CB} = Q_G + (D \times T \times I_B) \tag{2.15}$$

เมื่อ Q_G คือ ประจุไฟฟ้าที่เกต (Gate Charge)

D คือ ค่าดิวตี้ไซเคิลช่วงที่มอสเฟตตัวบนนำกระแสไฟฟ้า

T คือ คาบเวลา

I_B คือ กระแสไฟฟ้าไบแอส (Bias Current) สำหรับไอซีขับเกต

ค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุ C_{BOOT} (C_{BOOT}) หาได้จากสมการที่ (2.16)

$$C_{BOOT} \geq \frac{Q_{CB}}{\Delta V_{CB}} \tag{2.16}$$

เมื่อ ΔV_{CB} คือ แรงดันไฟฟ้ากระเพื่อมสูงสุดที่ยอมได้ (Maximum Allowable Ripple)

ค่าความต้านทานของ R_{BOOT} หาได้จากหลักคิดที่ว่าค่า R_{BOOT} จะต้องมีน้อยพอที่จะชาร์จ C_{BOOT} เต็มทันภายในช่วงเวลาที่มอสเฟตตัวล่างนำกระแสหรือก็คือ ช่วงเวลาที่มีการชาร์จตัวเก็บประจุ C_{BOOT} โดยเวลาที่ใช้ในการชาร์จ C_{BOOT} เต็มคิดเป็น 5 เท่าของค่าคงที่เวลา (Time Constant) หรือผลคูณของ R_{BOOT} และ C_{BOOT}

$$R_{BOOT} \leq \frac{t_{charge}}{5 \times C_{BOOT}} \tag{2.17}$$

เมื่อ t_{charge} คือ เวลาที่มอสเฟตตัวล่างนำกระแส หรือเวลาที่ชาร์จตัวเก็บประจุ C_{BOOT}

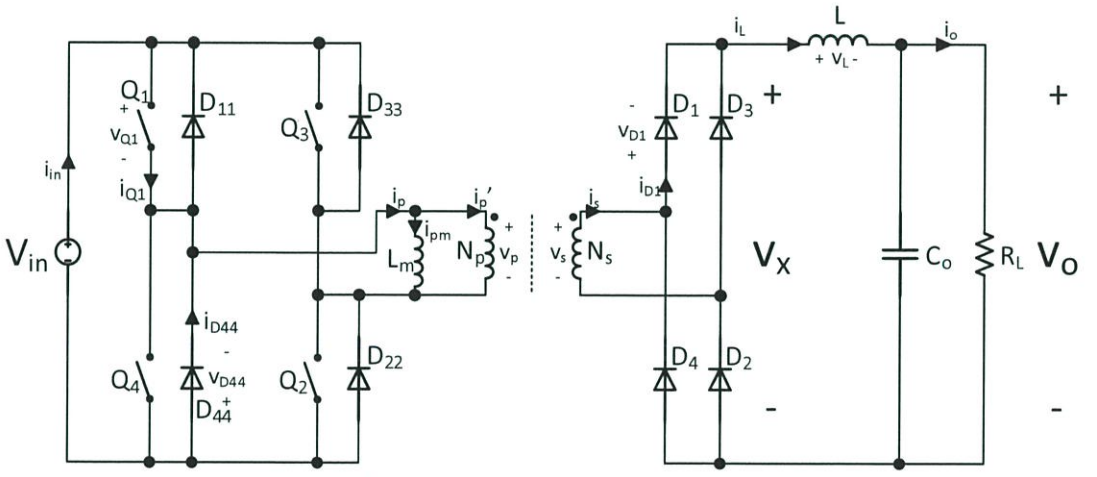
บทที่ 3

การคำนวณและการสร้าง

3.1 บทนำ

บทนี้นำเสนอการคำนวณ การออกแบบ และการสร้างเพาเวอร์ซัพพลายแบบฟูลบริดจ์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ โดยอาศัยทฤษฎีจากบทที่แล้วและความรู้อื่นๆ เพิ่มเติม

3.2 การคำนวณค่าต่างๆ ของอุปกรณ์ในวงจรฟูลบริดจ์ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.1 วงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 3.1 กำหนดให้

แรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้า $V_{in} = 48V$

แรงดันไฟฟ้าที่ทางออกต่ำสุด $V_{in,min} \approx 0.8V_{in} \approx 40V$

แรงดันไฟฟ้าที่ทางออก $V_o = 500V$

กระแสไฟฟ้าที่ทางออก $I_o = 3A$

ประสิทธิภาพ $\eta = 80\%$

ความถี่ในการสวิตช์ $f_{sw} = 25kHz$

คาบเวลาในการสวิตช์ $T = \frac{1}{f_{sw}} = 10\mu s$

ค่าดิวตี้ไซเคิลสูงสุด $D_{max} = 0.8$ เมื่อ $V_{in} = V_{in,min}$

กำลังไฟฟ้าที่ทางออก P_o

$$P_o=V_o\times I_o=500\times3=1500\ W \tag{3.1}$$

กำลังไฟฟ้าที่ทางเข้า P_{in}

$$P_{in}=\frac{P_o}{\eta}=\frac{1500}{0.8}=1875\ W \tag{3.2}$$

กระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าช่วงที่แรงดันไฟฟ้าทางเข้าต่ำสุด $I_{in,max}$

$$I_{in,max}=\frac{P_{in}}{V_{in,min}}=\frac{1875}{40}=46.875\ A \tag{3.3}$$

กระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าสูงสุด $I_{in,peak}$

$$I_{in,peak}=\frac{I_{in,max}}{D_{max}}=\frac{46.875}{0.8}=58.59\ A \tag{3.4}$$

3.2.1 การคำนวณเกี่ยวกับวงจรทางด้านปฐมภูมิ

ค่าแรงดันไฟฟ้าเดรนซอร์สพิกัดของมอสเฟต $V_{DS,max}$ ต้องมากกว่า V_{in}

$$V_{DS,max}>48\ V \tag{3.5}$$

เผื่อเป็น 2 เท่า จะได้

$$V_{DS,max}>96\ V \tag{3.6}$$

ค่ากระแสไฟฟ้าพิกัดของมอสเฟต $I_{D,max}$ ต้องมากกว่า $I_{in,peak}$

$$I_{D,max}>58.59\ A \tag{3.7}$$

และ $I_{D,max}$ ต้องมากกว่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยของมอสเฟต I_{avg}

$$I_{avg}=I_{in,peak}\times\frac{D_{max}}{2}=58.59\times\frac{0.8}{2}=23.436\ A \tag{3.8}$$

$$I_{D,max}>23.436\ A \tag{3.9}$$

เผื่อประมาณ 3 เท่าเพื่อให้ $R_{DS,on}$น้อยๆ

$$I_{D,max} > 70\ A \tag{3.10}$$

กระแสไฟฟ้าค่าเฉลี่ยกำลังสองของมอสเฟต $I_{D,RMS}$

$$I_{D,RMS} = \sqrt{\frac{D_{max}}{2}} \times I_{in,peak} = \sqrt{\frac{0.8}{2}} \times 58.59 \ = 37.06\ A \tag{3.11}$$

เลือกใช้มอสเฟต IRFP4468PbF [14]. ซึ่งมีค่าพิกัดต่างๆ ดังนี้

$$V_{DS} = 100\ V \tag{3.12}$$

$$R_{DS(on)} = 2.0\ m\Omega \tag{3.13}$$

$$I_D = 290\ A \tag{3.14}$$

3.2.2 การคำนวณเกี่ยวกับวงจรทางด้านทุติยภูมิ

3.2.2.1 ไดโอด

แรงดันไฟฟ้ารีเวิร์สพิกัด (Peak Reverse Voltage) ของที่ไดโอด V_R ต้องมากกว่าแรงดันไฟฟ้าสูงสุดด้านทุติยภูมิ V_S

$$V_S = \frac{V_o}{D_{max}} = \frac{500}{0.8} = 625V \tag{3.15}$$

$$V_R > 625\ V \tag{3.16}$$

กระแสไฟฟ้าฟอร์เวิร์ดพิกัดของไดโอด I_F ต้องมากกว่าครึ่งหนึ่งของกระแสไฟฟ้าที่ทางออก $\frac{I_o}{2}=\frac{3}{2}=1.5\ A$

$$I_F > 1.5\ A \tag{3.17}$$

เผื่อเป็นประมาณ 2 เท่า

$$I_F > 3\ A \tag{3.18}$$

เลือกใช้ไดโอดแบบอัลตร้าฟาสต์รีคัฟเวอรี (Ultrafast Recovery Diode) STTH812 [15]. ซึ่งมีค่าพิกัดต่างๆ ดังนี้

$$I_{F,avg} = 8\ A \tag{3.19}$$

$$V_{RR} = 1200\ V \tag{3.20}$$

$$V_F = 1.25\ V \tag{3.21}$$

3.2.2.2 วงจรส่วนที่อยู่ถัดจากไดโอดบริดจ์

พิจารณาเหมือนวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ โดยความถี่ในการสวิตช์ด้านทุติยภูมิจะเพิ่มเป็น 2 เท่าของด้านปฐมภูมิเป็น 100 kHz ส่วนดิวตี้ไซเคิลจะเป็น 0.8 เท่าเดิม

แรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้าเป็น V_x

$$V_x = \frac{V_o}{D_{max}} = \frac{500}{0.8} = 625\ V \tag{3.22}$$

ค่าตัวต้านทานที่ต่อเป็นโหลดทางไฟฟ้า R

$$R = \frac{V_o}{I_o} = \frac{500}{3} = 166.67\ A \tag{3.23}$$

ค่าตัวเหนี่ยวนำต่ำสุด L_{min} หาได้จากสมการที่ (2.1)

$$L_{min} = \frac{(1\text{-}0.8)166.67}{2\left(50\times10^3\right)} = 333.34\ \mu H \tag{3.24}$$

เผื่อเพิ่มอีก 25% จะได้

$$L_{min} = 1.25\times166.67 = 416.675\ \mu H \tag{3.25}$$

ใช้ $L = 420\ \mu H$

ต้องการแรงดันไฟฟ้ากระเพื่อมที่ทางออก ΔV_o เป็น 5% ของแรงดันไฟฟ้าที่ทางออก V_o

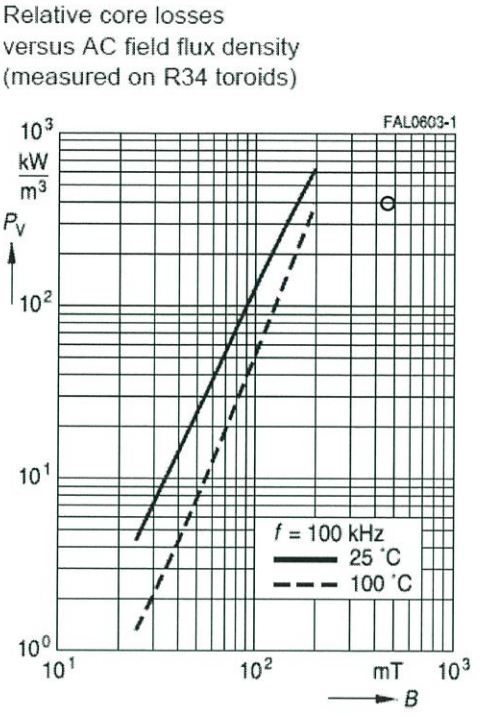
$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = 0.05 \tag{3.26}$$

คำนวณค่าความจุไฟฟ้าของตัวเก็บประจุที่ทางออก C_o จากสมการที่ (2.2)

$$C_o = \frac{1\text{-}0.8}{8\left(420\times10^{-6}\right)(0.05)\left(50\times10^3\right)^2} = 476.19\ nF \tag{3.27}$$

3.2.3 การคำนวณค่าต่างๆ ของหม้อแปลงสวิตชิ่ง [16].

