

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ปีการศึกษา 2549

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า เอซี/ดีซี สำหรับแอลอีดีลักซ์ออนเคทู
AC/DC POWER SUPPLY FOR LED LUXEON K2



อาจารย์ที่ปรึกษา

ผศ.ดร.สุพัฒน์ กิตติรัตนัสัจจา

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ **ดัด.สมภพ** **ผลไม่** ทำนั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาโทปีการศึกษา 2549

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่อง แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า เอซี/ดีซี สำหรับแอลอีดีลักซ์ออนเคทู

ผู้จัดทำ

1. นาย นัสรุล อับดุลลี
2. นาย นิธิพนธ์ ศุภนิธินันท์
3. นาย ปฏิญญา อินทะแสง



..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.สุพัฒน์ กิตติรัตน์สัจจา)

..... อาจารย์ที่ปรึกษา
(ดร.สมภพ ผลไม้)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า เอซี/ดีซี สำหรับแอลอีดีลักซ์ออนเคทู

นายันสรุล อับดุลลี

นายนิพนธ์ ศุภนิธินันท์

นายปฏิญญา อินทะแสง

ผศ.ดร.สุวัฒน์ กิตติรัตน์สัจจา อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.สมภพ ผลไม้

อาจารย์ที่ปรึกษา

ปีการศึกษา 2549

บทคัดย่อ

หลอด LED กำลังสูงนั้นมีประสิทธิภาพมากกว่าหลอดไฟประเภททั้งสแตน หรือฮาโลเจน นอกจากนี้ยังสามารถประหยัดพลังงานได้เป็นอย่างดี ในปัจจุบันจึงเริ่มมีการนำหลอด LED กำลังสูงมาใช้กันอย่างแพร่หลายมากขึ้น ทั้งในด้านอุตสาหกรรมยานยนต์ ทางด้านการตกแต่งอาคารสถานที่รวมถึงด้านการแพทย์อีกด้วย และในอนาคตอันใกล้นี้หลอด LED กำลังสูง ก็จะเป็นผู้นำในด้านการส่องสว่าง ปรินูญยานิพนธ์นี้ได้สังเกตเห็นถึงความสำคัญและประโยชน์ของหลอดประเภทนี้ จึงได้นำเสนอชุดแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าสำหรับหลอด LED K2 ซึ่งเป็นหลอด LED กำลังสูงรุ่นใหม่ล่าสุด รวมทั้งการสร้างและปรับปรุงชุดแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าให้มีขนาดเล็กลง ราคาถูก และเหมาะสมต่อการใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

AC/DC POWER SUPPLY FOR LED LUXEON K2

Nasrool Abdullee

Nitipon Supanitinun

Patinya Intaseang

Asst. Prof. Dr. Supat Kittiratsatcha Advisor

Dr. Sompob Polmai Advisor

2006

ABSTRACT

High Power LED as higher efficacy compared to the conventional tungsten or halogen bulbs. Therefore there is widely usage of high power LED in automotive industry, decoration and even in the medical. In the near future, high power LED will lead in the illumination market. This thesis realizes in the advantages of these high power LED. So it proposes the power supply for LED K2. This is the new version of high power LED. Moreover, this thesis presents how to build and modify the power supply to be smaller, cheaper and compatible with decorative application.

กิตติกรรมประกาศ

คณะผู้จัดทำขอขอบพระคุณบิดา มารดาอันเป็นผู้มีพระคุณยิ่งที่ให้ความสนับสนุนและโอกาสในทุกๆสิ่งแก่คณะผู้จัดทำตลอดเสมอมา ขอขอบพระคุณอาจารย์ที่ปรึกษา ดร.สมภพ ผลไม้ และ ผศ.ดร.สุพัฒน์ กิตติรัตน์สัจจา ในการประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ คอยให้คำปรึกษา คำแนะนำเกี่ยวกับโครงการเสมอมา ตลอดจนคำอบรมสั่งสอนที่มีคุณค่ายิ่ง ขอขอบพระคุณคณาจารย์ทุกท่านที่ได้ให้ความรู้และสิ่งต่างๆในการออกไปสัมผัสชีวิตนอกรั้วมหาวิทยาลัย ขอขอบคุณบุคลากรภายในภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าทุกท่านที่คอยช่วยอำนวยความสะดวกเอื้อเพื่ออุปกรณ์การทดลองต่างๆ ขอขอบคุณพี่ๆนักศึกษาปริญญาโทที่คอยให้คำแนะนำและเอาใจใส่มาด้วยดี ขอขอบคุณเพื่อนๆและรุ่นพี่ทุกท่านที่เป็นกำลังใจด้วยดีเสมอมา รวมทั้งความร่วมมืออันดีระหว่างสมาชิกในกลุ่ม จนสามารถลุล่วงโครงการและทำปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้ได้อย่างเสร็จสมบูรณ์

คณะผู้จัดทำ

นายนิสรล	อัปดุลลี
นายนิธิพนธ์	ศุภนิธินันท์
นายปฏิญญา	อินทะแสง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	I
ABSTRACT.....	II
สารบัญรูป.....	III
สารบัญตาราง.....	IV
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ.....	1
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ.....	1
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	2
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	2
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
2.1 ข้อมูลการใช้งานของหลอดชนิดต่างๆ ที่ใช้ในงานด้านตกแต่ง.....	3
2.2 คุณสมบัติและข้อมูลทางเทคนิคของหลอด LED K2.....	4
2.1.1 คุณสมบัติของหลอด LED K2.....	4
2.1.2 การประยุกต์ใช้งานของหลอด LED K2.....	4
2.3 ทฤษฎีและหลักการของวงจรทระดับแรงดันไฟฟ้า หรือวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	8
2.3.1 เงื่อนไขการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	8
2.3.2 หลักการทำงานของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	8
2.3.3 การหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	12
2.3.4 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออก.....	13
2.4 ทฤษฎีและหลักการทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์.....	14
2.4.1 กรณีโหมดกระแสต่อเนื่อง.....	16
2.4.2 กรณีโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง.....	22
2.4.3 สรุปการทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์.....	23
2.5 การควบคุม DC – DC Converter.....	24
2.5.1 การควบคุมวงจรแบบเปิด.....	24
2.5.2 การควบคุมวงจรแบบปิด.....	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
2.6 การทำงานของวงจรควบคุม.....	25
2.6.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน.....	25
2.6.2 วงจรควบคุมในโหมดกระแสต่อเนื่อง.....	26
2.7 ระบบควบคุมในแบบต่าง ๆ.....	27
2.7.1 ระบบควบคุมแบบสัดส่วน.....	27
2.7.2 ระบบควบคุมแบบปริพันธ์.....	30
2.7.3 การควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับปริพันธ์.....	32
บทที่ 3 การออกแบบ	
3.1 การออกแบบวงจร.....	35
3.1.1 การออกแบบวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์.....	35
3.1.1.1 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆภายใน วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ (ชนิดแรงดันคงที่).....	38
3.1.1.2 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆภายใน วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์(ชนิดกระแสคงที่).....	45
3.1.2 การออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	47
3.1.2.1 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆภายใน วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	49
3.2 การจำลองวงจรด้วยโปรแกรม Pspice.....	54
3.2.1 วงจรฟลายแบ็ค.....	54
3.2.2 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	56
บทที่ 4 การทดลองและผลการทดลอง	
4.1 ชุดแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	58
4.2 ชุดแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้วงจรฟลายแบ็ค (ชนิดแรงดันคงที่).....	63
4.3 ชุดแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้วงจรฟลายแบ็ค (ชนิดกระแสคงที่).....	66
บทที่ 5 สรุปผลการทดลองและวิจารณ์ผลการทดลอง	
5.1 สรุปผลการทดลอง.....	72
5.2 วิจารณ์ผลการทดลอง.....	72
5.3 ข้อเสนอแนะในการปรับปรุงเพิ่มเติม.....	73

ภาคผนวก

กิตติกรรมประกาศ

เอกสารอ้างอิง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

III
สารบัญญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงการประยุกต์ใช้งานของหลอด.....	4
2.2 แสดงตัวอย่างของหลอด LED K2.....	4
2.3 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	8
2.4 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส.....	9
2.5 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ.....	10
2.6 วงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส.....	10
2.7 รูปโครงสร้างวงจรมัลติ-บูสต์คอนเวอร์เตอร์ กับวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์.....	14
2.8 แสดง (ก) วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์, (ข) แทนวงจรมูลของหม้อแปลงไฟฟ้า ในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ (ค) วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ขณะนำกระแส (ง) วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ขณะไม่นำกระแส.....	16
2.9 รูปคลื่นกระแสและแรงดันไฟฟ้าของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์.....	18
2.10 ลักษณะกระแสไฟฟ้ามืดต่อเนื่องของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์.....	23
2.11 แสดงสัญญาณในการสร้างพัลส์.....	24
2.12 แสดงสัญญาณควบคุมพัลส์วิดท์มอดูเลชัน.....	24
2.13 โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส.....	25
2.14 โครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส.....	26
2.15 การกำหนดช่วงจำกัดของเอาท์พุท.....	28
2.16 การตอบสนองของคอนโทรลเลอร์แบบสัดส่วน.....	29
2.17 ระบบของการควบคุมแบบสัดส่วน.....	30
2.18 ลักษณะการตอบสนองของคอนโทรลเลอร์ แบบระบบควบคุมแบบปรีฟันท์.....	31
2.19 ระบบควบคุมแบบปรีฟันท์.....	31
2.20 แผนภาพบล็อกที่ประกอบด้วย การควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับปรีฟันท์.....	32
2.21 การตอบสนองของการควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับปรีฟันท์.....	32
3.1 แสดงวงจรฟลายแบ็กที่ควบคุมแรงดัน และมีวงจรป้อนกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลเลอร์.....	35

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.2 แสดงวงจรภายในของไอซี NCP1200.....	36
3.3 แสดงวงจรป้องกันกลับแบบออปโตคัปเปิลเลอร์.....	37
3.4 แสดงวงจรฟลายแบ็คที่ใช้ในการออกแบบ.....	38
3.5 แสดงรูปวงจรฟลายแบ็คที่ได้จากการคำนวณ.....	46
3.6 แสดงวงจรสมมูลของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	47
3.7 แสดงภายในของไอซี MC34063.....	48
3.8 แสดง Timing Diagram การทำงานของ MC34063.....	49
3.9 แสดงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ไอซี MC34063.....	49
3.10 แสดงการต่อสวิตช์ภายนอกของวงจรบูสต์ ที่ใช้ MC34063 เป็นตัวขับ.....	51
3.11 แสดงรูปวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการคำนวณ.....	54
3.12 แสดงวงจรฟลายแบ็ค จำลองด้วยโปรแกรม PSpice.....	54
3.13 แสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบ็ค.....	55
3.14 แสดงสัญญาณระลอกคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตของวงจรฟลายแบ็ค.....	55
3.15 แสดงรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของวงจรฟลายแบ็ค.....	55
3.16 แสดงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ จำลองด้วยโปรแกรม PSpice.....	56
3.17 แสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	56
3.18 แสดงสัญญาณระลอกคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุต ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	56
3.19 แสดงรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	57
4.1 แสดงการต่อหลอด LED K2 อนุกรมกัน 6 หลอด.....	58
4.2 แสดงรูปวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลองจริง.....	59
4.3 แสดงการนำวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ 2 วงจร มาต่อขนานกัน.....	59
4.4 แสดงลาย PCB ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	60
4.5 แสดงลาย PCB ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ 2 วงจร มาต่อขนานกัน.....	60
4.6 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ขณะตั้งกระแส 140mA.....	61
4.7 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและสัญญาณขับสวิตช์ ขณะตั้งกระแส 140mA.....	61
4.8 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ขณะตั้งกระแส 310mA.....	61
4.9 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและสัญญาณขับสวิตช์ ขณะตั้งกระแส 310mA.....	61

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับวิชาการเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.10 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ขณะตั้งกระแส 550mA.....	62
4.11 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและสัญญาณขับสวิตช์ ขณะตั้งกระแส 550mA.....	62
4.12 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ขณะตั้งกระแส 730mA.....	62
4.13 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและสัญญาณขับสวิตช์ ขณะตั้งกระแส 730mA.....	62
4.14 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ขณะตั้งกระแส 910mA.....	62
4.15 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและสัญญาณขับสวิตช์ ขณะตั้งกระแส 910mA.....	62
4.16 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ขณะตั้งกระแส 1100mA.....	63
4.17 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและสัญญาณขับสวิตช์ ขณะตั้งกระแส 1100mA.....	63
4.18 แสดงรูปวงจรถ่ายแบบคอนเวอร์เตอร์ (ชนิดแรงดันคงที่) ที่ใช้ในการทดลองจริง	64
4.19 แสดงลาย PCB ของวงจรถ่ายแบบคอนเวอร์เตอร์ (ชนิดแรงดันคงที่).....	64
4.20 แสดงสัญญาณกระแสขาออก 370 mA	64
4.21 แสดงสัญญาณขาเดรน-ซอร์สขณะตั้งกระแส 370 mA.....	64
4.22 แสดงสัญญาณกระแสขาออก 550 mA.....	65
4.23 แสดงสัญญาณขาเดรน-ซอร์สขณะตั้งกระแส 550 mA.....	65
4.24 แสดงสัญญาณกระแสขาออก 750 mA.....	65
4.25 แสดงสัญญาณขาเดรน-ซอร์สขณะตั้งกระแส 750 mA.....	65
4.26 แสดงสัญญาณกระแสขาออก 1200 mA.....	65
4.27 แสดงสัญญาณขาเดรน-ซอร์สขณะตั้งกระแส 1200 mA.....	65
4.28 แสดงสัญญาณกระแสขาออก 1500 mA.....	66
4.29 แสดงสัญญาณขาเดรน-ซอร์สขณะตั้งกระแส 1500 mA.....	66
4.30 แสดงรูปวงจรถ่ายแบบคอนเวอร์เตอร์ (ชนิดกระแสคงที่) ที่ใช้ในการทดลองจริง	67
4.31 แสดงลาย PCB ของวงจรถ่ายแบบคอนเวอร์เตอร์ (ชนิดกระแสคงที่).....	67
4.32 แสดงสัญญาณแรงดันคร่อมโหลดขณะต่อโหลด 2 โอห์ม.....	67
4.33 แสดงสัญญาณขาเดรน-ซอร์สขณะต่อโหลด 2 โอห์ม.....	67