เลือกแกนของหม้อแปลงเป็น EE65 [17]. วัสดุ N87 [18].



รูปที่ 3.2 Core Loss ของวัสดุ N87 ที่ความหนาแน่นฟลักซ์ต่างๆ

เลือกจุดทำงานที่แกนเหล็กอิ่มตัวจากกำลังสูญเสียที่แกนเหล็ก (Core Loss) สูงสุดที่ยอมรับได้จากรูปที่ 3.2 เป็นจุดที่ $B = 0.2$ Tesla และกำลังสูญเสียที่แกนเหล็กสัมพัทธ์ (Relative Core Losses) เป็น $400\frac{kW}{m^3}$

แกน E65 มีปริมาตร $V_e = 78650\ mm^3$ ดังนั้นกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่แกนเหล็กจะเป็น $400\times10^3\times78650\times10^{-9} = 31.46$ W

จากกฎของฟาราเดย์

$$V_p = N_p A_e \frac{\Delta B}{\Delta T} \tag{3.28}$$

$$N_p = \frac{V_p}{A_e}\frac{\Delta T}{\Delta B} \tag{3.29}$$

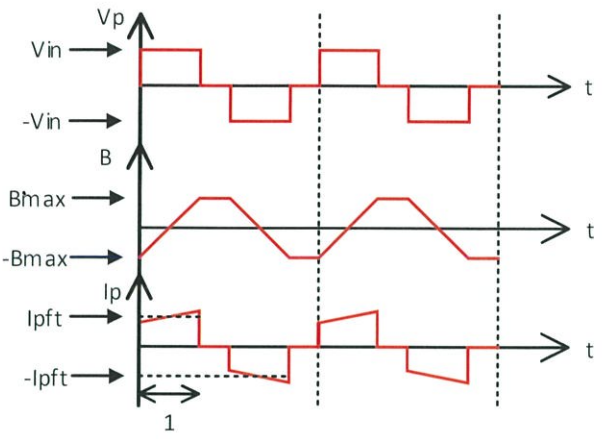
เมื่อ N_p คือ จำนวนขดลวดด้านปฐมภูมิ

V_p คือ แรงดันไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ

A_e คือ พื้นที่ของแกนเฟอร์ไรต์, m^2

ΔT คือ เวลาที่ใช้ในการเปลี่ยนความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก, sec

ΔB คือ การเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็ก, Tesla



รูปที่ 3.3 รูปสัญญาณที่ใช้ในการคำนวณหม้อแปลง

พิจารณาช่วงการทำงานที่ 1 จากรูปที่ 3.3 แทนค่าหา N_p โดยใช้ A_e ของแกน E65 ซึ่งมีค่า 535 mm^2

$$N_p = \frac{V_{in}}{A_e}\frac{\Delta T}{2\,B_{max}} = \frac{45}{535\times10^{-6}}\times\frac{0.4\left(\frac{1}{50\times10^{3}}\right)}{2(0.2)} = 1.68 \text{ turns} \tag{3.30}$$

เลือกใช้จำนวนขดลวดด้านปฐมภูมิ 3 รอบ เพื่อเผื่อให้ฟลักซ์แม่เหล็กในแกนเหล็กอิ่มตัวยากขึ้น เพราะยิ่งจำนวนขดลวดมาก B_{max} จะยิ่งต่ำ

คำนวณอัตราส่วนจำนวนรอบ (Turn ratio) จากสมการที่ (2.3) จัดรูปจะได้

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{V_o+2V_F}{D\left(V_{in}-2V_{DS(on)}\right)} \tag{3.31}$$

ไดโอดที่ใช้มี V_F = 1.25 V มอสเฟตที่ใช้มี $R_{DS(on)} = 2.0\ m\Omega$ และ $I_{in.peak} = 58.59$ A

$$V_{DS(on)} = R_{DS(on)}\times I_{in.peak} = \left(2.0\times10^{-3}\right)(58.59) = 0.117 \text{ V} \tag{3.32}$$

แทนค่าลงในสมการที่ (3.31)

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{500+2(1.25)}{0.8\left(45-2(0.117)\right)} = 14.03 \tag{3.33}$$

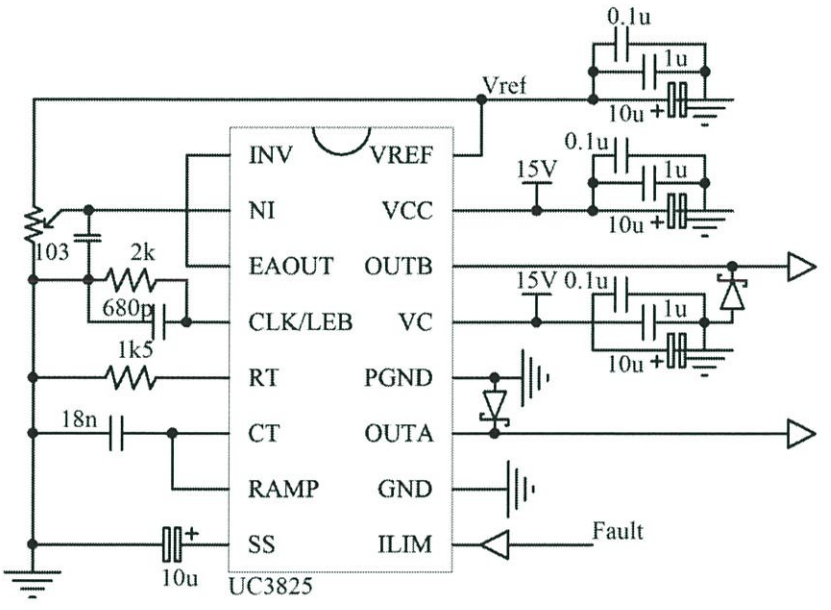
เลือกใช้ $\frac{N_s}{N_p}$ เป็น 16

3.3 การเลือกค่าอุปกรณ์สำหรับ UC3825

ต้องการความถี่ในการขับสวิตช์เป็น 50 kHz และค่าดิวตี้ไซเคิลสูงสุดเป็น 80%

จากรูปที่ 2.12 เลือกค่าตัวเก็บประจุ C_T และ ตัวต้านทาน R_Tได้ 1.5 kΩ และ 18 nF ตามลำดับ

วงจรของ UC3825 แสดงดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรของส่วน UC3825

3.4 การเลือกค่าอุปกรณ์สำหรับวงจรบูตสแตรป

ใช้ไดโอด D_{BOOT} 1N4148 [19].

คำนวณค่า C_{BOOT} จากสมการที่ (2.16) โดยใช้ Q_{CB}ตามสมการที่ (2.15)

$$Q_{CB} = \left(360\times10^{-9}\right)+\left(0.4\times\frac{1}{100\times10^{3}}\times\left(3.5\times10^{-3}\right)\right) = 374\text{ nC} \tag{3.34}$$

ให้แรงดันไฟฟ้ากระเพื่อมสูงสุดที่ยอมได้ ΔV_{CB} เป็น 5% ของไฟเลี้ยงไอซี

$$C_{BOOT} \geq \frac{374\times10^{-9}}{0.05\times15} \tag{3.35}$$

$$C_{BOOT} \geq 498\text{ nF} \tag{3.36}$$

เลือกใช้ C_{BOOT} 1μF

คำนวณค่า R_{BOOT} จากสมการที่ (2.17)

$$R_{BOOT} \leq \frac{(0.4)\times\left(\frac{1}{50\times10^{3}}\right)}{5\times\left(1\times10^{-6}\right)} \tag{3.37}$$

$$R_{BOOT} \leq 1.6\ \Omega \tag{3.38}$$

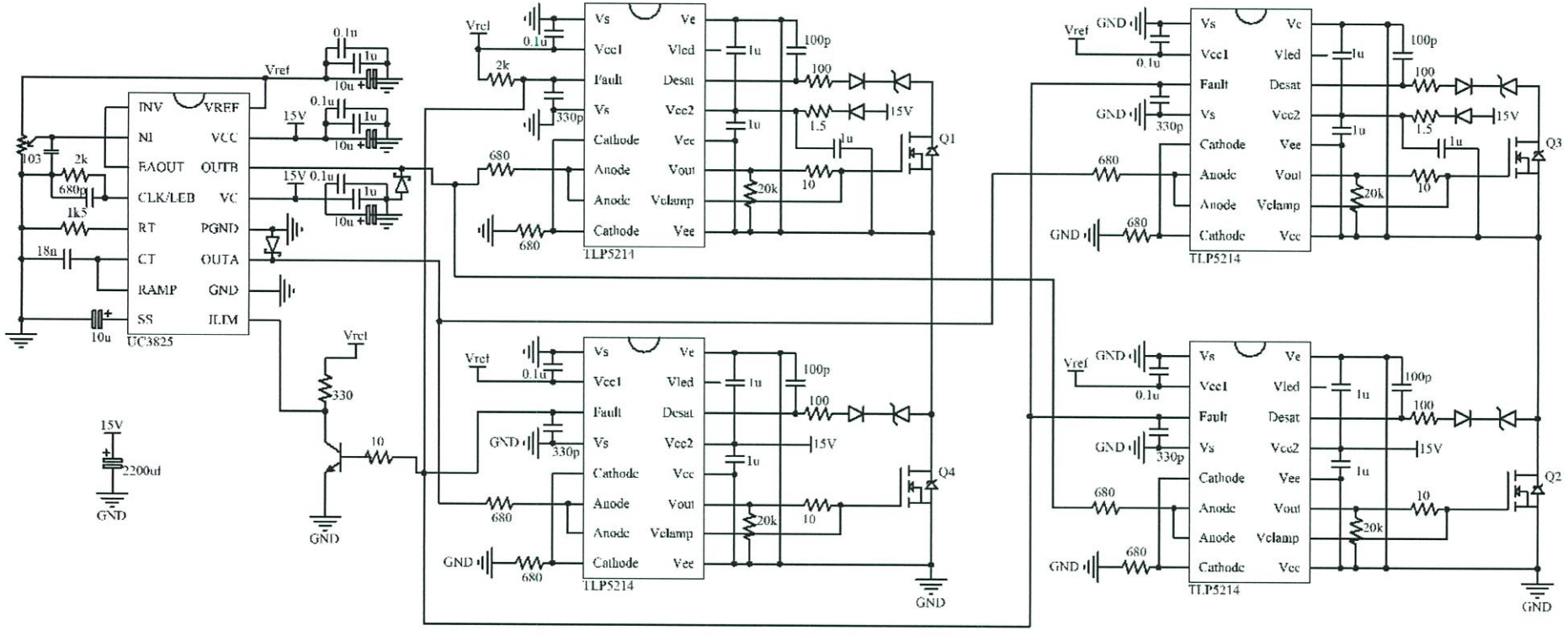
เลือกใช้ R_{BOOT} 1.5 Ω

3.5 การออกแบบลายวงจรของส่วนขับมอสเฟต [20].