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.34 แสดงสัญญาณแรงดันคร่อม R_{sense} ขณะต่อโหลด 2 โอห์ม.....	68
4.35 แสดงสัญญาณแรงดันคร่อมโหลดขณะต่อโหลด 3 โอห์ม.....	68
4.36 แสดงสัญญาณขาเดรน-ซอร์สขณะต่อโหลด 3 โอห์ม.....	68
4.37 แสดงสัญญาณแรงดันคร่อม R_{sense} ขณะต่อโหลด 3 โอห์ม.....	68
4.38 แสดงสัญญาณแรงดันคร่อมโหลดขณะต่อโหลด 3.9 โอห์ม.....	69
4.39 แสดงสัญญาณขาเดรน-ซอร์สขณะต่อโหลด 3.9 โอห์ม.....	69
4.40 แสดงสัญญาณแรงดันคร่อม R_{sense} ขณะต่อโหลด 3.9 โอห์ม.....	69
4.41 แสดงสัญญาณแรงดันคร่อมโหลดขณะต่อโหลด 5 โอห์ม.....	69
4.42 แสดงสัญญาณขาเดรน-ซอร์สขณะต่อโหลด 5 โอห์ม.....	69
4.43 แสดงสัญญาณแรงดันคร่อม R_{sense} ขณะต่อโหลด 5 โอห์ม.....	70



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

IV

สารบัญตาราง

ตารางที่

แบบ Absolute Maximum Rating สำหรับหลอดสีขาว.....	5
2.2 แสดงข้อมูลทางเทคนิคของหลอด LED K2	
แบบ Absolute Maximum Rating สำหรับหลอดสีแดง.....	5
2.3 แสดงข้อมูลทางเทคนิคของหลอด LED K2	
แบบ Absolute Maximum Rating สำหรับหลอดสีเขียว.....	5
2.4 แสดงค่าFlux ของหลอดสีแดง สีเขียว สีน้ำเงิน สีขาว.....	6
2.5 อัตราการขยายแรงดันของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	12
3.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของวงจรฟลายแบ็คที่ได้จากการคำนวณ.....	46
3.2 แสดงค่าพารามิเตอร์ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการคำนวณ.....	53
4.1 แสดงค่าการรักษาระดับแรงดันเมื่อจ่ายหลอด LED K2 ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ณ พิกัดที่ขับได้สูงสุด.....	59
4.2 แสดงประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ณ พิกัดที่แหล่งจ่ายขับได้สูงสุด 900 mA ที่ใช้วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ชนิดแรงดันคงที่เมื่อจ่ายหลอด LED K2.....	59
4.3 แสดงประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ณ พิกัดที่แหล่งจ่ายขับได้สูงสุด 1500 mA ที่ใช้วงจรฟลายแบ็คชนิดแรงดันคงที่เมื่อจ่ายหลอด LED K2.....	59
4.4 แสดงประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ณ พิกัดที่แหล่งจ่ายขับได้สูงสุด 1360 mA ที่ใช้วงจรฟลายแบ็คชนิดกระแสคงที่เมื่อจ่ายหลอด LED K2.....	59
5.1 ตารางเปรียบเทียบคุณสมบัติและประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ที่ใช้วงจรฟลายแบ็ค(ชนิดแรงดันและกระแสคงที่) และวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันหลอด LED กำลังสูง ได้ถูกพัฒนาขึ้นมาอย่างรวดเร็วและได้มีการนำมาใช้อย่างแพร่หลายทั้งในวงการแพทย์, ยานยนต์, โทรศัพท์, และคอมพิวเตอร์ โดยมีคุณสมบัติ คือ ฟลักซ์ส่องสว่างสูง, ประสิทธิภาพสูง, ไม่มีรังสีอัลตราไวโอเล็ต, อายุการใช้งานยาวนาน นอกจากนี้ LED ยังมีสีสันทที่สวยงาม สมจริงกว่าหลอดไฟชนิดอื่นๆ LED และได้ถูกพัฒนามาจนมีฟลักซ์ที่สูงกว่าในอดีตมาก โดย LED Luxeon K2 เป็นนวัตกรรมใหม่ล่าสุดของบริษัท Philips ซึ่งมีข้อดีดังนี้

- 1) ฟลักซ์ส่องสว่างมากกว่า 140 Lumens ที่อุณหภูมิสี 6500 K White
- 2) รับกระแสได้สูงถึง 1.5 A
- 3) มี Thermal resistance ต่ำสุดเพียง 9 °C/W

เนื่องจากหลอด LED Luxeon K2 รับกระแสได้สูงถึง 1.5 A ซึ่งเป็นกระแสที่สูงกว่าหลอด LED กำลังสูงในรุ่นก่อนๆ พอสมควร การใช้งานหลอดรุ่นนี้จึงต้องมีชุดขับที่มีฟลักซ์กำลังที่สูงตามไปด้วยโดยในท้องตลาดจะมีราคาที่ยังแพง ดังนั้นจึงต้องทำการสร้างชุดขับขึ้นมาใช้กับหลอด LED ชนิดนี้โดยใช้การลงทุนที่ต่ำกว่าในท้องตลาด จึงเป็นที่มาของโครงการนี้

1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

1. เพื่อให้เข้าใจหลักการของ LED กำลังสูง
2. เพื่อให้เข้าใจหลักการของวงจร Boost และ Flyback ซึ่งใช้เป็น Converter ในแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าให้ LED
3. เพื่อออกแบบและสร้างชุดขับ AC/DC สำหรับ LED Luxeon K2 ให้มีขนาดเล็ก ลงทุนต่ำ และมีประสิทธิภาพในการใช้งาน

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดในการวิจัย

การสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า AC/DC สำหรับ LED Luxeon K2 ในครั้งนี้จะทำการสร้าง 2 ชุด ด้วยกันคือ

- 1) ชุดที่ใช้วงจร Boost Converter
 - อินพุตแรงดันกระแสตรง 12 V
 - เอาท์พุตแรงดันกระแสตรง 24 V อย่างต่ำ กระแส 0 – 1500 mA
- 2) ชุดที่ใช้วงจร Flyback Converter
 - อินพุตแรงดันกระแสตรง 310 V
 - เอาท์พุตแรงดันกระแสตรง 24 V อย่างต่ำ กระแส 0 – 1500 mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ขอบเขตการทำงานจะแบ่งออกเป็น 4 ส่วนใหญ่ๆ ดังนี้

ส่วนที่ 1 เป็นการศึกษาเกี่ยวกับวงจร Boost และ Flyback เพื่อใช้เป็น Converter ในการสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า AC/DC สำหรับ LED Luxeon K2 โดยศึกษาในเรื่องการทำงาน คุณสมบัติ รวมทั้งข้อดีข้อเสียต่างๆ ของ วงจรทั้ง 2 อย่างละเอียด

ส่วนที่ 2 คือการออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า AC/DC สำหรับ LED Luxeon K2 โดยออกแบบให้มีคุณสมบัติดังนี้

- 1) ควบคุมกระแสขาออก 0 – 1500 mA
- 2) แหล่งจ่ายไฟมีพิกัดกำลังไฟฟ้าประมาณ 45 W
- 3) สามารถรองรับ LED Luxeon K2 ได้ 6 หลอด

ส่วนที่ 3 สร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า AC/DC สำหรับ LED Luxeon K2 ทั้ง 2 ชุด

ส่วนที่ 4 ปรับปรุงแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า AC/DC สำหรับ LED Luxeon K2 ให้มีขนาดเล็ก ลงทุนต่ำและมีประสิทธิภาพในการใช้งาน

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1. ศึกษาข้อมูล หลักการทำงาน ของหลอด LED Luxeon K2
2. ศึกษาการทำงานของวงจร Boost และ Flyback converter อย่างละเอียด
3. ออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า AC/DC สำหรับ LED Luxeon K2 โดยใช้โปรแกรม Pspice ในการ Simulation
4. ทำการสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า AC/DC สำหรับ LED Luxeon K2 โดยใช้วงจร Boost และ Flyback เป็น Converter ในแหล่งจ่ายแต่ละชุด
5. ทำการปรับปรุงแก้ไขแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า AC/DC สำหรับ LED Luxeon K2 ให้ได้ประสิทธิภาพดีขึ้น

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เพื่อนำเสนอ LED Luxeon K2 ซึ่งเป็นเทคโนโลยีใหม่ ที่เน้นความสวยงามและประหยัดพลังงาน
2. มีความรู้และความเข้าใจในทฤษฎีของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า AC/DC สำหรับ LED Luxeon K2
3. มีความรู้และความเข้าใจในการออกแบบวงจรควบคุมแรงดันขาออก
4. สามารถนำความรู้ไปประยุกต์ใช้ในด้าน การออกแบบแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า AC/DC สำหรับ LED Luxeon K2 หรือหลอดไฟชนิดอื่นๆ
5. สามารถสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า AC/DC สำหรับ LED Luxeon K2 ได้

บทที่ 2

ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

2.1 ข้อมูลการใช้งานของหลอดชนิดต่าง ๆ ที่ใช้ในงานด้านตกแต่ง

หลอดอินแคนเดสเซนต์แบ่งออกเป็น 2 กลุ่ม คือกลุ่มหลอดไส้และกลุ่มหลอดทังสเตนฮาโลเจน โดยหลอดไส้จะมีลักษณะเด่นในการให้แสงสีเหลืองอมส้ม สีของวัสดุภายในหลอดจะไม่ผิดเพี้ยนจากสีจริง วัตถุที่มีสีเหลืองหรือแดงจะถูกขับให้เด่นมากขึ้นเมื่อใช้แสงจากหลอดชนิดนี้ เช่น ไม้ธรรมชาติสีน้ำตาลอมแดงในบ้านไม้โบราณ ช่วยขับสีส้มของอาหารให้น่ารับประทานมากขึ้น เหมาะสำหรับการให้แสงใช้เพื่อการจัดแสดงต่างๆ ตามพิพิธภัณฑ์แต่อาจมีปัญหาเรื่องความร้อน อายุการใช้งานสั้นแต่ประสิทธิภาพต่ำ เพราะวาล์วส่วนใหญ่สูญเสียไปในรูปของพลังงานความร้อนที่เผาไส้หลอด แต่ก็สามารถปรับหรือแสงได้และราคาถูกสามารถแบ่งได้ดังนี้

หลอดแก้วสีฟ้า เป็นหลอดไส้ทรงธรรมดาที่มีกระเปาะแก้วสีฟ้าอ่อน แสงที่ได้จะใกล้เคียงกับธรรมชาติ จึงนิยมใช้ในการเทียบสี หรือใช้ในการสร้างสรรค์ศิลปะ งานหัตถกรรมและเหมาะกับการอ่านหนังสือ

หลอดไส้กระเปาะสี มีตั้งแต่กระเปาะสีเข้มสดไปถึงกระเปาะสีอ่อน มักนำมาใช้เพื่อสร้างบรรยากาศสนุกสนานตื่นเต้นเร้าใจ ใช้ในการตกแต่งสถานที่ มีให้เลือกใช้หลายสี เช่น สีแดง สีเขียว สีน้ำเงิน เป็นต้น

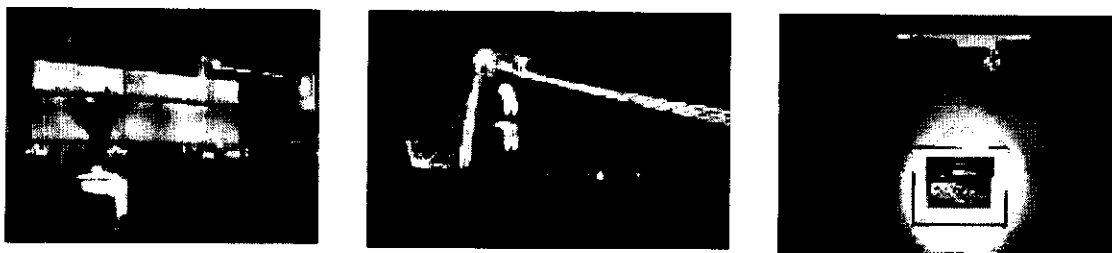
หลอดแสงนวล เป็นหลอดไส้ที่ภายในกระเปาะเคลือบสีอ่อน เช่น สีชมพูหรือสีส้มอ่อน มีลักษณะเป็นรูปหลอดทรงที (T) ให้แสงที่นุ่มนวล สีเหลืองอมชมพูหรืออมส้มนำมาใช้กับโคมไฟตั้งโต๊ะ หรือโคมส่องลงเพื่อต้องการแสงที่นวลตา