การออกแบบลายวงจรมีหลักการพื้นฐานคือ ไม่ควรมีกราวด์ลูป (Ground Loop) จุดที่เป็นไฟเลี้ยงและกราวด์ควรมีลักษณะระนาบพื้นที่ใหญ่เป็น กราวด์เพลน (Ground Plane) และเพาเวอร์เพลน (Power Plane) การเดินเส้น (Trace) ควรสั้นที่สุดไม่วกไปวนมา ขนาดของเส้น (Trace Width) ต้องใหญ่เพียงพอสำหรับกระแสไฟฟ้าที่จะไหล่ผ่าน การหักมุมของเส้นไม่ควรหักมุมฉากหรือมุมหักศอก โดยทั่วไปใช้มุม 45 องศา หรือถ้าเป็นไปได้ควรเดินเส้นเป็นเส้นโค้ง ดังรูปที่ 3.5

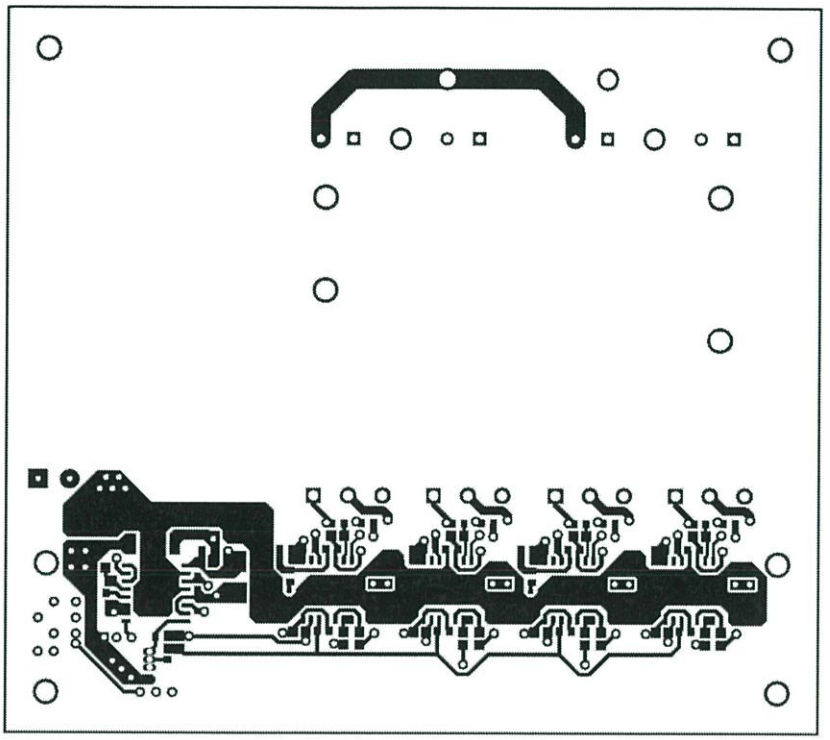
รูปที่ 3.5 การหักมุมของเส้น

ส่วนวงจรขับมอสเฟตมีวงจรตามรูปที่ 3.6

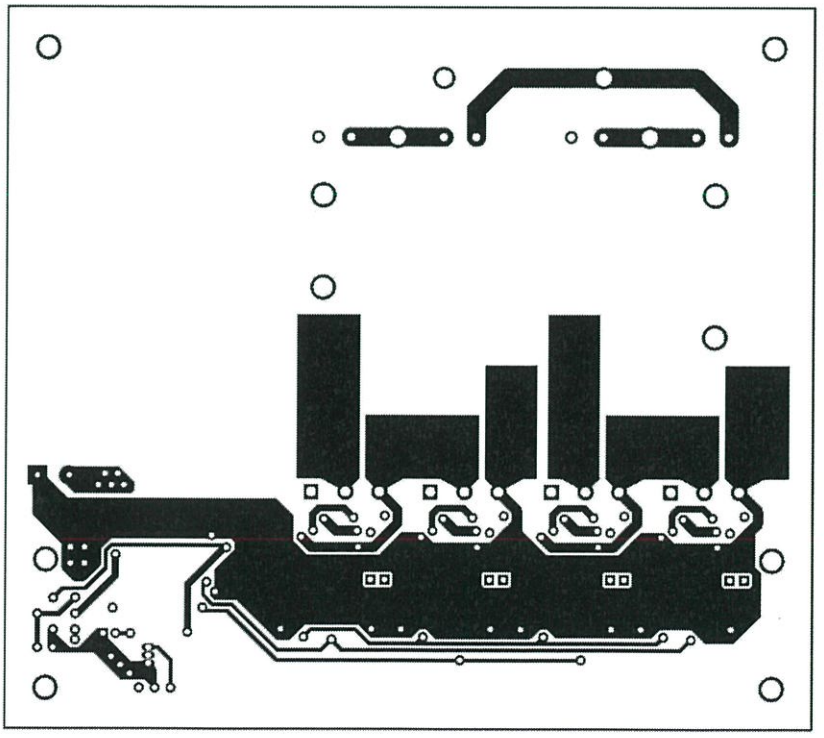


รูปที่ 3.6 วงจรส่วนขับมอสเฟต

และลายวงจรของเลเยอร์บนและเลเยอร์ล่าง แสดงในรูปที่ 3.7 และรูปที่ 3.8 ตามลำดับ



รูปที่ 3.7 ลายวงจรของวงจรขับ (บน)



รูปที่ 3.8 ลายวงจรของวงจรขับ (ล่าง)

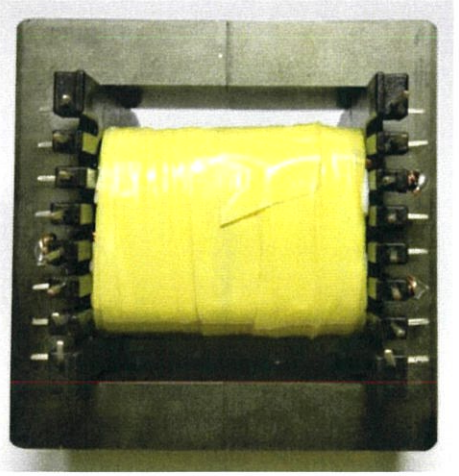
3.6 การประกอบวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์

การออกแบบการวางส่วนต่างๆ ของวงจรต้องคำนึงถึงความปลอดภัย และความแข็งแรง เป็นสำคัญ โดยชิ้นงานที่ทำมีส่วนประกอบหลักๆ ดังนี้

1. **วงจรขับมอสเฟตและฮีทซิงค์**

รูปที่ 3.9 วงจรขับมอสเฟตและฮีทซิงค์

2. **หม้อแปลงสวิตชิ่ง**

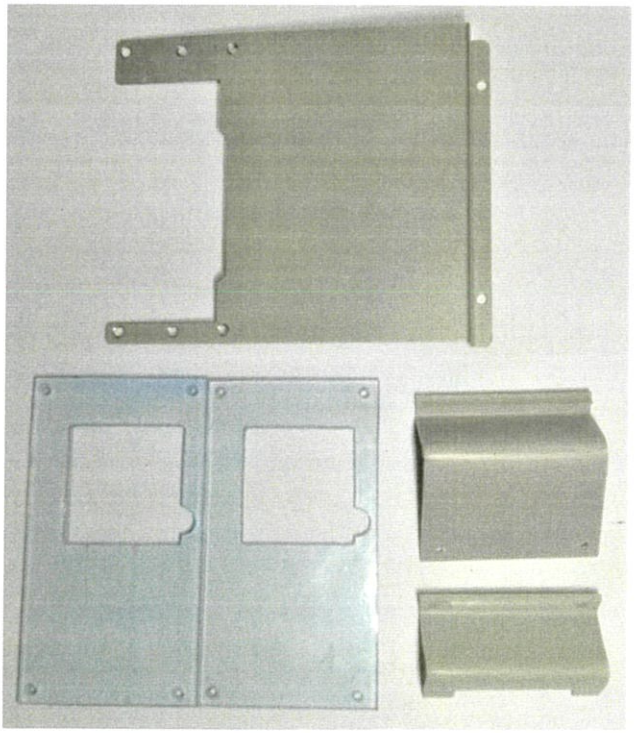


รูปที่ 3.10 หม้อแปลงสวิตชิ่ง

3. **ชุดตัวเก็บประจุที่ทางเข้า** การใส่ตัวเก็บประจุที่ทางเข้าช่วยทำให้แรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้าของวงจรเรียบขึ้น