หลอดคริปตอน เป็นหลอดที่ไส้หลอดที่เติมก๊าซคริปตอนลงไป เพื่อให้แสงสว่างมากกว่า และแสงมีสีขาวนวลมากกว่าหลอดไส้ธรรมดาเล็กน้อย กระเปาะแก้วผิวที่ผ่านการเคลือบเป็นอย่างดีจะช่วยให้แสงสม่ำเสมอและลดแสงแยงตาสามารถใช้แทนหลอดไส้ธรรมดาได้เพราะมีกำลังไฟฟ้าใกล้เคียงกัน

หลอดทรงลูกแพร์ เป็นหลอดไส้ขนาดเล็กคล้ายลูกแพร์ เหมาะสำหรับใช้ในงานด้านตกแต่งเป็นไฟตกแต่งฝ้าเพดาน ผับและใช้กับโคมตั้งพื้น

หลอดปิงปอง มีขนาดเล็กกว่าหลอดไส้ธรรมดา นิยมติดตั้งหลอดปิงปองเป็นแนวต่อรอบกระจกแต่งหน้าหรือซ่อนหลอดไฟเป็นระยะรอบกระจกแต่งหน้า เพราะว่าหลอดชนิดนี้มีกระเปาะเป็นผ้าที่มีแสงนวลตากว่า มักนำมาใช้เมื่อไม่ต้องการเห็นเงาคมชัดหรือมองเห็นตัวหลอด

หลอดนีออนได้รับการพัฒนาขึ้นเพื่อใช้เป็นสื่อทางการออกแบบศิลปะ ด้วยคุณสมบัติที่ให้แสงที่สดใส การบำรุงรักษาต่ำ มีให้เลือกสีส้มมากมาย มีปริมาณแสงประมาณ 500 ลูเมนต่อฟุต หลอดนีออนสามารถปรับหรือแสงได้เมื่อใช้กับชุดอุปกรณ์ปรับหรือแสงสว่างหลอดนีออนสามารถให้แสงสีขาวได้ทั้งวอร์มไวท์ ขาวหิมะ ขาวธรรมดาและขาวสดใส



รูปที่ 2.1 แสดงการประยุกต์ใช้งานของหลอด LED K2

2.2 คุณสมบัติและข้อมูลทางเทคนิคของหลอด LED K2

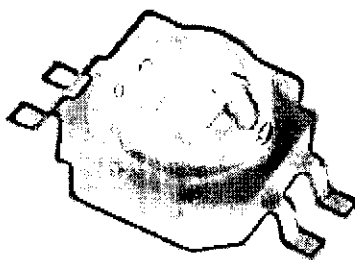
หลอด LED K2 นั้นเป็นเทคโนโลยีใหม่ที่จะมาแทนที่หลอดอื่นๆ ที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน เพราะคุณสมบัติที่สามารถช่วยประหยัดพลังงานได้เป็นอย่างดีและมีประสิทธิภาพสูง

2.2.1 คุณสมบัติของหลอด LED K2

1. มีฟลักซ์ส่องสว่างต่อหลอดสูงกว่าหลอด LED ทั่วไป
2. มีอายุการใช้งานของหลอดโดยเฉลี่ยประมาณ 70,000 ชั่วโมง (8 ปี โดยใช้งานวันละ 24 ชั่วโมง)
3. มีประสิทธิภาพของพลังงานมากกว่าหลอดไส้ และหลอดฮาโลเจน
4. ใช้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงต่ำในการทำงาน
5. ลำแสงที่ออกมาจากหลอด LED กำลังสูงจะเย็นไม่ร้อนเหมือนหลอดไส้และหลอดฮาโลเจน
6. ไม่มีรังสีอัลตราไวโอเล็ต
7. มีให้เลือกใช้หลายสี เช่น สีแดง เขียว น้ำเงิน อัมพัน ขาว เป็นต้น

2.2.2 การประยุกต์ใช้งานของหลอด LED K2

1. ทางด้านการแพทย์มีการนำหลอด LED K2 มาใช้ในการให้แสงสว่างในการผ่าตัด
2. ทางด้านยานยนต์มีการนำหลอด LED K2 มาใช้แทนหลอดธรรมดาซึ่งจะให้ความสว่างที่มากกว่าและมีความสวยงามมากกว่าหลอดทั่วๆ ไป
3. ทางด้านการตกแต่งภายนอกและภายในอาคาร สถานที่ต่างๆ เพื่อเพิ่มความสวยงาม
4. หลอดไฟใช้งานทั่วๆ ไป
5. จอ LCD และป้ายแสดงข้อความต่างๆ
6. หลอดไฟจราจร ไฟตามทางรถไฟ



รูปที่ 2.2 แสดงตัวอย่างของหลอด LED K2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.1 แสดงข้อมูลทางเทคนิคของหลอด LED K2 แบบ Absolute Maximum Rating สำหรับหลอดสีขาว

Parameter	Symbol	Rating	Unit
DC forward current	I_f	1500	mA
Peak pulse current	I_{pulse}	1500	mA
Average forward current	I_{avg}	1500	mA
Storage Temperature	T_{stg}	185	$^{\circ}C$
LED Junction Temperature	T_j	150	$^{\circ}C$

ตารางที่ 2.2 แสดงข้อมูลทางเทคนิคของหลอด LED K2 แบบ Absolute Maximum Rating สำหรับหลอดสีแดง

Parameter	Symbol	Rating	Unit
DC forward current	I_f	1500	mA
Peak pulse current	I_{pulse}	1500	mA
Average forward current	V_r	1500	mA
Storage Temperature	T_{stg}	185	$^{\circ}C$
LED Junction Temperature	T_j	185	$^{\circ}C$

ตารางที่ 2.3 แสดงข้อมูลทางเทคนิคของหลอด LED K2 แบบ Absolute Maximum Rating สำหรับหลอดสีเขียว

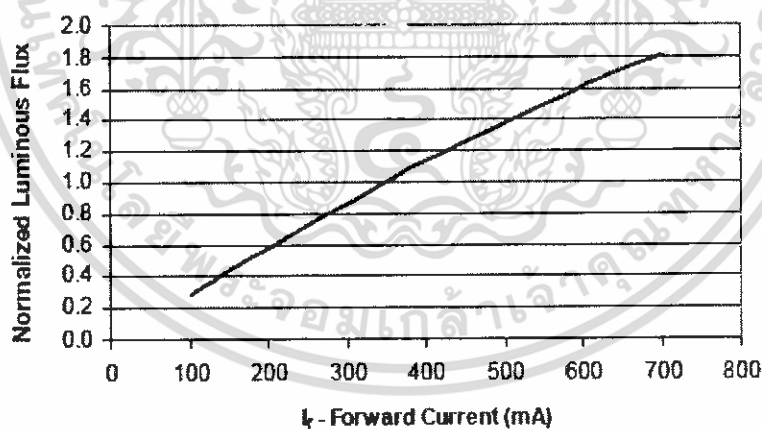
Parameter	Symbol	Rating	Unit
DC forward current	I_f	700	mA
Peak pulse current	I_{pulse}	700	mA
Average forward current	V_r	700	mA
Storage Temperature	T_{stg}	185	$^{\circ}C$
LED Junction Temperature	T_j	150	$^{\circ}C$

จากข้อมูลในตารางที่ 2.1, 2.2 และ 2.3 จะพบว่าหลอด LED K2 นั้นถูกพัฒนาให้ Junction Temperature มีค่าสูงขึ้นโดยหลอดสีขาวจะมีพิกัดอยู่ที่ $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ หลอดสีแดงมีพิกัดอยู่ที่ $185\text{ }^{\circ}\text{C}$ และหลอดสีแดงมีพิกัดอยู่ที่ $150\text{ }^{\circ}\text{C}$ ซึ่งมีข้อดีคือหลอด LED K2 สามารถทำงานได้ในสภาวะที่มีอุณหภูมิสูงกว่าหลอด LED กำลังสูงรุ่นก่อนๆ นอกจากนี้หลอดสีขาวและหลอดสีแดงยังสามารถทนกระแสได้สูงถึง 1500 mA ซึ่งเป็นกระแสที่ค่อนข้างสูง เมื่อเทียบกับ หลอด LED รุ่นก่อนหน้า

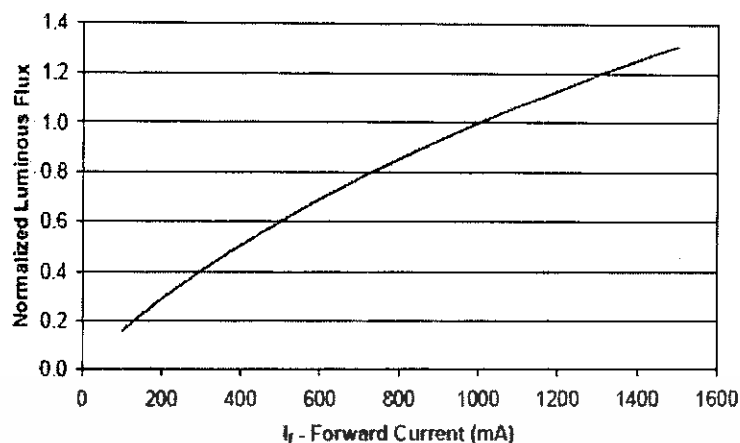
ตารางที่ 2.4 แสดงค่าฟลักซ์ของหลอดสีแดง สีเขียว สีน้ำเงิน สีขาว

LED item	color	Flux (lm)		
		Min	Typical	Max
LED K2	Green	87.4	100	-
	Blue	30.6	35	-
	Red	51.7	60	-
	White	113.6	120	-

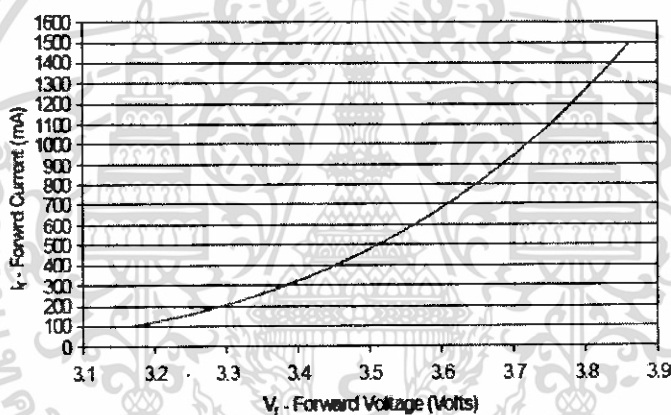
กราฟแสดงคุณสมบัติของหลอด LED K2



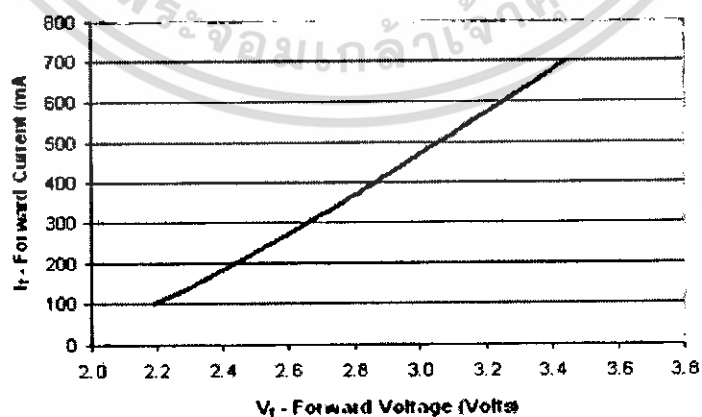
กราฟที่ 2.1 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Luminous flux กับ forward current สำหรับหลอดสีขาวและสีเขียว



กราฟที่ 2.2 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Luminous flux กับ forward current สำหรับหลอดสีแดง



กราฟที่ 2.3 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Forward current กับ Forward voltage สำหรับหลอดสีขาว และสีเขียว



กราฟที่ 2.4 แสดงความสัมพันธ์ระหว่าง Forward current กับ Forward voltage สำหรับหลอดสีแดง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อพิจารณาจากตารางแสดงค่าฟลักซ์ของหลอด LED K2 สีต่างๆ และกราฟที่แสดงคุณสมบัติระหว่าง Luminous flux กับ forward current ของหลอดแต่ละสีจะพบว่าเมื่อจ่ายกระแสให้กับหลอดมากขึ้นเท่าใดค่า Luminous flux ก็ยังมีค่าสูงตามขึ้นไปด้วย แสดงให้เห็นว่าหลอด LED K2 ที่สามารถทนกระแสที่มีค่าสูงๆ ได้ ก็จะสามารถให้แสงสว่างที่มากตามไปด้วย