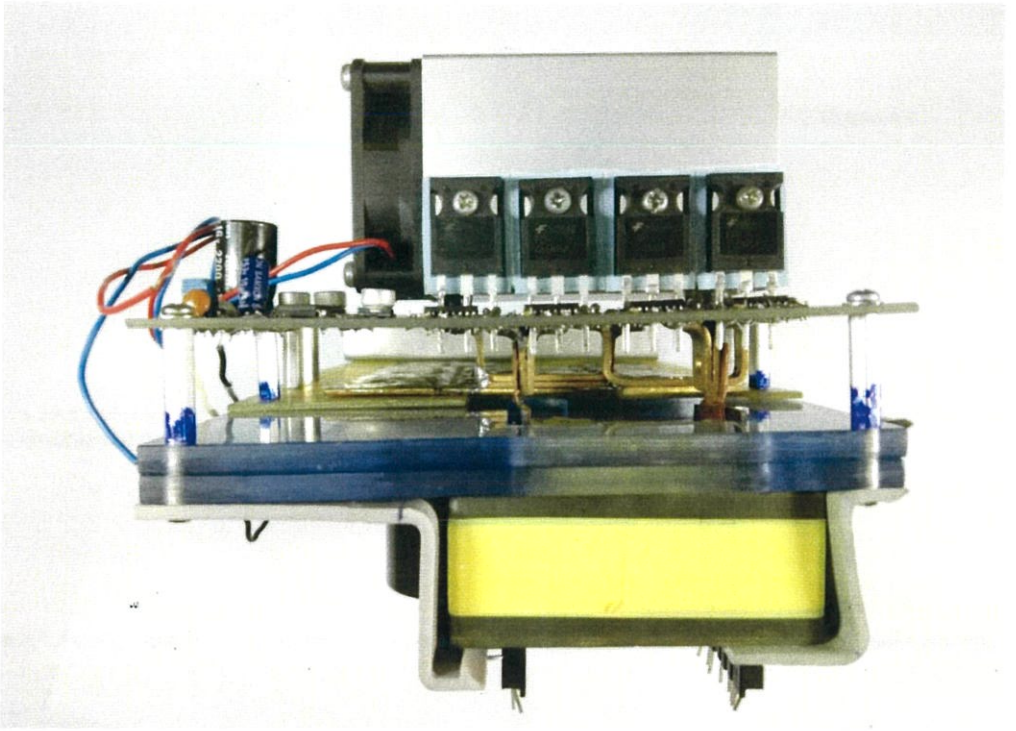
รูปที่ 3.11 ชุดตัวเก็บประจุที่ทางเข้า

4. **อุปกรณ์จับยึด** เพื่อความแข็งแรง

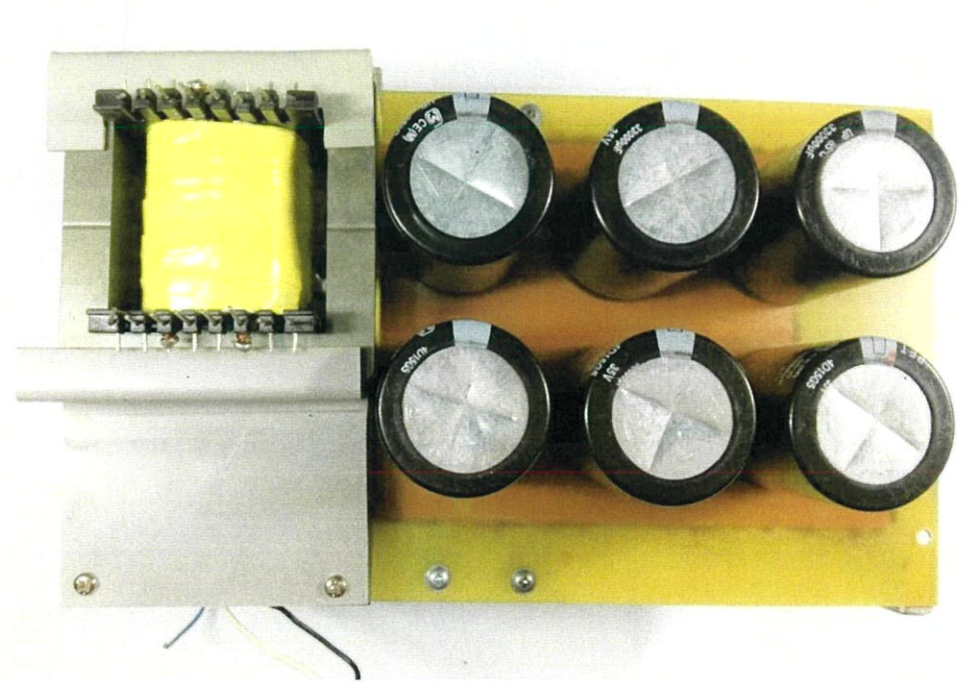


รูปที่ 3.12 อุปกรณ์จับยึด

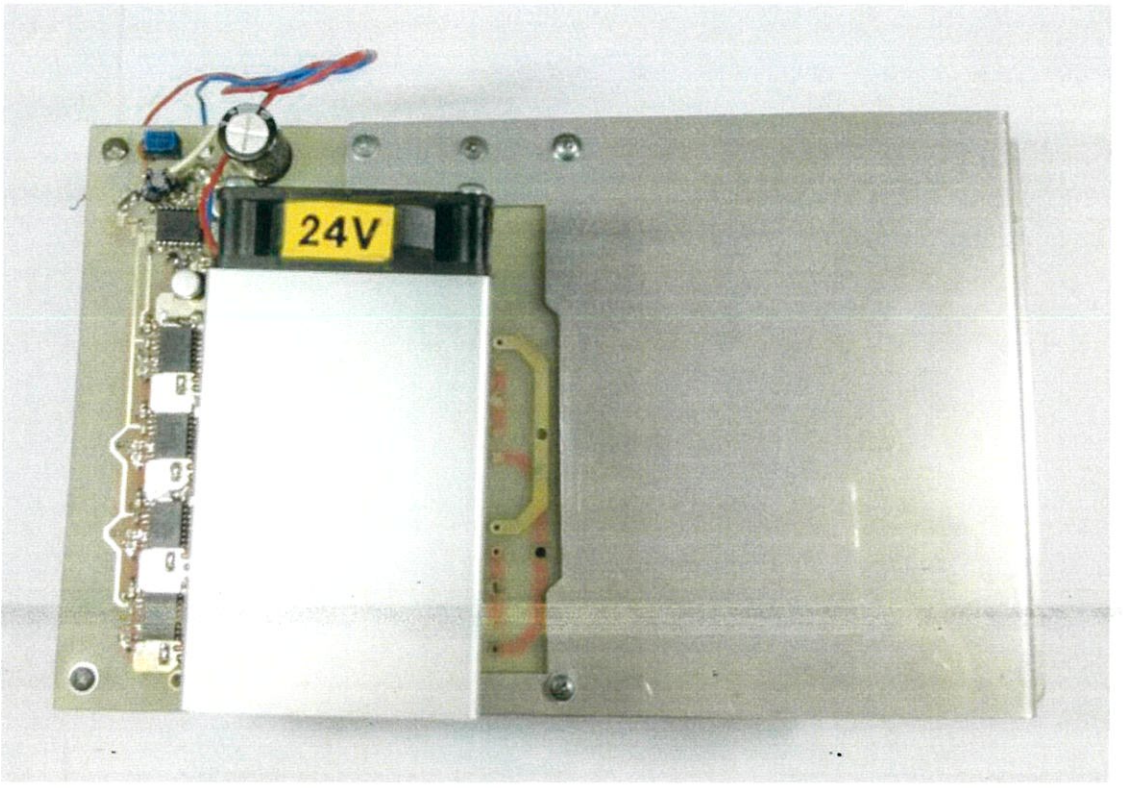
หลังจากประกอบทุกส่วนแล้วจะได้ชิ้นงานตามรูปที่ 3.13 ถึงรูปที่ 3.16



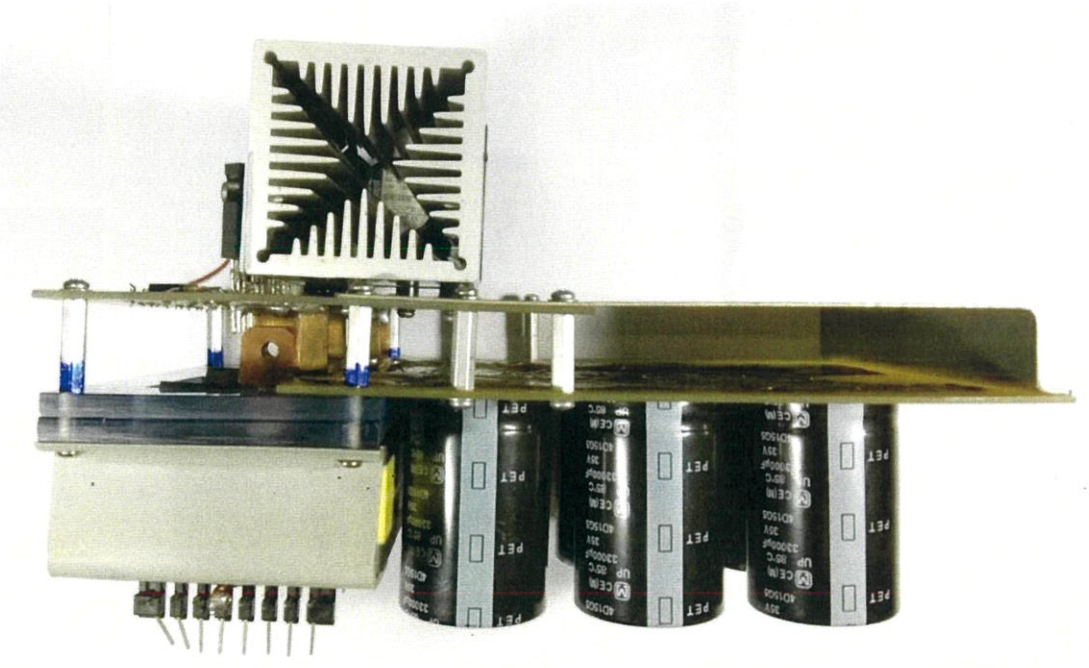
รูปที่ 3.13 ด้านหน้าของชิ้นงาน



รูปที่ 3.14 ด้านล่างของชิ้นงาน



รูปที่ 3.15 ด้านบนของชิ้นงาน



รูปที่ 3.16 ด้านข้างของชิ้นงาน

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

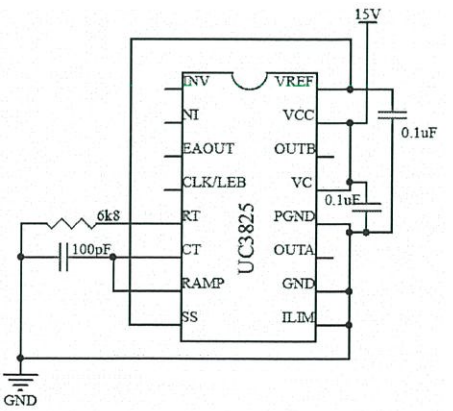
4.1 บทนำ

บทนี้นำเสนอผลการทดลองที่ได้ทำระหว่างขั้นตอนการศึกษาและสร้าง ซึ่งประกอบด้วย การทดลองเพื่อศึกษาการใช้งานไอซีเบอร์ UC3825 และ TLP5214 การทดลองออกแบบวงจรชดเชย อนาล็อกสำหรับวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์โดยใช้ MATLAB ช่วยในการวิเคราะห์ การทดลองเพื่อ ตรวจสอบการทำงานของมอสเฟตในวงจร การทดสอบคุณภาพของฉนวนระหว่างด้านปฐมภูมิและ ทุติยภูมิของหม้อแปลง

4.2 การทดลองเพื่อศึกษาการใช้งานไอซีเบอร์ UC3825

การทดลองนี้เป็นการทดลองเพื่อศึกษาฟังก์ชันการทำงานของ UC3825 โดยละเอียด ได้แก่ การปรับความถี่และค่าดิวตี้ไซเคิลสูงสุด การต่อใช้วงจรขยายความต่าง (Error Amplifier) ภายในตัว ไอซี ฟังก์ชันซอฟท์สตาร์ท (Soft Start) UVLO (Undervoltage Lockout) และการป้องกัน กระแสไฟฟ้าเกิน (Overcurrent Protection)