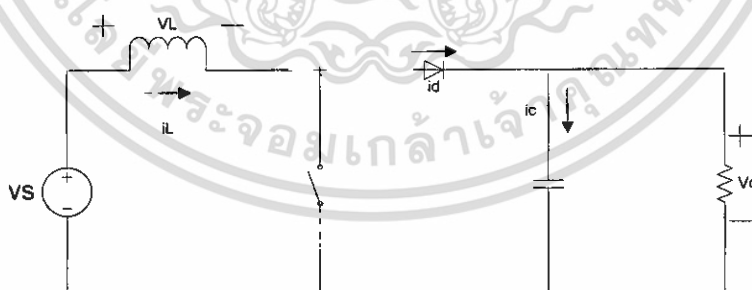
2.3 ทฤษฎีและหลักการของวงจรบัสระดับแรงดันไฟฟ้าหรือวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์

วงจรบัสระดับแรงดันไฟฟ้า หรือวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ คือ วงจรที่ทำการเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกให้สูงกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ที่เรียกว่วงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ก็เพราะแรงดันไฟฟ้าด้านออกสูงกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้านั่นเอง

2.3.1 เงื่อนไขการทำงานของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์ ในช่วงสภาวะอยู่ตัว จะทำการกำหนดเงื่อนไขในการทำงานของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์ดังนี้

1. กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ณ ตำแหน่งเดียวกันในแต่ละคาบ จะมีค่าเท่ากัน และมีค่าเป็นบวกเสมอ
2. แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์ หมายถึงผลรวมของผลคูณระหว่างแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำกับเวลา ในแต่ละคาบจะเท่ากับศูนย์
3. ตัวเก็บประจุมีขนาดใหญ่ทำให้แรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าคงที่
4. กำลังไฟฟ้าด้านเข้าเท่ากับกำลังไฟฟ้าด้านออก กรณีนี้ไม่คำนึงถึงการสูญเสียเนื่องจากการทำงานของวงจร โดยกำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นอุดมคติ ทำให้สามารถสรุปได้ว่าประสิทธิภาพของวงจรเป็นหนึ่งร้อยเปอร์เซ็นต์



รูปที่ 2.3 แสดงวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์

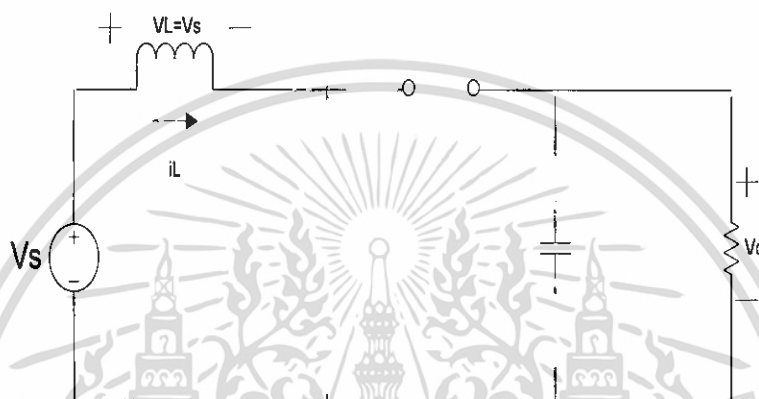
2.3.2 หลักการทำงานของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์

หลักการทำงานของวงจรบัสคอนเวอร์เตอร์เพื่อจะให้ได้แรงดันไฟฟ้าด้านออกตามต้องการ โดยจะเริ่มต้นจากข้อกำหนดที่ว่า แรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละ

คาบเวลาจะเท่ากับศูนย์ ซึ่งจะสามารถหากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้โดยการวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมด ทั้งนี้การทำงานต้องอยู่ในช่วงสภาวะอยู่ตัว ดังนี้

ขณะสวิตช์นำกระแส

จากรูปที่ 2.4 กระแสไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ โดยผ่านสวิตช์ ในขณะที่ไดโอดจะถูกไบอัสย้อนกลับ จากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ



รูปที่ 2.4 แสดงวงจรสมมูลเมื่อสวิตช์นำกระแส

$$-V_s + v_L = 0 \quad (2.1)$$

$$v_L = V_s = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.2)$$

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

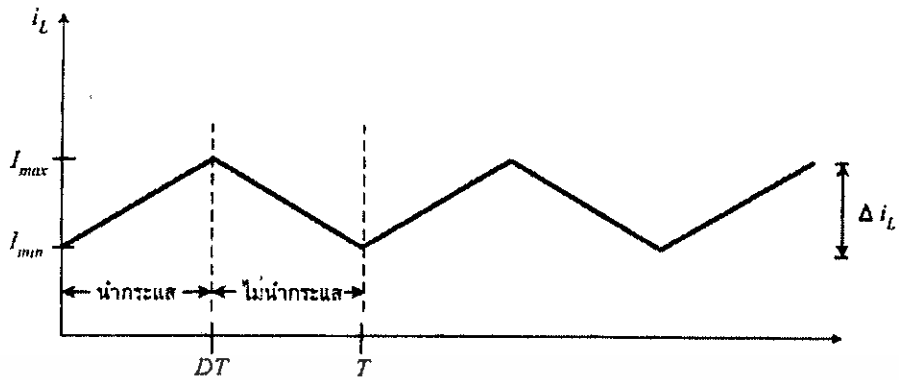
ขณะที่สวิตช์นำกระแส $dt = DT$ อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ จะมีค่าเพิ่มขึ้นด้วยอัตราคงที่และถือว่าการเพิ่มของกระแสเป็นเชิงเส้น ทำให้สามารถคำนวณได้จาก

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_s}{L} \quad (2.3)$$

$$\Delta i_{L,on} = \frac{V_s DT}{L} \quad (2.4)$$

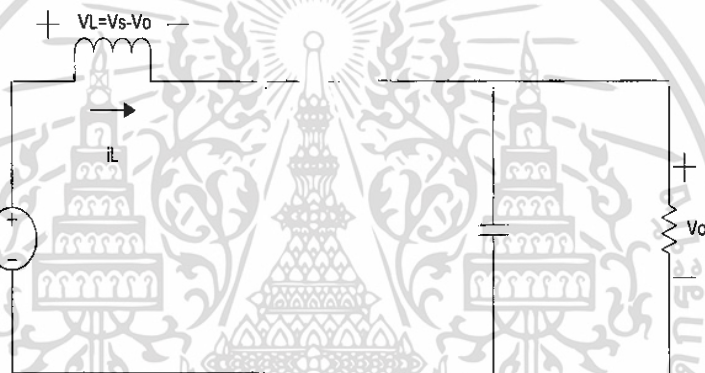
$\Delta i_{L,on}$ คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในขณะที่สวิตช์นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.5 แสดงกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส



รูปที่ 2.6 แสดงวงจรสมมูลเมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส กระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงทันทีทันใดไม่ได้ ไดโอดจะถูกไบอัสไปหน้าทำให้นำกระแส ซึ่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะไหลอย่างต่อเนื่อง สมมติให้แรงดันไฟฟ้าต้านออกคงที่และจากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำดังนี้

$$-V_s + v_L + V_o = 0 \quad (2.5)$$

$$v_L = V_s - V_o$$

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

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_L}{(1-D)T} = \frac{V_s - V_o}{L} \quad (2.6)$$

ขณะที่สวิตช์ไม่นำกระแส $dt = (1 - D)T$ อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะลดลงด้วยอัตราคงที่ โดยอาจจะถือได้ว่าการลดลงของกระแสเป็นเชิงเส้น ดังแสดงในรูปที่ 2.5 ทำให้สามารถคำนวณได้จากสมการที่ 2.7

$$\Delta i_{L,off} = \left(\frac{V_s - V_o}{L} \right) (1 - D)T \quad (2.7)$$

ที่สภาวะอยู่ตัว การเปลี่ยนแปลงของกระแสสุทธิที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับศูนย์ จากสมการที่ 2.4 และสมการที่ 2.5 จะได้ว่า

$$\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0 \quad (2.8)$$

$$\left(\frac{V_s}{L} \right) DT + \frac{(V_s - V_o)(1 - D)T}{L} = 0 \quad (2.9)$$

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

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

$$\frac{V_o}{V_s} = \left(\frac{1}{1 - D} \right) \quad (2.10)$$

จากการหาความสัมพันธ์ ของอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่เรียกว่า อัตราการขยายแรงดัน สามารถหาได้โดยวิธีง่าย ๆ โดยใช้สมการแรงดันไฟฟ้าเฉลี่ยตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในแต่ละคาบซึ่งจะมีค่าเท่ากับศูนย์ และได้ผลเช่นเดียวกับสมการที่ (2.10) ดังนี้

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

จากสมการที่ (2.2)

$$v_{L,on} = V_s$$

และจากสมการที่ (2.5)

$$v_{L,off} = V_s - V_o$$

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

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

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

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

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การได้มาของสมการอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า ดังแสดงในสมการที่ (2.10) หรือ (2.11) แท้จริงแล้วมีหลักการทำงานอันเดียวกัน ทำให้สามารถคำนวณอัตราส่วนของแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าได้จากการปรับค่า D ดังแสดงในตารางที่ 2.5

ตารางที่ 2.5 แสดงอัตราการขยายแรงดันของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์

Duty ratio (D)	อัตราการขยายแรงดัน (Voltage gain: V_o/V_s)
0.0	1.00
0.1	1.10
0.2	1.25
0.3	1.43
0.4	1.67
0.5	2.00
0.6	2.50
0.7	3.53
0.8	5.00
0.9	10.00
1.0	Infinity

2.3.3 การหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุดของวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์

สมมติการสูญเสียในวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์เป็นศูนย์ กำลังที่จ่ายจากแหล่งจ่ายกำลังจะเท่ากับกำลังที่โหลดได้รับเงื่อนไขจะได้

$$P_s = P_o = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.12)$$

$$P_s = V_s I_s = V_s I_L \quad (2.13)$$

$$V_s I_L = \frac{V_o^2}{R}$$

$$V_o = V_s \left(\frac{1}{1-D} \right) \quad (2.14)$$

$$V_s I_L R = \left(\frac{V_s^2}{(1-D)^2} \right) \quad (2.15)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$I_L = \frac{V_s}{R(1-D)^2} \quad (2.16)$$

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดหาได้จากการรวมค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยกับค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในช่วงเวลาขณะที่สวิตช์นำกระแส ดังในสมการที่ 2.4

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

ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุดและต่ำสุดคือ

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

$$I_{L,max} = \frac{V_s}{R(1-D)^2} + \frac{1}{2} \left(\frac{V_s}{L} DT \right) \quad (2.17)$$

$$I_{L,min} = \frac{V_s}{R(1-D)^2} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_s}{L} DT \right) \quad (2.18)$$

สมมติให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเป็นแบบต่อเนื่อง และมีค่าเป็นบวกเสมอ ดังนั้นค่าความเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด ที่ทำให้วงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ทำงานได้ในขอบเขตระหว่างโหมดกระแสต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องคือการกำหนดให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์

$$I_{L,min} = \frac{V_s}{R(1-D)^2} - \frac{1}{2} \left(\frac{V_s}{L} DT \right) = 0 \quad (2.19)$$

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

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (2.20)$$

การปรับค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด จากสมการที่ 20 สามารถทำได้โดยการปรับที่ค่า D ความต้านทานโหลด R หรือค่าความถี่สวิตซ์ f

2.3.4 ค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้านำออก

การที่มีตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่จะสามารถรักษาให้แรงดันไฟฟ้านำออกคงที่ แต่ในทางปฏิบัติที่ไม่สามารถเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่มากๆ ได้เนื่องจากใช้ราคาแพง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

และใช้พื้นที่มาก จึงเลือกใช้ตัวเก็บประจุที่มีขนาดเหมาะสม และค่าระลอกคลื่นอยู่ในระดับที่ยอมรับได้

การคำนวณหาค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าต้านออกจากยอดถึงยอด ซึ่งหาได้จากกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุ

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

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

$$t_{on} = DT$$

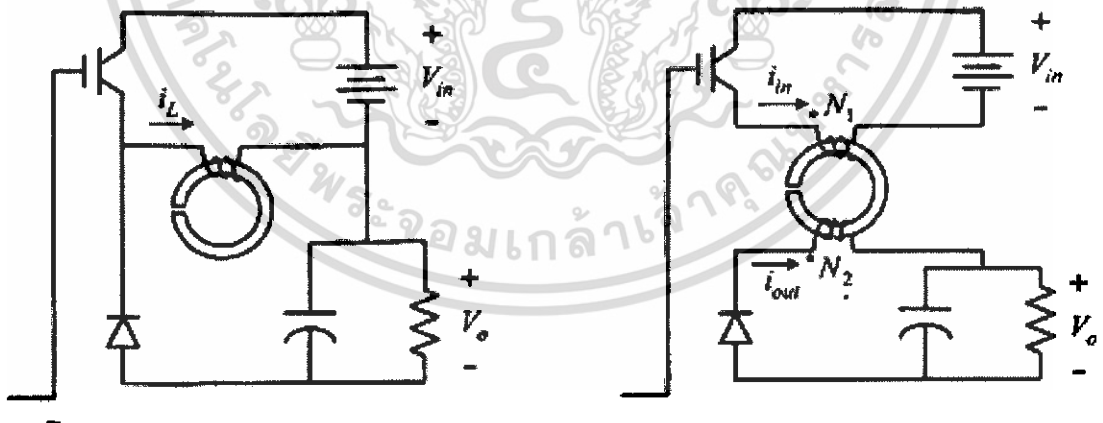
$$\Delta V_o = \frac{I_o \Delta t_{on}}{C} = \frac{V_o DT}{RC}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT}{RC} \tag{2.21}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf} \tag{2.22}$$