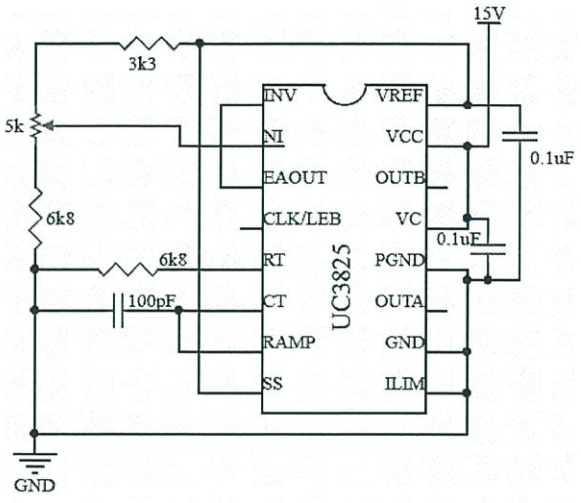
4.2.1 ทดลองส่วนวงจรสร้างความถี่ (Oscillator)



รูปที่ 4.1 การทดลองวงจรส่วนสร้างความถี่ (Oscillator)

ทดลองวงจรตามรูปที่ 4.1 และวัดดูสัญญาณคร่อมตัวเก็บประจุ C_T จะเห็นเป็นสัญญาณ สามเหลี่ยมมีความถี่และดิวตี้ไซเคิลสูงสุด ใกล้เคียงกับที่คำนวณ

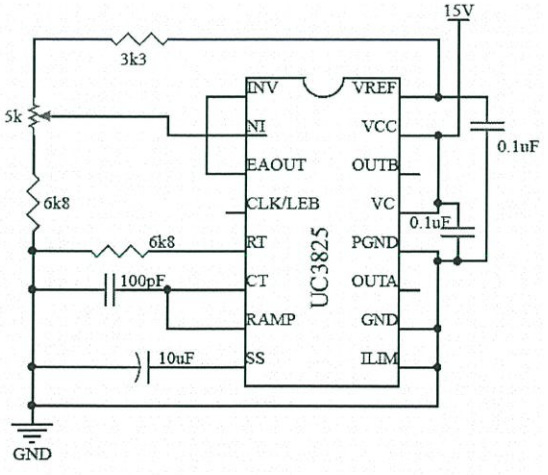
4.2.2 ทดลองส่วนสร้างสัญญาณ PWM



รูปที่ 4.2 การทดลองส่วนสร้างสัญญาณ PWM

ทดลองวงจรตามรูปที่ 4.2 และเมื่อหมุนปรับตัวต้านทานปรับค่าได้ที่ขา NI และดูรูปสัญญาณที่ OUTA, OUTB จะเห็นว่าดิวตี้ไซเคิลเปลี่ยนแปลงตามที่ปรับ และ OUTA, OUTB จะมีสัญญาณพัลส์สลับกัน

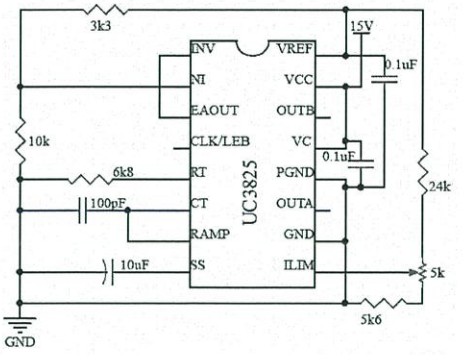
4.2.3 ทดลองส่วนฟังก์ชัน Soft Start และ UVLO



รูปที่ 4.3 ทดลองส่วนฟังก์ชัน Soft Start และ UVLO

ทดลองวงจรตามรูปที่ 4.3 หลังจากเริ่มจ่ายไฟจะมีการหน่วงเวลาสักพักก่อนที่จะมีสัญญาณที่ทางออกและดิวตี้ไซเคิลจะค่อยๆ เพิ่ม และเมื่อลองจ่ายไฟต่ำๆ จะไม่มีสัญญาณที่ทางออก ถ้าจ่ายไฟต่ำระดับนึงแล้วกลับมาจ่ายไฟปกติ Soft Start จะยังไม่ทำงาน แต่ถ้าจ่ายไฟต่ำกว่านั้นแล้วกลับมาจ่ายไฟปกติ Soft Start จะทำงาน

4.2.4 ทดลองส่วนการป้องกันกระแสไฟฟ้าเกิน ILIM

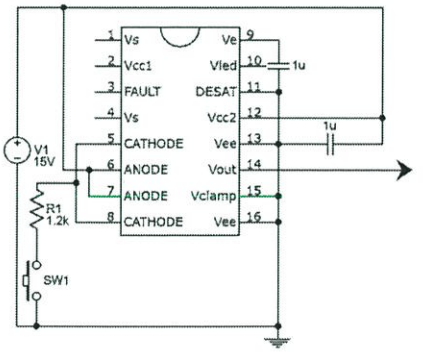


รูปที่ 4.4 การทดลองส่วนการป้องกันกระแสไฟฟ้าเกิน ILIM

จำลองการเกิดการลัดวงจรตามรูปที่ 4.4 โดยหมุนปรับตัวต้านทานปรับค่าได้ที่ค่า ILIM และดูสัญญาณที่ทางออก เมื่อเกิดการลัดวงจรจะไม่มีสัญญาณที่ทางออก

4.3 การทดลองเพื่อศึกษาการใช้งานไอซีเบอร์ TLP5214

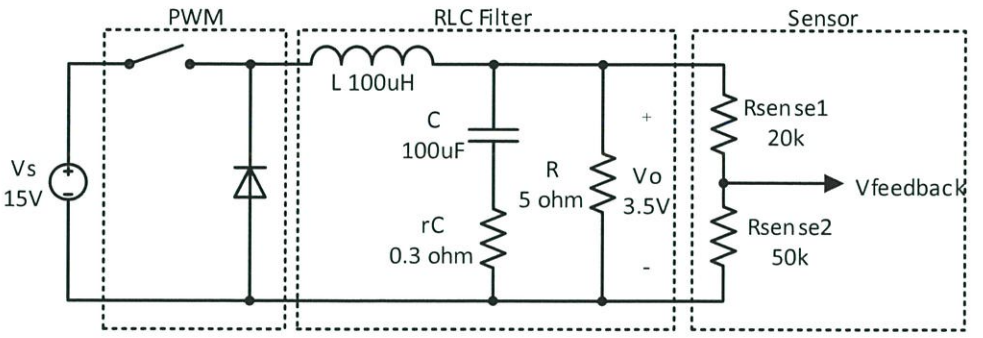
ทดลองจำลองสัญญาณที่ทางเข้าด้วยการกดสวิตช์ และต่อขา DESAT ลงกราวด์เพราะยังไม่ต้องการใช้ฟังก์ชันป้องกันกระแสไฟฟ้าเกินตามวงจรรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 การทดลองเพื่อศึกษาการใช้งานไอซีเบอร์ TLP5214

4.4 การทดลองออกแบบวงจรชดเชยสำหรับวงจรบัค โดยใช้ MATLAB

กำหนดให้วงจรบัคมีพารามิเตอร์ดังรูปที่ 4.6



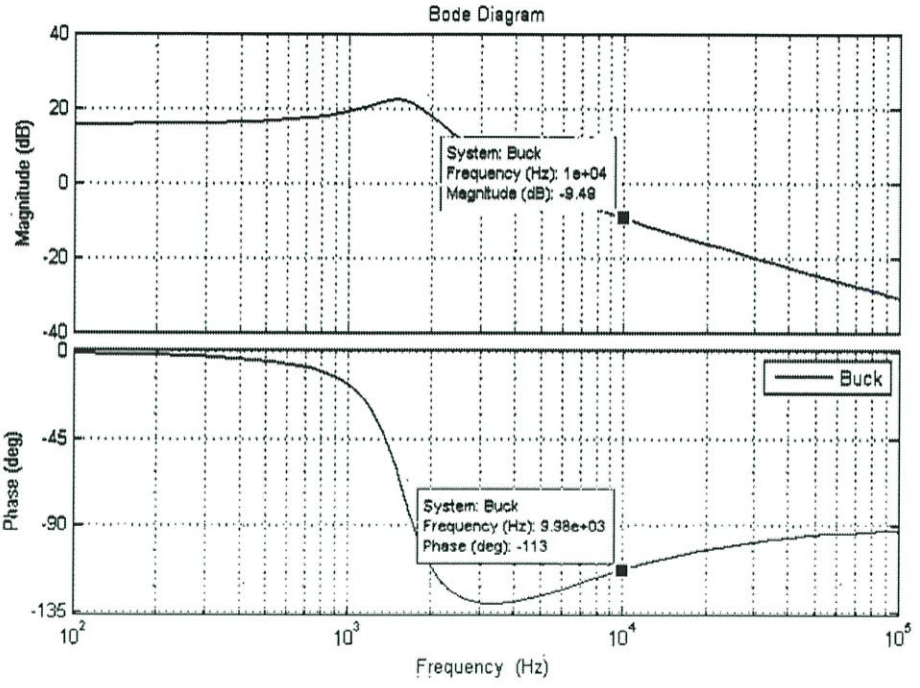
รูปที่ 4.6 วงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ทดลองออกแบบวงจรชดเชย

จากรูปประกอบด้วย ส่วน PWM ส่วนวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน และส่วนเซนเซอร์ โดยฟังก์ชันถ่ายโอนของแต่ละส่วนเป็นตามสมการที่ (2.4), (2.5) และ (2.6) ตามลำดับ และค่าสูงสุดของสัญญาณสามเหลี่ยมของ PWM V_p เป็น 1.76 V

จะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ สำหรับออกแบบวงจรชดเชยดังสมการที่ (4.1)

$$\frac{v_{feeedback}(s)}{v_c(s)} \approx \frac{1}{V_p} \times \frac{V_s}{LC}\left(\frac{1+sCr_c}{s^2+s\left(\frac{1}{RC}+\frac{r_c}{L}\right)+\frac{1}{LC}}\right) \times \frac{Rsense2}{Rsense1+Rsense2} \qquad (4.1)$$

แทนค่าต่างในวงจรลงในฟังก์ชันถ่ายโอนข้างต้นและนำไปพล็อตแผนภาพโบดี (Bode Plot) ด้วยโปรแกรม MATLAB จะได้ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 แผนภาพโบดี (Bode Plot) ของระบบจากโปรแกรม MATLAB

กำหนดความถี่สวิตชิ่งเป็น 50 kHz ดังนั้นจึงเลือกความถี่ครอสโอเวอร์เป็น 10 kHz เมื่อพิจารณาที่ความถี่ครอสโอเวอร์ เกน (Gain) เป็น -9.49dB แสดงว่าวงจรชดเชยต้องมีเกนที่ความถี่ครอสโอเวอร์เพิ่มอีก 9.49dB ส่วนมุมเฟสของวงจรบัคที่ความถี่ครอสโอเวอร์มีค่า -113 องศา ถ้าเลือกขอบเขตมุมเฟส (Phase Margin) เป็น 45 องศา และคำนวณด้วยวิธี K Factor ตามสมการที่ (2.13) จะได้ค่า K $\approx$ 5 ตามสมการที่ (4.2)

$$K = \tan\left(\frac{45-(-113)-90}{2}+45\right) = 5.14 \approx 5 \tag{4.2}$$

คำนวณหาค่าω_z และ ω_p จากสมการที่ (2.11) และสมการที่ (2.12) จะได้

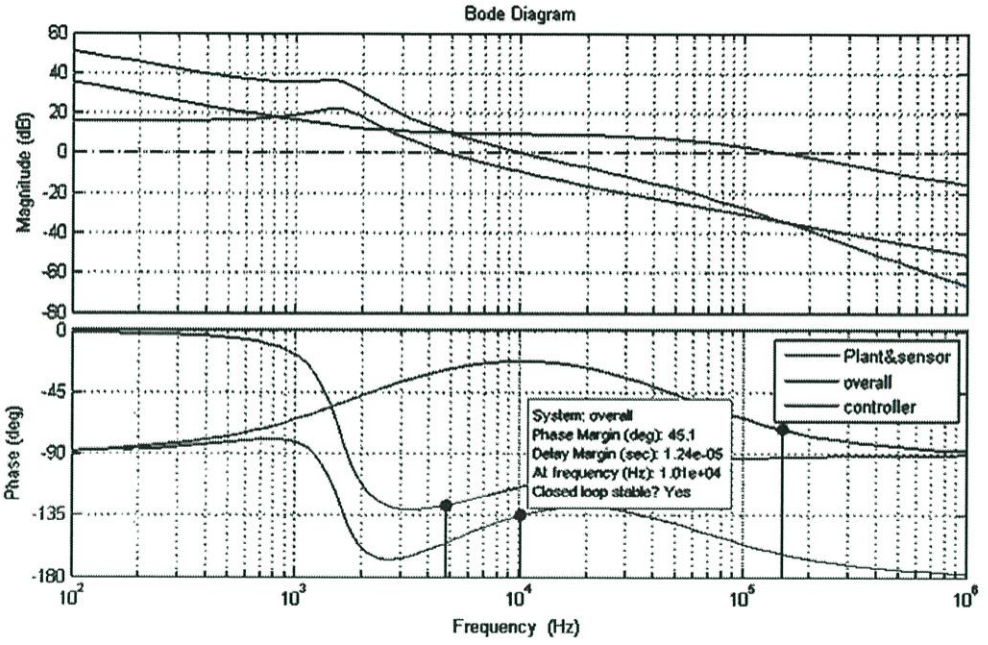
$$\omega_z=\frac{\omega}{K}=\frac{2\pi(10k)}{5}=12.57\frac{krad}{s} \tag{4.3}$$

$$\omega_p=K\omega=5\times2\pi(10k)=314.16\frac{krad}{s} \tag{4.4}$$

หรือคำนวณเป็นหน่วย Hz จะได้

$$f_z=\frac{f_{co}}{K}=\frac{10k}{5}=2\ kHz \tag{4.5}$$

$$f_p=Kf_{co}=5\times10k = 50\ kHz \tag{4.6}$$



รูปที่ 4.8 แผนภาพโบดี (Bode Plot) เมื่อใส่วงจรชดเชยอนาล็อก Type 2

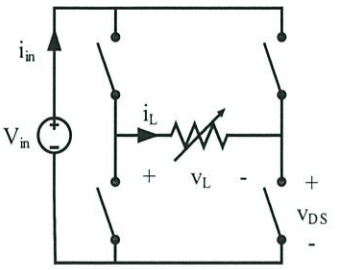
เมื่อทดลองใส่ฟังก์ชันถ่ายโอนของวงจรชดเชยที่ต้องการเข้าไปจะได้ตามรูปที่ 4.8 จะเห็นว่ามุมเฟสที่ความถี่ครอสโอเวอร์มีค่า 45 องศา และมี f_z และ f_p ใกล้เคียงกับที่คำนวณ

จากนั้นเลือกค่าอุปกรณ์สำหรับวงจรชดเชยแบบที่ 2 จากสมการที่ (2.8), (2.9) และ (2.10) จะได้ค่า $R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 30k\Omega$, $C_1 = 2.7nF$ และ $C_2 = 0.1nF$

เมื่อต่อวงจรชดเชยด้วยค่าอุปกรณ์ตามที่คำนวณได้ เข้ากับวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าต่างๆ ตามรูปที่ 4.6 พบว่าเมื่อลองปรับระดับแรงดันไฟฟ้า V_s ค่าดิวตี้ไซเคิลมีการเปลี่ยนแปลงอย่างเหมาะสม คือ เมื่อเพิ่ม V_s ค่าดิวตี้ไซเคิลจะลดลง และเมื่อลด V_s ค่าดิวตี้ไซเคิลจะเพิ่มขึ้น ทำให้ระบบสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าที่ทางออก V_o ให้คงที่ที่ 3.5 V ได้

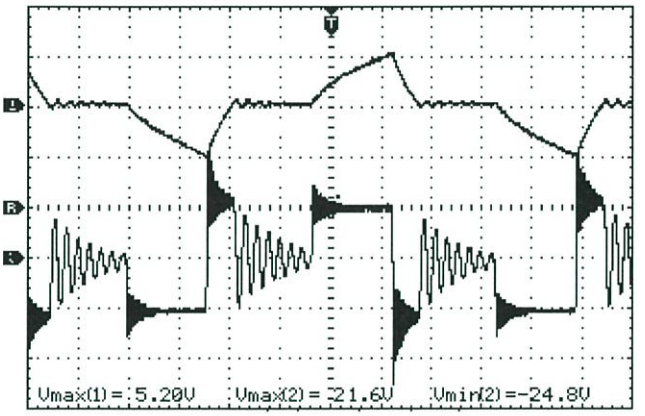
4.5 การทดลองเพื่อตรวจสอบการทำงานของมอสเฟตในวงจร

หลังจากประกอบวงจรถึงส่วนมอสเฟตเรียบร้อย ได้ทำการทดสอบที่จุดทำงานต่างๆ เพื่อตรวจสอบว่ามอสเฟตจะสามารถทนได้หรือไม่ โดยทดลองต่อโหลดทางด้านปฐมภูมิเป็นตัวต้านทานค่าต่างๆ แทนการต่อหม้อแปลงด้านปฐมภูมิดังแสดงในรูปที่ 4.9 และวัดอุณหภูมิของมอสเฟต ไอซี และจุดเชื่อมต่อต่างๆ ที่คิดว่ากระแสไฟฟ้าน่าจะไหลผ่านมากทุกครั้ง



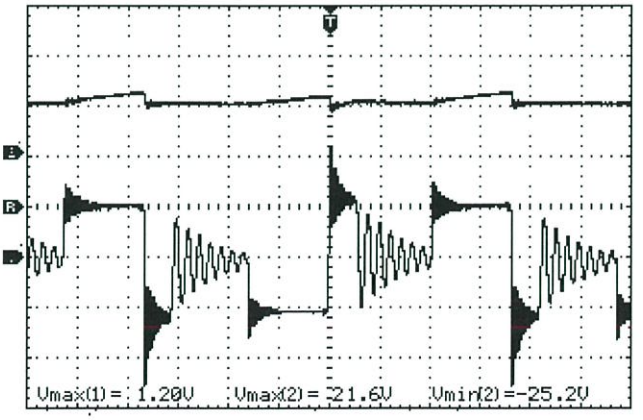
รูปที่ 4.9 วงจรที่ใช้ทดลองเพื่อตรวจสอบการทำงานของมอสเฟต

การทดลองเริ่มจากใช้แรงดันไฟฟ้าที่ทางเข้า V_{in} ต่ำๆ ก่อน โดยเริ่มจาก 10 V หมุนปรับค่าความต้านทานจนกระแสไฟฟ้าที่โหลด I_L มีค่าสูงสุดประมาณ 5 A ได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.10 และรูปที่ 4.11



รูปบน: i_L[5A/div], รูปล่าง: v_L[10V/div]

รูปที่ 4.10 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ V_{in} = 10 V

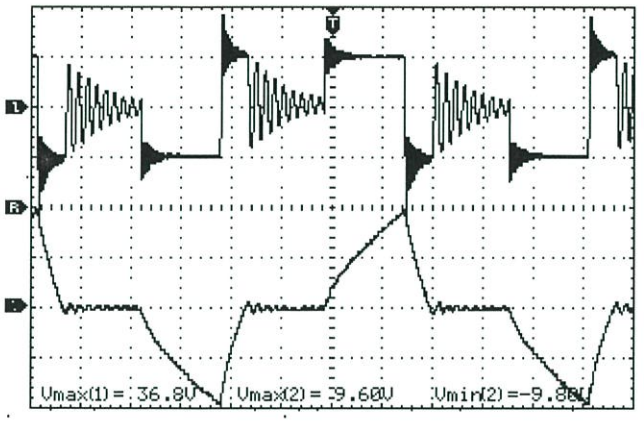


รูปบน: i_{in}[1A/div], รูปล่าง: v_L[10V/div]

รูปที่ 4.11 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ V_{in} = 10 V

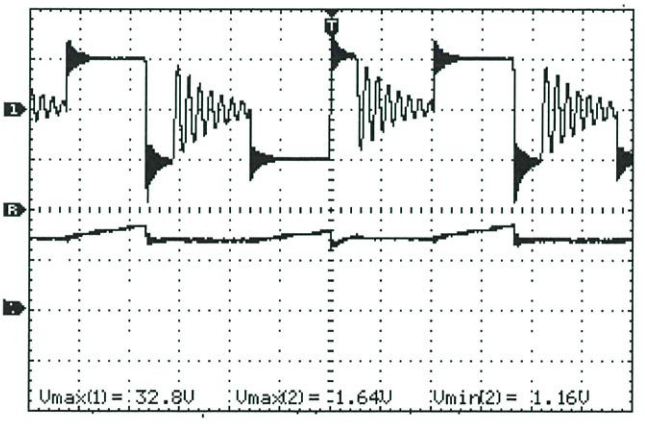
จะเห็นว่ากระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าค่อนข้างเรียบ เป็นผลจากการใส่ตัวเก็บประจุที่ทางเข้า และลองวัดอุณหภูมิของส่วนต่างๆ พบว่าไม่มีส่วนไหนอุณหภูมิสูงผิดปกติ จึงทดลองที่จุดทำงานต่อไป

ทดลองเพิ่ม V_{in} เป็น 20 V และหมุนปรับค่าความต้านทานจนกระแสไฟฟ้าที่โหลด I_L มีค่าสูงสุดประมาณ 8 A ได้ผลการทดลองตามรูปที่ 4.12 และรูปที่ 4.13



รูปบน: v_L[20V/div], รูปล่าง: i_L[5A/div]