เมื่อจะลดอัตราระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าต้านออก จะทำได้โดยการลดค่า D หรือการเพิ่มค่าความต้านทานโหลด ค่าตัวเก็บประจุ หรือค่าความถี่สวิตซ์ให้สูงขึ้น

2.4 ทฤษฎีและหลักการทำงานของวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์



(ก) วงจรบัค-บูสต์คอนเวอร์เตอร์

(ข) วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์

รูปที่ 2.7 แสดงรูปโครงสร้างวงจรบัค-บูสต์คอนเวอร์เตอร์ กับวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์

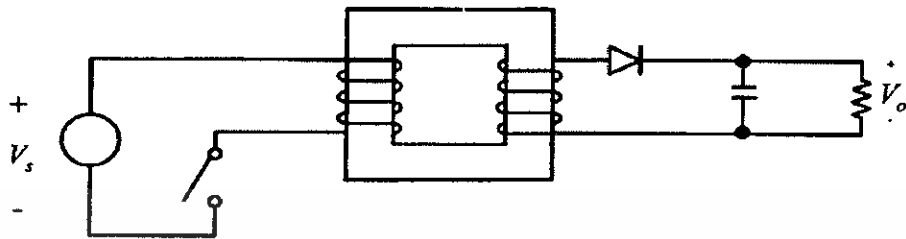
วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์จัดอยู่ในประเภทการป้อนแบบแรงดันไฟฟ้า (Voltage fed) โดยมีรูปโครงสร้างของวงจรบิก-บูสต์คอนเวอร์เตอร์กับวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ ในรูปที่ 2.7

รูปแบบของวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ และวงจรสมมูลที่ใช้ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจรแสดงในรูปที่ 2.8(ก) และ 2.8(ข) ตามลำดับ และเพื่อง่ายต่อการวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจร จะกำหนดเงื่อนไขของการวิเคราะห์ดังต่อไปนี้

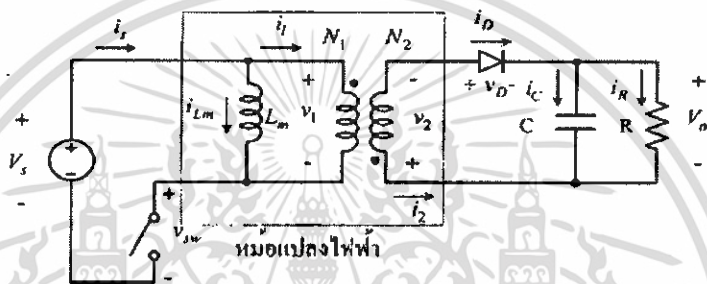
1. อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังทั้งหมด เช่น สวิตช์และไดโอด จะถือว่าเป็นอุดมคติ
2. วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้า จะถือว่าเป็นอุดมคติคือไม่มีตัวเหนี่ยวนำรั่ว (leakage Inductance) แต่จะมีค่าตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (magnetizing inductor: L_m) ขนาดขึ้นอยู่กับขดลวดด้านปฐมภูมิ (N_p) เท่านั้น
3. ตัวเก็บประจุด้านออกจะมีขนาดใหญ่มาก จนถือได้ว่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรมีค่าคงที่
4. พิจารณาวงจรขณะทำงานในสภาวะคงตัวเท่านั้น ซึ่งหมายถึง แรงดันและกระแสไฟฟ้าจะเป็นสัญญาณรายคาบ
5. ค่าดีวตีไซเคิล (duty cycle) ของสวิตช์ D จะมีช่วงเวลานำกระแสเท่ากับ DT และมีช่วงเวลานำไม่นำกระแสเท่ากับ (1-D) T

สำหรับการทำงานของวงจรฟลายแบ็คจะคล้ายกับการทำงานของวงจรบิก-บูสต์ โดยตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (L_m) จะสะสมพลังงานขณะสวิตช์ และจะคายพลังงานไปยังโหลดขณะสวิตช์ไม่นำกระแส การวิเคราะห์การทำงานของวงจรจะพิจารณาการทำงานของสวิตช์ทั้งสองสถานะดังต่อไปนี้

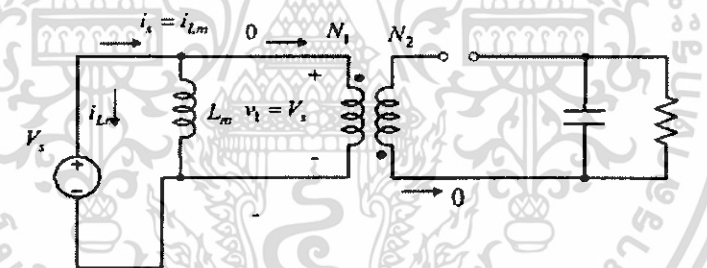
2.4.1 กรณีโหมตกระแสต่อเนื่อง
 การวิเคราะห์กรณีสวิตช์นำกระแส



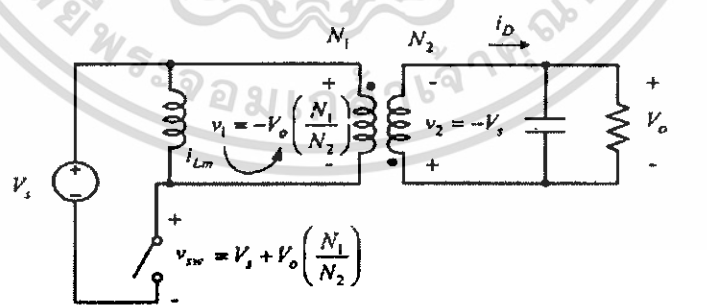
(ก)



(ข)



(ค)



(ง)

รูปที่ 2.8 (ก) วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ (ข) แทนวงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าใน
 วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ (ค) วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ขณะนำกระแส
 (ง) วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ขณะไม่นำกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาด้านเข้าของหม้อแปลงไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 2.8(ค)

$$v_1 = V_s = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \tag{2.23}$$

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{Lm}}{DT} = \frac{V_s}{L_m} \tag{2.24}$$

การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้า จะเท่ากับ

$$(\Delta i_{Lm})_{closed} = \frac{V_s DT}{L_m} \tag{2.25}$$

พิจารณาด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า

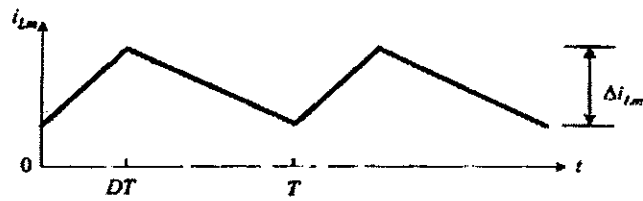
$$v_2 = v_1 \left(\frac{N_2}{N_1} \right) = V_s \left(\frac{N_2}{N_1} \right) \tag{2.26}$$

$$v_s = -V_o - V_s \left(\frac{N_2}{N_1} \right) < 0 \tag{2.27}$$

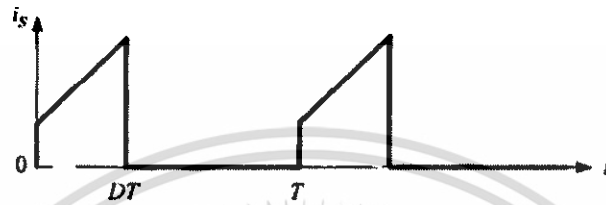
$$\begin{aligned} i_2 &= 0 \\ i_1 &= 0 \end{aligned} \tag{2.28}$$

พิจารณาด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า เนื่องจากไดโอดไม่นำกระแสเป็นผลทำให้ กระแสไฟฟ้าด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (i_2) มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งหมายถึงกระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (i_1) ก็มีค่าเท่ากับศูนย์เช่นกัน ในขณะที่ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าสวิตช์กำลังนำกระแส เป็นผลทำให้เกิดกระแสทำแม่เหล็กสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (L_m) เท่านั้น ซึ่งในทางอุดมคติจะถือว่ากระแสไฟฟ้าทำแม่เหล็กมีค่าน้อยมาก จนถึงได้ว่ากระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้ามีค่าเป็นศูนย์เช่นกัน อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติกระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าจะมีค่าเพิ่มขึ้น แต่กระแสไฟฟ้าด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าจะมีค่าเท่ากับศูนย์

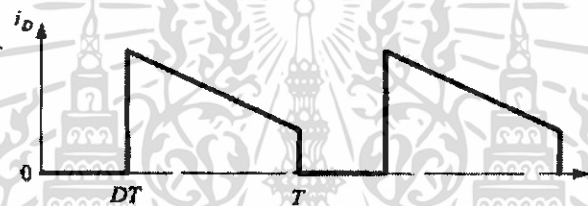
73009



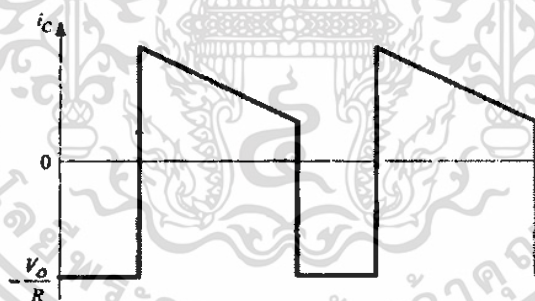
(ก)



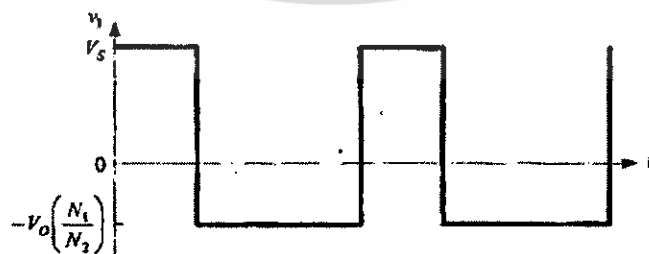
(ข)



(ค)



(ง)



(จ)

รูปที่ 2.9 แสดงรูปคลื่นกระแสและแรงดันไฟฟ้าของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การวิเคราะห์กรณีสวิตช์ไม่นำกระแส

รูปที่ 2.8(ง) เป็นวงจรฟลายแบ็คกรณีสวิตช์ไม่นำกระแส เมื่อสวิตช์เปลี่ยนสถานะจากนำกระแสมาเป็นไม่นำกระแส กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กจะไม่สามารถเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดได้ เป็นผลทำให้ยังคงมีกระแสไหลผ่านขดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้าอยู่โดยกระแสไฟฟ้า (i_{Lm}) จะไหลเข้าจุดที่ไม่มีขั้ว(undotted) ด้านขดลวดปฐมภูมิ และกระแสไฟฟ้านด้านทุติยภูมิจะไหลออกจากจุดที่ไม่มีขั้วและแรงดันไฟฟ้าจะเป็นบวก ณ จุดที่ไม่มีขั้วเช่นกัน ซึ่งจะทำให้ไดโอดได้รับไบอัสตรงและนำกระแส แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออกมีค่าคงที่เท่ากับ V_o ทำให้เกิดแรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับที่เกิดจากตัวเหนี่ยวนำ L_m ด้านขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ $-V_o$ ซึ่งจะมีค่าเท่ากับ

$$v_1 = -V_o \frac{N_1}{N_2} \quad (2.29)$$

แรงดันและกระแสไฟฟ้าขณะสวิตช์ไม่นำกระแสจะมีค่าเท่ากับ

$$v_2 = -V_o \quad (2.30)$$

$$v_1 = v_2 \frac{N_1}{N_2} = -V_o \frac{N_1}{N_2}$$

$$L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = v_1 = -V_o \frac{N_1}{N_2} \quad (2.31)$$

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{\Delta t} = \frac{\Delta i_{Lm}}{(1-D)T} = -\frac{V_o}{L_m} \cdot \frac{N_1}{N_2}$$

การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กของหม้อแปลงไฟฟ้าจะเท่ากับ

$$(\Delta i_{Lm})_{opened} = \frac{-V_o(1-D)T}{L_m} \cdot \frac{N_1}{N_2} \quad (2.32)$$

เนื่องจากค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_m จะต้องมีความเท่ากับศูนย์ ดังนั้นสมการ (2.25) และ (2.32) จะได้

$$(\Delta i_{Lm})_{closed} + (\Delta i_{Lm})_{opened} = 0$$

$$\left(\frac{V_s DT}{L_m} \right) - \left(\frac{V_o(1-D)T}{L_m} \cdot \frac{N_1}{N_2} \right) = 0$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จะได้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านออกเท่ากับ

$$V_o = V_s \cdot \frac{D}{1-D} \cdot \frac{N_2}{N_1} \quad (2.33)$$

จากสมการที่ (2.33) จะสังเกตเห็นได้ว่าความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกจะคล้ายกับกรณีวงจรบัก-บูสต์ แตกต่างกันแค่เพียง ในวงจรฟลายแบ็คมีการเพิ่มอัตราส่วนของหม้อแปลงไฟฟ้า (transformer ratio) เท่านั้น