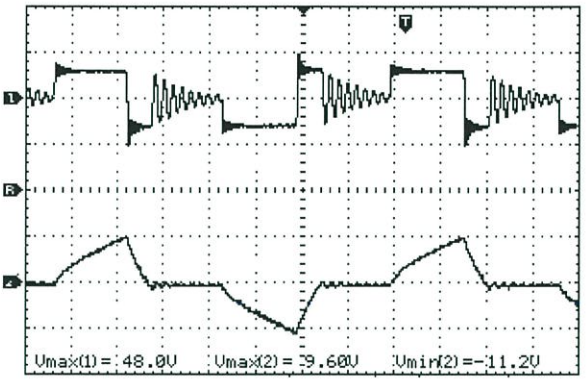
รูปที่ 4.12 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ V_{in} = 20 V



รูปบน: v_L[20V/div], รูปล่าง: i_{in}[1A/div]

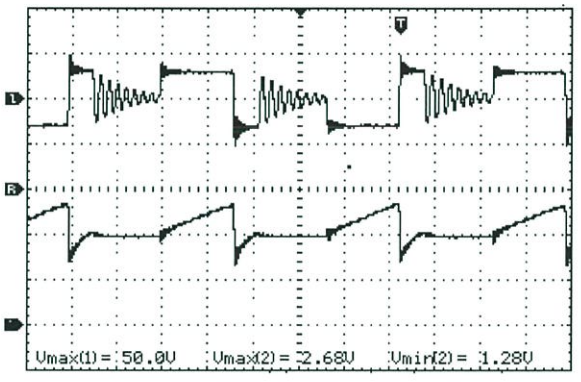
รูปที่ 4.13 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ V_{in} = 20 V

ค่อยๆเพิ่ม V_{in} ทีละ 10 V เป็น 30 V, 40 V และ 50 V ได้ผลการทดลองตามรูปที่ 4.14 ถึงรูปที่ 4.19



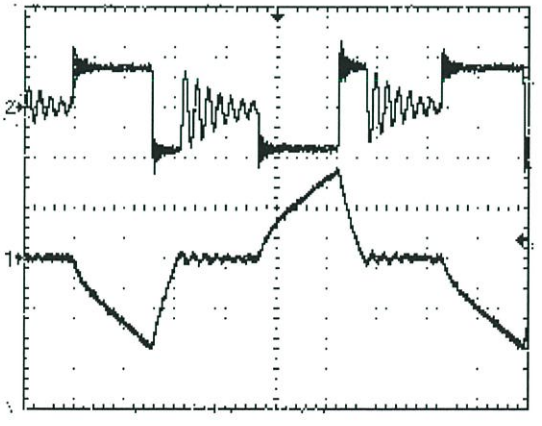
รูปบน: v_L[50V/div], รูปล่าง: i_L[10A/div]

รูปที่ 4.14 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ V_{in} = 30 V



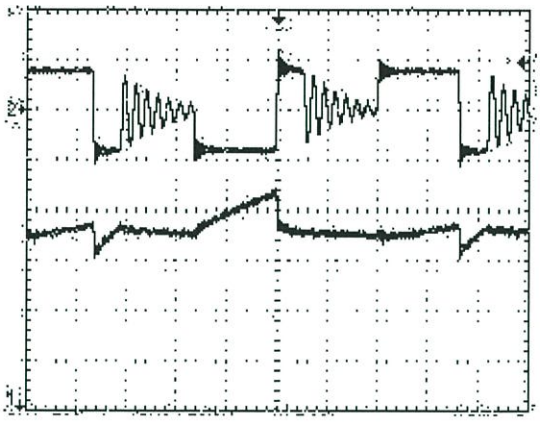
รูปบน: v_L[50V/div], รูปล่าง: i_{in}[1A/div]

รูปที่ 4.15 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ V_{in} = 30 V



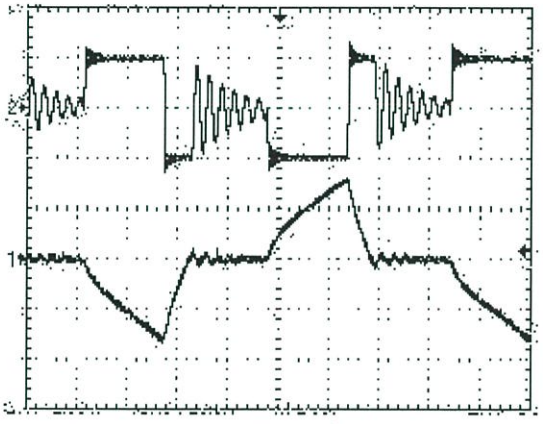
รูปบน: v_L[50V/div], รูปล่าง: i_L[5A/div]

รูปที่ 4.16 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ V_{in} = 40 V



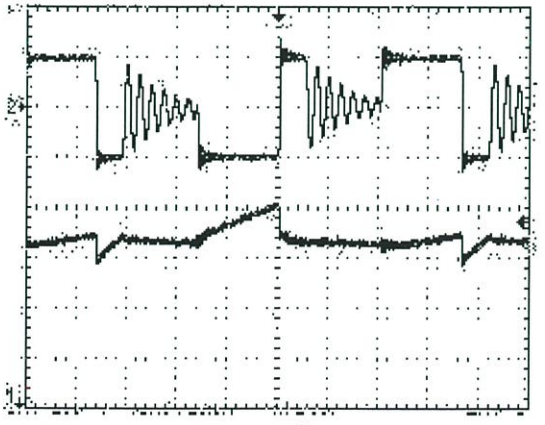
รูปบน: v_L[50V/div], รูปล่าง: i_{in}[500mA/div]

รูปที่ 4.17 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ V_{in} = 40 V



รูปบน: v_L[50V/div], รูปล่าง: i_L[5A/div]

รูปที่ 4.18 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ V_{in} = 50 V

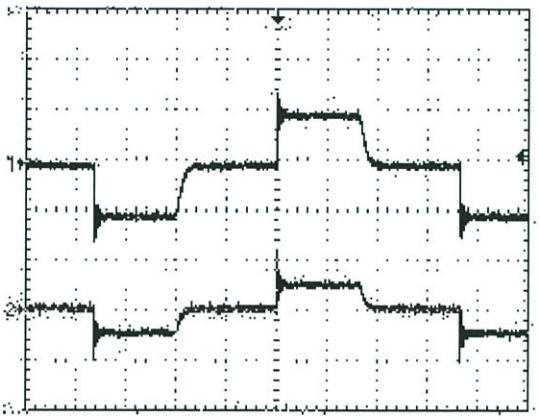


รูปบน: v_L[50V/div], รูปล่าง: i_{in}[500mA/div]

รูปที่ 4.19 รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าที่ทางเข้าและแรงดันไฟฟ้าที่โหลด @ V_{in} = 50 V

ทุกการทดลองทำการวัดอุณหภูมิส่วนต่างๆ ของวงจรด้วย และไม่พบส่ววนไหนที่ร้อนผิดปกติ และเนื่องจากโหลดตัวต้านทานปรับค่าได้ที่มีทนกำลังไฟฟ้าได้ไม่เพียงพอ จึงเปลี่ยนไปใช้หลอดไฟอินแคนเดสเซนท์ (Incandescent Light Bulb) แทน

ทดลองต่อโหลดเป็นหลอดไฟ 1 หลอด ใช้ V_{in} = 50 V ได้ผลการทดลองตามรูปที่ 4.20

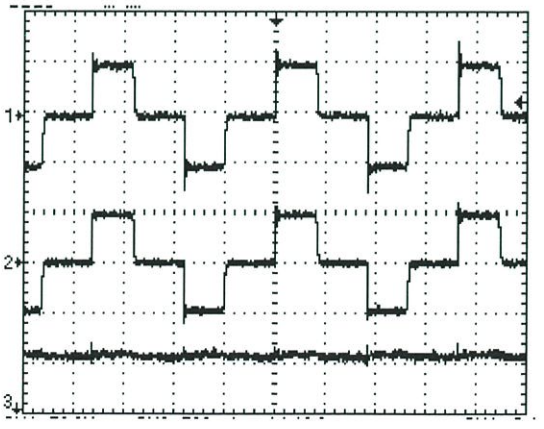


รูปบน: v_L[50V/div], รูปล่าง: i_L[500mA/div]

รูปที่ 4.20 รูปสัญญาณเมื่อใช้โหลดหลอดไฟ 1 หลอด @ V_{in} = 50 V

จากรูปหลอดไฟ 1 หลอดดึงกระแสไฟฟ้าประมาณ 250 mA และโหลดหลอดไฟเป็นโหลดชนิดรีซิสทีฟ (Resistive Load) คือ แทบไม่มีผลของตัวเหนี่ยวนำ ทำให้รูปสัญญาณกระแสไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงรวดเร็วกว่าโหลดตัวต้านทานปรับค่าได้ และรูปสัญญาณแรงดันไฟฟ้าเรียบกว่า

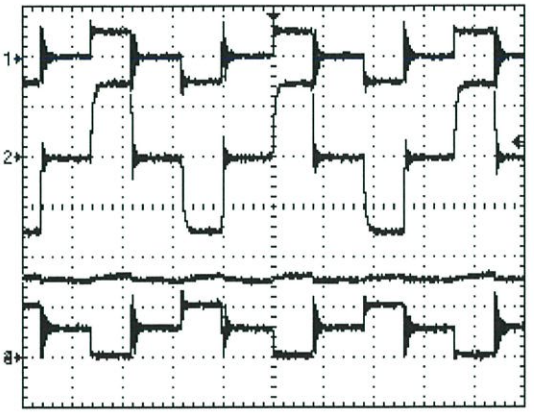
ลองขนานหลอดไฟเพิ่มเป็น 2 หลอดได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.21



รูปบน: v_L[50V/div], รูปกลาง: i_L[500mA/div]], รูปล่าง: i_{in} [200mA/div]

รูปที่ 4.21 รูปสัญญาณเมื่อใช้โหลดหลอดไฟ 2 หลอด @ V_{in} = 50 V

จะเห็นว่ากระแสไฟฟ้าที่โหลดดึงเพิ่มเป็นประมาณ 2 เท่า และทดลองเพิ่มหลอดไฟครั้งละ 1 หลอด วัดอุณหภูมิ และตรวจสอบแรงดันตกคร่อมเดรนซอร์สของมอสเฟตไปด้วย จะได้ผลการทดลองที่ 30 หลอด ดังรูปที่ 4.22 และ 60 หลอด ดังรูปที่ 4.23



v_L[100V/div], i_L[5A/div], i_{in} [2A/div] , v_{DS} [50V/div] จากบนลงล่าง

รูปที่ 4.22 รูปสัญญาณเมื่อใช้โหลดหลอดไฟ 30 หลอด @ V_{in} = 50 V

v_L[100V/div], i_L[20A/div]], i_{in} [2A/div] , v_{DS} [50V/div] จากบนลงล่าง

รูปที่ 4.23 รูปสัญญาณเมื่อใช้โหลดหลอดไฟ 60 หลอด @ V_{in} = 50 V

จากรูปจะเห็นว่ากระแสไฟฟ้าที่หลอดไฟดึงมีค่าประมาณ 10 A ซึ่งยังไม่ถึงจุดทำงานจริงของมอสเฟตที่ประมาณ 50 A และแรงดันตกคร่อมเดรนซอร์สของมอสเฟตสูงสุดมีค่าประมาณ 70 V โดยมอสเฟต IRFP4468PbF มีค่าพิกัด V_{DS} ที่ 100 V เผื่อขอบเขตการทำงานประมาณ 25% ดังนั้น V_{DS} ไม่ควรมีค่าเกิน $(1\text{-}0.25)\times 100 = 75$ V จึงมีแนวโน้มจะต้องเปลี่ยนมอสเฟตที่มีค่าพิกัด V_{DS} มากกว่าเดิม

เลือกมอสเฟตตัวใหม่เบอร์ FDH055N15A [21]. มีค่าพิกัดต่างๆ ดังนี้

$$V_{DS}=150\ V \quad (4.7)$$

$$R_{DS(on)}=4.8\ m\Omega \quad (4.8)$$

$$I_D=167\ A \quad (4.9)$$

4.6 การทดสอบคุณภาพของฉนวนระหว่างด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิของหม้อแปลง [22].