สำหรับค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านไดโอดด้านออก ตัวเก็บประจุด้านออก และแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมสวิตช์จะสามารถหาได้ดังนี้

$$i_D = -i_1 \left(\frac{N_1}{N_2} \right) = i_{Lm} \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \quad (2.34)$$

$$v_{sw} = V_s - v_1 = V_s + V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \quad (2.35)$$

$$i_R = \frac{V_o}{R} \quad (2.36)$$

$$i_C = i_D - i_R = i_{Lm} \left(\frac{N_1}{N_2} \right) - \frac{V_o}{R} \quad (2.37)$$

พิจารณาสมการที่ (2.35) จะเห็นได้ว่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมสวิตช์หรือแรงดันเค้น (voltage stress) จะมีค่าสูงกว่าแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายเท่ากับ $V_o \cdot (N_1/N_2)$ สำหรับรูปคลื่นสัญญาณกระแสและแรงดันไฟฟ้าแสดงไว้รูปที่ 2.9

ในอุดมคติ ค่ากำลังไฟฟ้าที่ไหลลดตัวด้านทานจะต้องมีค่าเท่ากับกำลังไฟฟ้าที่ป้อนจากแหล่งจ่าย

$$P_s = P_o \quad (2.38)$$

หรือ
$$V_s I_s = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.39)$$

ค่ากระแสไฟฟ้าด้านเข้าเฉลี่ย (I_s) จะสัมพันธ์กับค่ากระแสทำแม่เหล็กเฉลี่ย I_{Lm} ดังนี้

$$I_s = \frac{(I_{Lm})DT}{T} = (I_{Lm})D \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่าสมการที่ (2.40) ลงในสมการ (2.39) เพื่อหาค่ากระแสไฟฟ้า I_{Lm}

$$V_s I_{Lm} D = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.41)$$

$$I_{Lm} = \frac{V_o^2}{V_s D R} \quad (2.42)$$

แทนค่าแรงดันไฟฟ้า V_o ในสมการที่ (2.33) ลงในสมการที่ (2.42) จะได้

$$I_{Lm} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 = \frac{V_o}{(1-D)R} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right) \quad (2.43)$$

ค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุด และต่ำสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_m จะสามารถหาได้จากสมการที่ (2.43) และ (2.25) มีค่าเท่ากับ

$$I_{Lm,max} = I_{Lm} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2}$$

$$I_{Lm,max} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 + \frac{V_s D T}{2L_m} \quad (2.44)$$

$$I_{Lm,min} = I_{Lm} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2}$$

$$I_{Lm,min} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 - \frac{V_s D T}{2L_m} \quad (2.45)$$

กรณีการทำงานในโหมดกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแบบต่อเนื่อง จะต้องทำให้ค่ากระแสไฟฟ้า $I_{Lm,min}$ ในสมการที่ (2.45) มีค่ามากกว่าศูนย์ และที่ขอบเขตระหว่างโหมดนำกระแสแบบต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่องจะอยู่ที่เงื่อนไข

$$I_{Lm,min} = 0 \quad (2.46)$$

$$\frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \cdot \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 = \frac{V_s D T}{2L_m} = \frac{V_s D}{2L_m f_s} \quad (2.47)$$

โดยที่ f_s หมายถึง ความถี่สวิตชิง

ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (L_m) ต่ำสุดที่ทำให้กระแสไฟฟ้ายังคงไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่อง จะเท่ากับ

$$(L_m)_{\min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f_s} \cdot \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 \quad (2.48)$$

เนื่องจากโครงสร้างทางด้านออกของฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ จะเหมือนกับวงจรบัพกบัสต์ ดังนั้นค่าระลอกคลื่นด้านออกของวงจรทั้งสองจะมีค่าเท่ากัน ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf_s} \quad (2.49)$$

2.4.2 กรณีโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

ความหมายของโหมดกระแสไม่ต่อเนื่องจะหมายถึง กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (L_m) ไม่ต่อเนื่อง คือ มีบางช่วงเวลาที่กระแสเป็นศูนย์ โหมดกระแสต่อเนื่องก็จะหมายถึง การที่กระแสไฟฟ้าที่ไหล (L_m) มีความต่อเนื่องนั่นเอง

สำหรับวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์โหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่าน L_m จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นเมื่อสวิตช์นำกระแสซึ่งจะเหมือนกับกรณีโหมดกระแสต่อเนื่อง อย่างไรก็ตาม กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านจะค่อยๆ ลดลงจนกระทั่งเป็นศูนย์เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส ดังแสดงในรูปที่ 2.10 สมการกระแสไฟฟ้าไหลผ่าน L_m ขณะที่สวิตช์นำกระแสจะมีค่าเท่ากับค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุด ซึ่งจะเหมือนกับสมการที่ (2.25) หรือเท่ากับ

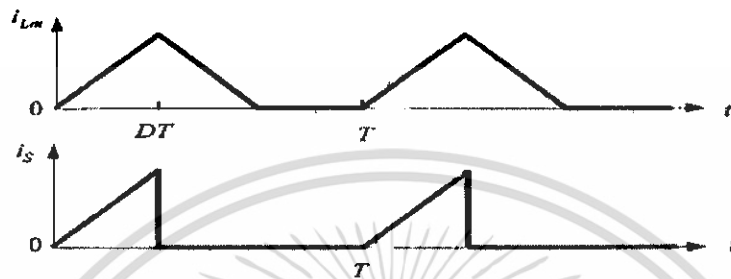
$$I_{L_m, \max} = \frac{V_s DT}{L_m} \quad (2.50)$$

ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกสามารถหาได้จากความสัมพันธ์ของกำลังไฟฟ้าในวงจร โดยถ้ากำหนดให้อุปกรณ์ทั้งหมดเป็นอุดมคติจะได้ ค่ากำลังไฟฟ้าด้านเข้าจะเท่ากับค่ากำลังไฟฟ้าด้านออก ดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned} P_s &= P_o \\ V_s I_s &= \frac{V_o^2}{R} \end{aligned} \quad (2.51)$$

ค่ากระแสไฟฟ้าด้านเข้าเฉลี่ยจะหมายถึงพื้นที่ของรูปคลื่นสามเหลี่ยม ดังแสดงในรูปที่ 2.10 หากด้วยคาบเวลาสวิตซิ่ง จะได้

$$I_s = \left(\frac{1}{2}\right) \left(\frac{V_s DT}{L_m}\right) (DT) \left(\frac{1}{T}\right) = \frac{V_s D^2 T}{2L_m} \quad (2.52)$$



รูปที่ 2.10 แสดงลักษณะกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่องของวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์

แทนค่าลงในสมการ (2.51) จะได้

$$\frac{V_s^2 D^2 T}{2L_m} = \frac{V_o^2}{R} \quad (2.53)$$

เมื่อแก้สมการที่ (2.53) จะได้ค่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกเท่ากับ

$$V_o = V_s D \sqrt{\frac{RT}{2L_m}} = V_s D \sqrt{\frac{R}{2L_m f_s}} \quad (2.54)$$

2.4.3 สรุปการทำงานของวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์

เมื่อสวิตช์ของวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์นำกระแส ดังแสดงในรูปที่ 2.8(ค) แรงดันไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายจะตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L_m และทำให้เกิดกระแส i_{Lm} ที่เพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้น ซึ่งจะเป็นเวลาเดียวกันกับที่ไดโอดด้านออกถูกไบอัสย้อนกลับ และตัวเก็บประจุด้านออกทำการจ่ายพลังงานให้กับโหลดในช่วงเวลาดังกล่าว ในทำนองกลับกัน เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส ดังแสดงในรูปที่ 2.8(ข) ตัวเหนี่ยวนำ L_m จะคายพลังงานไปยังด้านทุติยภูมิ เป็นผลทำให้ไดโอดด้านออกได้รับไบอัสตรง ทำให้พลังงานถูกถ่ายเทไปยังโหลดและตัวเก็บประจุด้านออกทำการสะสมประจุ นอกจากนี้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันไฟฟ้าด้านออกและด้านเข้าจะเหมือนกับกรณีวงจรบัก-บูสต์คอนเวอร์เตอร์ แตกต่างกันแต่เพียงค่าอัตราส่วนจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้นเท่านั้น (วีระเชษฐ์ ชันเงิน, วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์, 2547 : 376-387, 638-653)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5 การควบคุม DC – DC Converter

การควบคุม DC – DC Converter ให้ได้แรงดันขาออกตามที่ต้องการนั้น ระดับแรงดันขาออกจะขึ้นอยู่กับ สัญญาณควบคุมการสวิตช์ซิ่ง (Switch Control Signal) ฉะนั้นการจะบังคับให้แรงดันที่ต้องการก็คือการบังคับ สัญญาณควบคุมการสวิตช์ซิ่งตามที่ต้องการ

ในขั้นตอนนี้เป็นการทดลองควบคุมแรงดันคงที่ ซึ่งมีวิธีการควบคุมอยู่ 2 แบบ ด้วยกัน

2.5.1 การควบคุมวงจรมุมเปิด

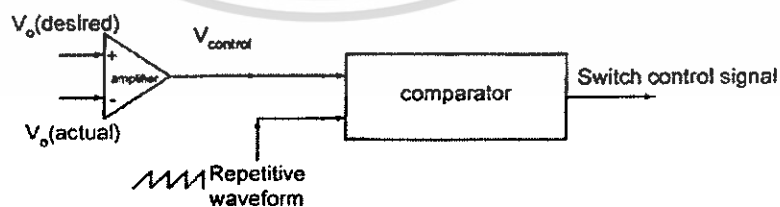
เป็นการควบคุมแบบที่ไม่มีป้อนกลับของสัญญาณขาออก จึงทำให้เป็นระบบที่ไม่ตอบสนองต่อการถูกรบกวนสัญญาณของระบบ ทำให้ระบบมีเสถียรภาพต่ำไม่เหมาะแก่การใช้งานในระบบที่มีปัจจัยเข้ามารบกวนระบบมาก ๆ ในที่นี้เราสร้างสัญญาณควบคุมการ สวิตช์ซิ่ง โดยอาศัยหลักการพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) ในการสร้างพัลส์ขึ้นมาเป็นสัญญาณควบคุม

โดยค่าของ D (Duty ratio) ขึ้นอยู่กับค่าของ V_c (แรงดันควบคุม) กับ V_{st} (Sawtooth Voltage) ดังนี้

$$D = \frac{V_c}{V_{st}} \quad (2.55)$$



รูปที่ 2.11 แสดงสัญญาณในการสร้างพัลส์



รูปที่ 2.12 แสดงสัญญาณควบคุมพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation)

2.5.2 การควบคุมวงจรแบบปิด

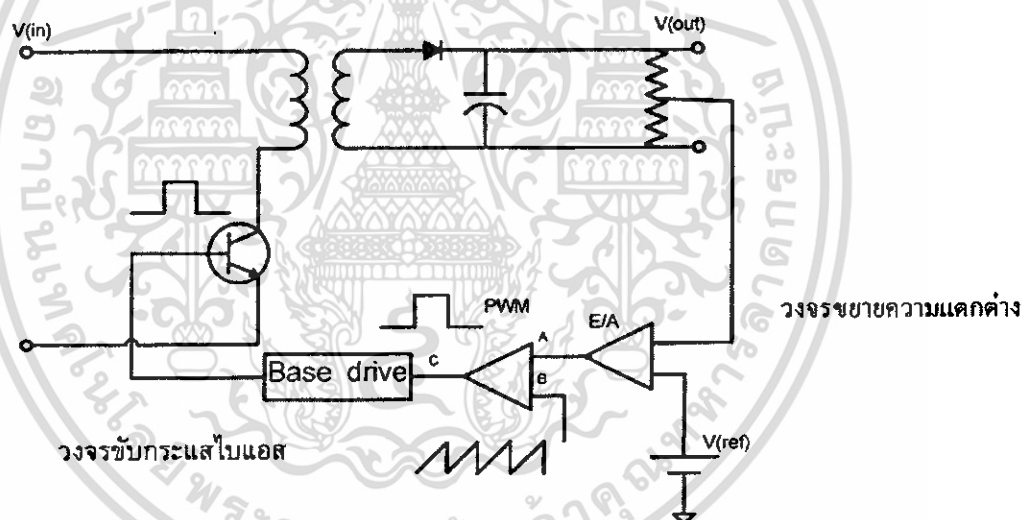
การควบคุมวงจรแบบปิดจะมีเสถียรภาพมากกว่าการควบคุมวงจรแบบเปิดโดยการในการควบคุมแบบวงปิดนั้นจะมีการป้อนกลับของสัญญาณ (Feed Back Control) เพื่อตรวจสอบแรงดันขาออกที่ออกมา ให้ได้แรงดันที่ต้องการออกมา

ในการสร้างสัญญาณควบคุมเราเลือกใช้วิธีการพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) ในการสร้างสัญญาณควบคุมโดยมีหลักการเหมือนการควบคุมวงจรแบบเปิด (หลักการในการหาค่า Duty ratio) มีขั้นตอนการสร้างสัญญาณดังรูปที่ 2.12

2.6 การทำงานของวงจรควบคุม

2.6.1 วงจรควบคุมในโหมดควบคุมจากแรงดัน

การทำงานของวงจรในโหมดนี้ จะอาศัยการตรวจจับการแปลงค่าของแรงดันเอาท์พุทมาจากการควบคุมช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์เพื่อเป็นการลดค่าแรงดันเอาท์พุทเป็นหลักดังวงจรดังนี้



รูปที่ 2.13 แสดงโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส

จากรูปที่ 2.13 วงจรควบคุมจะอาศัยการป้อนกลับของแรงดันที่เอาท์พุทและเปรียบเทียบกับแรงดันอ้างอิงเพื่อตรวจจับการเปลี่ยนแปลงที่แรงดันเอาท์พุท ค่าความแตกต่างนี้จะถูกขยายโดยวงจรขยายความแตกต่างก่อนที่จะส่งไปยังวงจรพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (Pulse Width Modulation) โดยค่าแรงดันที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่างจะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันพื้นเลื้อย เอาท์พุทที่ได้จะมีลักษณะเป็นพัลส์สี่เหลี่ยมซึ่งมีคาบเวลาที่เท่ากับคาบเวลาของรูปแรงดันพื้นเลื้อยและมีความกว้างของพัลส์ซึ่งเปลี่ยนแปลงไปตามมอดูเลชันของค่าแรงดันค่าความกว้างของพัลส์นี้เองจะเป็นตัวกำหนดช่วงเวลาการนำกระแสของเพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.6.2 วงจรควบคุมในโหมดกระแสต่อเนื่อง (คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสต่อเนื่อง)

กระแสเฉลี่ยที่เอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสต่อเนื่องเป็นสัดส่วนโดยตรงกับแรงดันควบคุม V_c ดังนั้น

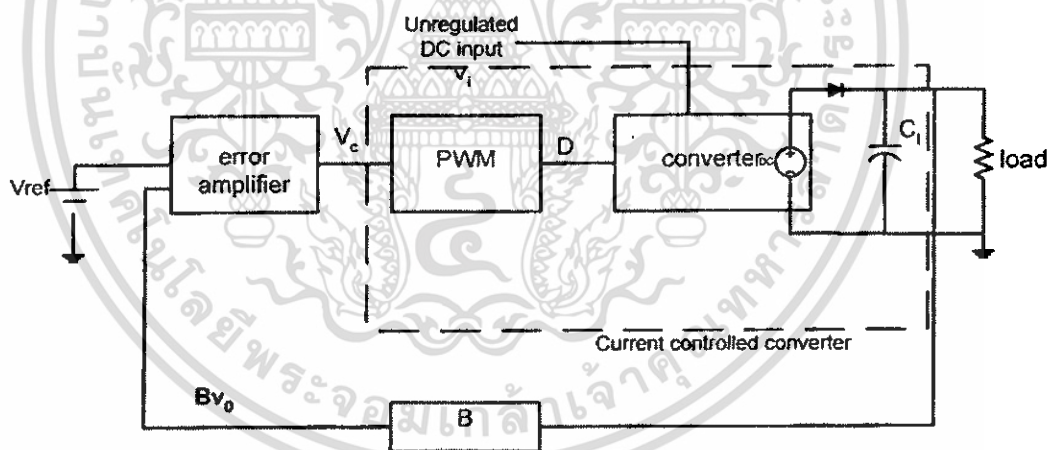
$$I_o = GV_c \quad (2.56)$$

การทำงานของเร็กกูเลเตอร์สามารถอธิบายได้ดังนี้

1. สมมุติการทดลองว่า V_o น้อยลง ด้วยเหตุผลบางอย่าง เช่น การลดลงของแรงดันอินพุต และการเพิ่มขึ้นของกระแสไฟฟ้าที่โหลด ทำให้แรงดันผิดพลาด V_e และแรงดันควบคุม V_c เพิ่มขึ้น

2. การเพิ่มขึ้นของแรงดัน V_c มีผลต่อการเพิ่มกระแสเอาต์พุต I_o ทำให้แรงดันเฉลี่ยที่เอาต์พุต V_o เพิ่มขึ้น เพื่อชดเชยแรงดัน V_o ที่ลดลงตามข้อ 1

3. ในทางตรงกันข้ามกับข้อที่ 1 แรงดันเอาต์พุต V_o เพิ่มขึ้น ข้อที่ 1 และ 2 จะเกิดการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุตกลับมามีค่าเดิม



รูปที่ 2.14 แสดงโครงสร้างของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแส

ภายใต้สภาวะที่คงตัวแรงดันผิดพลาด V_e ต้องเพียงพอที่จะรักษา I_o ของวงจรให้คงที่ขนาดของแรงดันผิดพลาดนี้สามารถหาได้จากการพิจารณาสมการดังต่อไปนี้

$$V_e = V_{ref} - \beta v_o \quad (2.57)$$

$$= V_{ref} - \beta G_c V R_l$$

$$= V_{ref} - \beta G_c A_e V_e R_l \quad (2.58)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ A_e คือ อัตราขยายของ error amplifier $\left(A_e = \frac{V_c}{V_e} \right)$

$$V_c = \frac{V_{ref}}{1 + \beta A_e G R_f} \quad (2.59)$$

$$\beta V_o = V_{ref} \frac{\beta A_e G R_f}{1 + \beta A_e G R_f} \quad (2.60)$$

$$V_o = V_{ref} \frac{A_e G R_f}{1 + \beta A_e G R_f} \quad (2.61)$$

สังเกตได้จากสมการ $A_e G R_f$ มากกว่า 1 มากๆ แรงดันเอาต์พุตจะใกล้เคียง $\frac{V_{ref}}{\beta}$ และเป็น

อิสระต่อ V_i และ R_f

พิจารณาถึงหลักการทํางาน คุณสมบัติและปัญหาของคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสต่อเนื่องสามารถแบ่งได้เป็นสองชนิด คือ

1. ชนิดฮีสเตอร์ติก
2. ชนิดความถี่คงที่

การควบคุมด้วยโหมดกระแสชนิดฮีสเตอร์ติก จะมีลักษณะใกล้เคียงกับคอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วยโหมดกระแสทางอุดมคติมากกว่าชนิดความถี่คงที่ แต่มีข้อเสียต้องใช้ความถี่สวิตช์ซึ่งที่สามารถเปลี่ยนค่าได้ในการทำงาน ทำให้เกิดปัญหาสำหรับวงจรที่มีความไวต่อการรบกวน การเปลี่ยนแปลงความถี่ เช่น หน่วยแสดงผลภาพและเครื่องรับทางด้านสื่อสารโทรคมนาคม ส่วนชนิดความถี่คงที่ที่ทำงานด้วยความถี่สวิตช์ซึ่งคงที่ แต่ยังมีปัญหาความไม่เสถียรภาพเมื่อคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องดีไซ์เซลของการสวิตช์มีค่ามากกว่า 0.5

2.7 ระบบควบคุมในแบบต่างๆ

2.7.1 ระบบควบคุมแบบสัดส่วน (Proportional Control)

ในระบบควบคุมแบบสัดส่วน เราจะได้ว่า เอาต์พุตของคอนโทรลเลอร์จะเป็นสัดส่วนกับอินพุตของคอนโทรลเลอร์ และถ้าเรากำหนดสัญญาณอินพุตที่ให้กับคอนโทรลเลอร์เป็น ค่าความผิดพลาด (e) ซึ่งเป็นฟังก์ชันของเวลา เราจะได้

$$\text{output} = K_p e \quad (2.62)$$

เมื่อ K_p เป็นค่าคงที่เรียก Proportional gain เราจะพบว่าเอาต์พุตที่ออกจากคอนโทรลเลอร์แบบสัดส่วน จะขึ้นกับขนาดของความผิดพลาดในขณะที่เรากำลังพิจารณา ทำให้ฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนโทรลเลอร์ $G_c(s)$ จะมีค่าเป็น

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

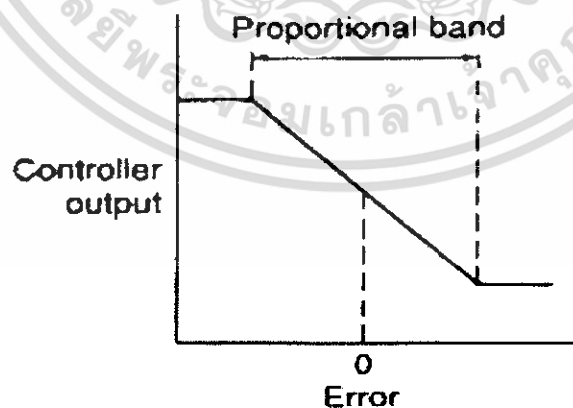
$$G_c = K_p \quad (2.63)$$

ดังนั้นการควบคุมด้วยคอนโทรลเลอร์แบบนี้ก็จะเป็นเพียงการขยายสัญญาณความผิดพลาดเท่านั้น การที่เราได้สัญญาณความผิดพลาดขนาดใหญ่ที่เวลาหนึ่ง จะทำให้เกิดเอาต์พุตที่มีขนาดใหญ่จากคอนโทรลเลอร์ในเวลานั้น อย่างไรก็ตามการที่เรากำหนดให้อัตราขยายคงที่นั้นในทางปฏิบัติเราอาจจะกำหนดไว้ในบางช่วงของสัญญาณความผิดพลาดเท่านั้น เราอาจกำหนดให้คอนโทรลเลอร์ของเรามีค่าเอาต์พุตไม่น้อยกว่าค่าค่าหนึ่งและไม่มากเกินไปกว่าค่าค่าหนึ่งก็ได้ และการกำหนดเอาต์พุตของการควบคุมแบบสัดส่วน ช่วงที่มีการกำหนดสัดส่วนนี้ เราจะเรียกว่า Proportional band

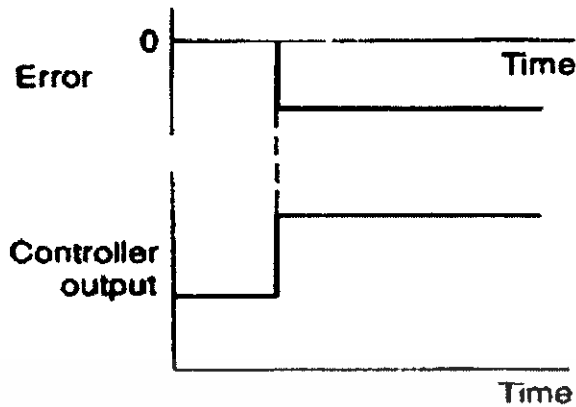
การกำหนด Proportional band นี้ จะช่วยให้สัญญาณเอาต์พุตมีค่าจำกัดไม่ไปสู่ค่าอนันต์ทั้งทางด้านบวกและทางด้านลบ และเมื่อคอนโทรลเลอร์มีเอาต์พุตสูงที่สุดที่เป็นไปได้ค่าหนึ่งแล้ว เราก็นิยมที่จะกำหนดเอาต์พุตของคอนโทรลเลอร์ 100% ก็หมายถึงว่าเอาต์พุตจะเปลี่ยนจากค่าต่ำสุดที่เป็นไปได้ ไปเป็นค่าสูงสุดที่เป็นไปได้ ซึ่งจะทำให้เราได้ว่า

$$K_p = \frac{100}{\text{proportionalband}} \quad (2.64)$$

เนื่องจากเอาต์พุตของคอนโทรลเลอร์จะเป็นสัดส่วนกับอินพุตดังนั้น ถ้าหากอินพุตมีลักษณะเป็นขั้นบันไดเอาต์พุตที่ได้ก็จะมีลักษณะเป็นขั้นบันไดเช่นกัน โดยลักษณะของกราฟแสดงอินพุตและเอาต์พุตจะมีสัดส่วนที่แน่นอนค่าหนึ่ง ตามรูปที่ 2.15 โดยรูปนี้แสดงถึงการตอบสนองของคอนโทรลเลอร์ เมื่ออินพุตอยู่ในช่วง Proportional band



รูปที่ 2.15 แสดงการกำหนดช่วงจำกัดของเอาต์พุต



รูปที่ 2.16 แสดงการตอบสนองของคอนโทรลเลอร์แบบสัดส่วน

ในทางปฏิบัติการควบคุมแบบสัดส่วนนี้ จะมีลักษณะเหมือนกับเครื่องขยายสัญญาณรูปแบบหนึ่ง ซึ่งอาจจะเป็นในลักษณะของอุปกรณ์ไฟฟ้า หรืออาจจะเป็นเครื่องขยายสัญญาณเชิงกล เช่น คาน ก็ได้ลักษณะของระบบที่การควบคุมแบบสัดส่วน จะมีลักษณะดังที่แสดงในรูปที่ 2.15 และจะทำให้ได้ฟังก์ชันถ่ายโอนระบบเปิดเป็น