การทดสอบคุณภาพของฉนวนระหว่างด้านปฐมภูมิ และทุติยภูมิของหม้อแปลงหรือการทดสอบไฮพอท (HiPot–High Potential) เป็นการตรวจสอบแบบไม่ทำลาย (Nondestructive Test) ว่าฉนวนสามารถขวางกั้นการไหลของกระแสไฟฟ้าได้ดีแค่ไหน โดยใช้วิธีจ่ายแรงดันไฟฟ้าสูงระดับพันโวลต์ภายในเวลาไม่กี่วินาทีระหว่างฉนวนที่ต้องการทดสอบ ข้อควรระวังเพื่อความปลอดภัยคือขณะทดสอบห้ามสัมผัสชิ้นงานหรือโต๊ะงานโดยเด็ดขาด

ตามมาตรฐาน IEC 60950 แรงดันไฟฟ้าพื้นฐานที่ใช้ทดสอบ HiPot คือ 1000 V + 2 เท่าของแรงดันไฟฟ้าทำงาน ดังนั้นหม้อแปลงสวิตชิ่งในวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์นี้ต้องทดสอบที่ 1000 + 2(625) = 2250 V จุดทดสอบเผื่อไว้ที่ประมาณ 3000 V แต่เพื่อความปลอดภัยจึงทดสอบที่ 1000 V ก่อน ได้ผลการทดสอบตามรูปที่ 4.24

รูปที่ 4.24 ผลการทดสอบ HiPot ที่ 1000 V

เนื่องจากทดสอบที่ 1000 V ผ่าน จึงทำการทดสอบที่ 3000 V ต่อ ได้ผลการทดลองดังรูปที่ 4.25

รูปที่ 4.25 ผลการทดสอบ HiPot ที่ 3000 V

จากผลการทดสอบพบว่าหม้อแปลงสวิตชิ่งมีฉนวนทางไฟฟ้าระหว่างด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิที่เหมาะสม

บทที่ 5

บทวิจารณ์และสรุป

5.1 ปัญหาที่พบและแนวทางแก้ไข

การศึกษาครั้งนี้ทำให้ทราบวิธีการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลายอย่างละเอียด ได้เรียนรู้การออกแบบวงจรชดเชยอนาล็อก Type 2 ที่สามารถใช้งานได้จริง และรู้ขั้นตอนการสร้างชิ้นงานที่สามารถใช้งานได้อย่างปลอดภัย ซึ่งขั้นตอนเหล่านั้นใช้เวลามากพอสมควร เพราะต้องอาศัยการทดลองหลายครั้ง และเนื่องจากเวลาที่มีจำกัด ทำให้ยังไม่สามารถสร้างชิ้นงานต้นแบบได้ตามที่ตั้งใจไว้แต่เดิมได้สำเร็จสมบูรณ์ ทำได้แค่เพียงวงจรขับมอสเฟตและด้านปฐมภูมิของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์เท่านั้น ยังเหลือการสร้างด้านทุติยภูมิ และโปรแกรมสำหรับการควบคุมแบบดิจิตอล

5.2 ข้อเสนอแนะและแนวทางในการค้นคว้าต่อ

การออกแบบและสร้างสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย สำหรับมือใหม่ต้องใช้ความละเอียดรอบคอบในการทำงาน เช่น การทดลองควรทำอย่างค่อยเป็นค่อยไป คือ ค่อยๆ เพิ่มตัวแปรใหม่เข้ามาในระบบทีละตัว ไม่ควรเพิ่มทีเดียวครั้งละหลายๆ ตัว การทำแบบนี้มีข้อดีคือ ถ้าระบบเสียหาย จะระบุได้ว่าเป็นเพราะสาเหตุใด แต่มีข้อเสียคือ ต้องใช้เวลาและความอดทน

เอกสารอ้างอิง

[1] **อุทกภัยและโคลนถล่ม 5 จังหวัดในเขตภาคเหนือตอนล่าง พ.ศ. 2549.** [Online]. Available: https://th.wikipedia.org/wiki/อุทกภัยและโคลนถล่ม_5_จังหวัดในเขตภาคเหนือตอนล่าง_พ.ศ._2549

[2] วีทิต วรรณเลิศลักษณ์. **"การสำรวจน้ำบาดาล" Step down module"** [Online]. Available: http://www.scimath.org/lesson-physics/item/7274-2017-06-13-14-31-09

[3] D.W. Hart. **Power Electronics**. New York: McGraw-Hill Education. 2010.

[4] RS Components Co., Ltd. **"Heatsink, TO-218, TO-220, TO-247, TO-264, 0.5K/W, 75 x 50 x 50mm, PCB Mount"** [Online]. Available: https://th.rs-online.com/web/p/heatsinks/7742815/

[5] ArduinoAll. **"LM2576HV DC-DC Buck Step-down Module LM2576HV High voltage Step down module"** [Online]. Available: https://bit.ly/2KZQaLe

[6] Texas Instruments. **"HIGH-SPEED PWM CONTROLLER"** [Online]. Available: http://www.ti.com/lit/ds/symlink/uc3825a.pdf

[7] TOSHIBA. **"TLP5214"** [Online]. Available: https://toshiba.semicon-storage.com/info/docget.jsp?did=15191&prodName=TLP5214

[8] Arduino. **"ARDUINO NANO"** [Online]. Available: https://store.arduino.cc/usa/arduino-nano

[9] ArduinoAll. **"GY-4725 MCP4725 12-Bit Digital to Analog (DAC) Converter I2C Interface Module"** [Online]. Available: https://bit.ly/2rG8f98

[10] Avago TECHNOLOGIES. **"ACPL-C78A, ACPL-C780, ACPL-C784 Miniature Isolation Amplifiers"** [Online]. Available: https://www.mouser.com/datasheet/2/678/V02-1436EN_DS_ACPL-C78x_26Mar20130-1143550.pdf

เอกสารอ้างอิง(ต่อ)

[11] ANALOG DEVICES. **"Integrated DC-to-DC Converter"** [Online]. Available: http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/ADuM5010.pdf

[12] Silicon Labs. **"AN486: High-Side Bootstrap Design Using ISODrivers in Power Delivery Systems"** [Online]. Available: https://www.silabs.com/documents/public/application-notes/AN486.pdf

[13] FAIRCHILD. **"AN-6076 Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive IC"** [Online]. Available: https://www.fairchildsemi.com/application-notes/AN/AN-6076.pdf

[14] International Rectifier. **"IRFP4468PbF HEXFET Power MOSFET"** [Online]. Available: https://www.infineon.com/dgdl/irfp4468pbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153562c73472019

[15] STMicroelectronics. **"STTH812 Ultrafast recovery - 1200 V diode"** [Online]. Available: https://bit.ly/2IhtKaP

[16] Abraham L. Pressman. **Switching Power Supply Design.** 2nd ed.. New York: McGraw-Hill Education. 1998.

[17] TDK. **"Ferrites and accessories E 65/32/27 Core and accessories"** [Online]. Available: http://www.italtras.com/pdf/e_65_32_27.pdf

[18] TDK. **"Ferrites and accessories SIFERRIT material N87"** [Online]. Available: https://en.tdk.eu/download/528882/3226013b0ed82a6a2af3666f537cbf83/pdf-n87.pdf

[19] Vishay. **"1N4148 Small Signal Fast Switching Diodes"** [Online]. Available: https://www.vishay.com/docs/81857/1n4148.pdf

เอกสารอ้างอิง(ต่อ)

[20] Sam Sattel. "**The Top 10 PCB Routing Tips for Beginners**" [Online]. Available: https://www.autodesk.com/products/eagle/blog/top-10-pcb-routing-tips-beginners/

[21] ON Semiconducter. "**FDH055N15A N-Channel PowerTrench® MOSFET**" [Online]. Available: http://www.onsemi.com/pub/Collateral/FDH055N15A-D.PDF

[22] Jignesh Parmar. "**What is HIPOT Testing (Dielectric Strength Test)?**" [Online]. Available: http://electrical-engineering-portal.com/what-is-hipot-testing-dielectric-strength-test

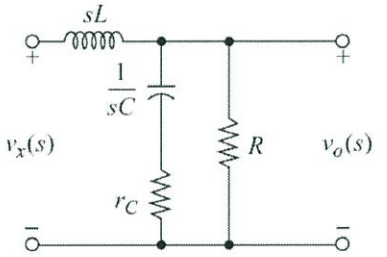
ภาคผนวก

ภาคผนวก

พิสูจน์สมการฟังก์ชันการถ่ายโอน

การพิสูจน์สมการที่ (2.5)

ส่วนของวงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low pass filter) มีลักษณะดังรูป



$$\frac{v_o(s)}{v_x(s)} = \frac{\left(\frac{1}{R} + \frac{sC}{1+sCr_c}\right)^{-1}}{\left(\frac{1}{R} + \frac{sC}{1+sCr_c}\right)^{-1} + sL}$$

$$= \frac{R + sRCr_c}{R + sRCr_c + sL(1 + sCR + sCr_c)}$$

$$= \frac{R + sCr_c}{R + sRCr_c + s^2RLC + s^2LCr_c + sL}$$

$$= \frac{1 + sCr_c}{LC\left(s^2\left(1 + \frac{r_c}{R}\right) + s\left(\frac{1}{RC} + \frac{r_c}{L}\right) + \frac{1}{LC}\right)}$$

$$\frac{v_o(s)}{v_x(s)} \approx \frac{1 + sCr_c}{LC\left(s^2 + s\left(\frac{1}{RC} + \frac{r_c}{L}\right) + \frac{1}{LC}\right)} \; ; r_c \ll R$$