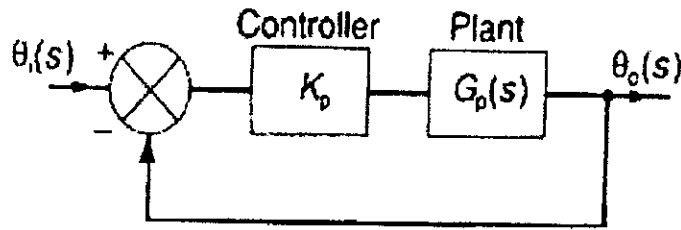
$$G_o(s) = K_p G_p(s) \quad (2.65)$$

เมื่อ $G_p(s)$ เป็นฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบ

ข้อเสียประการสำคัญของระบบควบคุมที่คอนโทรลเลอร์ คือ ไม่ได้มีการเพิ่มเทอม $\frac{1}{s}$ (หรือการเพิ่มปริพันธ์) ในส่วน Forward path ซึ่งหมายความว่า ถ้าระบบเป็นระบบ type 0 คอนโทรลเลอร์จะไม่ได้เปลี่ยนแปลง type ของระบบ ทำให้ระบบเป็น type 0 เหมือนเดิม และทำให้เกิดความผิดพลาดที่สภาพคงตัว เนื่องจากคอนโทรลเลอร์ไม่ได้ทำการเพิ่มโพลหรือศูนย์ใหม่ให้กับระบบเพียงแค่เปลี่ยนตำแหน่งของโพลหรือศูนย์เท่านั้น เนื่องจากระบบควบคุมแบบป้อนกลับหนึ่งหน่วย ตามรูปที่ 2.16 จะมี ฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบเป็น

$$G(s) = \frac{K_p G_p(s)}{1 + K_p G_p(s)} \quad (2.66)$$

และสมการคุณลักษณะจะเป็น $1 + K_p G_p(s)$ และมีรากเปลี่ยนไปตามค่าของ K_p



รูปที่ 2.17 แสดงระบบของการควบคุมแบบสัดส่วน

คุณสมบัติของกระบวนการที่มีการควบคุมแบบสัดส่วน

1. กระบวนการภายหลังการควบคุมจะมีคุณสมบัติของกระบวนการอันดับเดียวกันกับสัญญาณก่อนการควบคุม

2. อัตราการขยายเชิงสถิติของกระบวนการมีค่าลดลงเมื่อกระบวนการมีอันดับสูงขึ้น (อันดับ 1 > อันดับ 2 > อันดับ 3) รวมไปถึงที่ค่า K_p คงที่ ความเร็วในการตอบสนองของกระบวนการจะมีค่าเร็วขึ้น หากระดับของกระบวนการเพิ่มขึ้น (อันดับ 1 > อันดับ 2 > อันดับ 3)

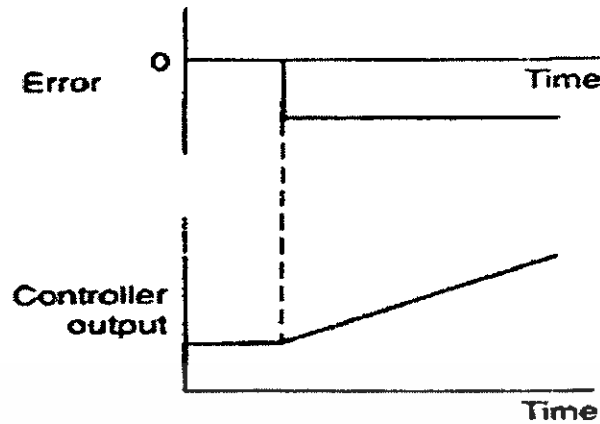
3. การเพิ่มค่า K_p จะทำให้กระบวนการมีผลต่างของการควบคุมลดลง การตอบสนองจะเข้าใกล้เป้าหมายมากขึ้น แต่การเพิ่มค่า K_p มากเกินไปจะทำให้เกิดผลข้างเคียง คือ ค่าการตอบสนองสูงสุดของกระบวนการมากขึ้นและอัตราการลดทอนมากขึ้น ซึ่งหมายถึงเสถียรภาพของกระบวนการลดลง

2.7.2 ระบบควบคุมแบบปริพันธ์ (Integral Control)

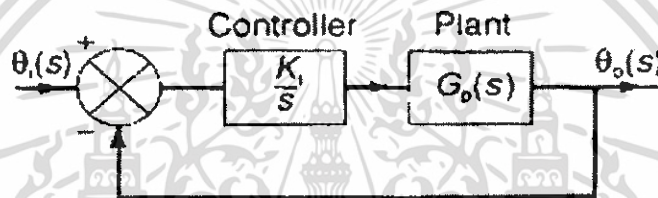
ในระบบควบคุมแบบปริพันธ์เอาท์พุทของคอนโทรลเลอร์จะเป็นสัดส่วนกับปริพันธ์ของสัญญาณผิดพลาดเทียบกับเวลา

$$\text{output} = K_i \int_0^t e dt \quad (2.67)$$

เมื่อ K_i เป็นค่าคงที่เรียกว่า Integral gain ซึ่งจะมีหน่วยเป็น 1/sec รูปที่ 2.20 แสดงลักษณะการตอบสนองของระบบควบคุมแบบปริพันธ์ เมื่อได้รับสัญญาณความผิดพลาดแบบ step ค่าปริพันธ์ระหว่างเวลา t และ 0 จะหมายถึงพื้นที่ใต้กราฟของสัญญาณความผิดพลาดจากเวลา 0 ถึง t ดังนั้นเนื่องจากเริ่มการมีสัญญาณความผิดพลาดแบบขั้นบันได เอาท์พุทที่ออกจากคอนโทรลเลอร์จะมีค่ามากขึ้นเรื่อยๆ ด้วยอัตราที่คงที่ ทำให้เอาท์พุทที่เวลาใดๆ จะเป็นสัดส่วนกับความผิดพลาดที่เกิดขึ้น



รูปที่ 2.18 แสดงลักษณะการตอบสนองของคอนโทรลเลอร์แบบระบบควบคุมแบบปริพันธ์



รูปที่ 2.19 แสดงระบบควบคุมแบบปริพันธ์

เปลี่ยนรูปลาปลาซของสมการ จะทำให้เราได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนโทรลเลอร์เป็น

$$G_c(s) = \frac{\text{output}(s)}{e(s)} = \frac{K_i}{s} \quad (2.68)$$

ดังนั้นสำหรับระบบที่แสดงในรูปที่ 2.12 ระบบควบคุมแบบปริพันธ์ จะให้ forward – path transfer function เป็น $\frac{K_i}{s} G_p(s)$ และทำให้มี ฟังก์ชันถ่ายโอนระบบเปิดเป็น

คุณสมบัติของกระบวนการที่มีการควบคุมแบบปริพันธ์

1. ผลการตอบสนองของกระบวนการภายหลังการควบคุมจะมีผลตอบสนองของกระบวนการช้าลง

2. หากเพิ่มความเร็วในการตอบสนองของกระบวนการ (ลดค่า K_i จนเข้าใกล้ศูนย์) ให้เร็วขึ้นจะมีผลให้เกิดผลการตอบสนองสูงสุดและอัตราการลดทอนเพิ่มขึ้นมีผลทำให้สูญเสียเสถียรภาพของระบบ

3. ทำให้อันดับของกระบวนการสูงขึ้น

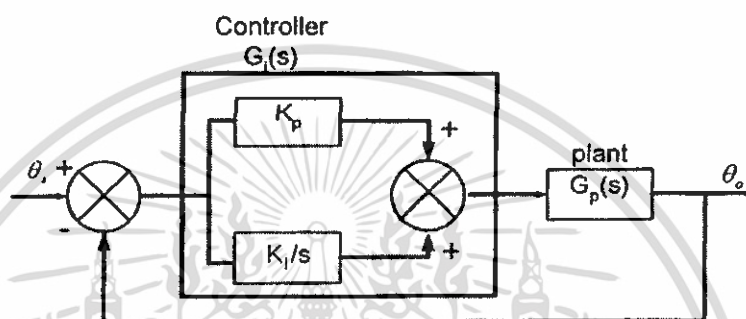
4. ค่ากระบวนการจะเข้าสู่เป้าหมายของการควบคุมเสมอ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

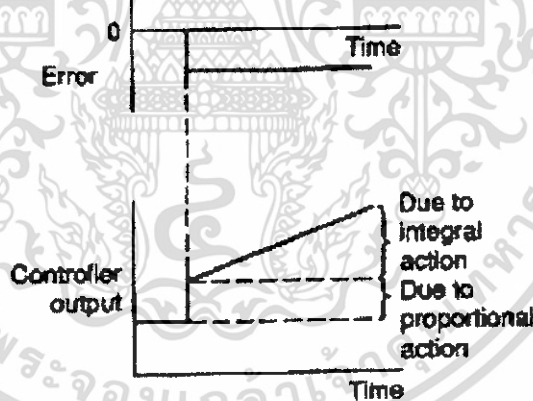
2.7.3 การควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับปริพันธ์ (Proportional plus integral Control)

การที่ระบบควบคุมมีความเสถียรสัมพัทธ์ลดลง เมื่อเราใช้การควบคุมแบบปริพันธ์สามารถที่จะแก้ไขได้ในระดับหนึ่งโดยการใช้อำนาจการควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับแบบปริพันธ์ (Proportional plus integral, PI) ซึ่งลักษณะของระบบควบคุมจะเป็นตามรูปที่ 2.13

$$\text{output} = K_p e + K_i \int_0^t e dt \quad (2.69)$$



รูปที่ 2.20 แสดงแผนภาพบล็อกที่ประกอบด้วยการควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับปริพันธ์



รูปที่ 2.21 แสดงการตอบสนองของการควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับปริพันธ์

รูปที่ 2.21 แสดงเอาต์พุตของคอนโทรลเลอร์ที่ได้รับเมื่อมีอินพุตเป็นสัญญาณความผิดพลาดแบบขั้นบันได ถ้าเราเปลี่ยนรูปลาสของสมการ เราจะได้ฟังก์ชันถ่ายโอนของคอนโทรลเลอร์แบบการควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับปริพันธ์ เป็น

$$\begin{aligned} G_o(s) &= K_p + \frac{K_i}{s} \\ &= \frac{sK_p + K_i}{s} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= K_p \left[\frac{s + K_i / K_p}{s} \right] \quad (2.70)$$

เราให้ Integral time constant เป็น

$$\tau_i = \frac{K_p}{K_i} \quad (2.71)$$

ดังนั้นเราจะได้

$$G_i(s) = \frac{K_p \left[s + \left(\frac{1}{\tau_i} \right) \right]}{s} \quad (2.72)$$

และจะทำให้เราได้ฟังก์ชันถ่ายโอนระบบเปิดเป็น

$$G_o(s) = G_i(s)G_p(s)$$

$$G_o(s) = \frac{K_p \left[s + \left(\frac{1}{\tau_i} \right) G_p(s) \right]}{s} \quad (2.73)$$

เราจะเห็นว่ามีส่วนที่ $s = \frac{1}{\tau_i}$ และโพลที่ $s = 0$ เพิ่มให้กับฟังก์ชันถ่ายโอนของระบบเมื่อ

เราใช้การควบคุมแบบสัดส่วนกับปริพันธ์ การที่เราเพิ่มตัวประกอบ s เข้ากับเทอมส่วนของฟังก์ชันถ่ายโอนก็เสมือนกับเราเพิ่มแบบของระบบขึ้นไป 1 จึงทำให้ระบบนี้จะไม่มีความผิดพลาดที่สภาพคงตัวสำหรับอินพุตแบบขั้นบันได นอกจากนั้นการที่เราเพิ่มศูนย์ให้กับระบบไปพร้อมๆ กัน ก็จะทำให้ความแตกต่างระหว่างจำนวนโพล n และจำนวนศูนย์ m มีค่าคงที่ ดังนั้นมุมของแอสซิมโทตสำหรับทางเดินของรากมีค่าคงเดิม เพราะอย่างไรก็ตามจุดตัดของเส้นแอสซิมโทตบนแกนจริง จะเคลื่อนที่เข้าหาจุดกำเนิดมากขึ้น ยังผลให้ความเสถียรภาพของระบบลดลงบ้าง

$$\text{Intersection/point} = (\text{ผลรวมของโพล} - \text{ผลรวมของศูนย์}) / (n-m) \quad (2.74)$$

การเพิ่มโพลที่ $s = 0$ และศูนย์ที่ $s = -\frac{1}{\tau_i}$ จะทำให้จุดต้องเปลี่ยนไปเท่ากับ $\pm \frac{(1/\tau_i)}{(n-m)}$

ซึ่งจะทำให้มีค่าเป็นบวกมากขึ้น และจุดตัดจะเคลื่อนที่มาทางขวามือเข้าใกล้จุดกำเนิดมากขึ้น

อย่างไรก็ตามการลดลงของความเสถียรสัมพัทธ์นี้จะน้อยกว่าการที่เราใช้การควบคุมแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปรีพันธ์เพียงอย่างเดียวค่าของ K_p และ K_i เป็นค่าที่ใช้กำหนดตำแหน่งของศูนย์และโพลของระบบ โดยตำแหน่งของศูนย์จะกำหนดด้วยค่า K_p ในขณะที่ K_i จะเป็นค่าที่ใช้กำหนดโพลระบบปิด

คุณสมบัติของกระบวนการที่มีการควบคุมแบบการควบคุมแบบสัดส่วนร่วมกับปรีพันธ์

1. กระบวนการจะมีอันดับสูงขึ้น (เนื่องจากการควบคุมแบบปรีพันธ์)
2. กระบวนการไม่มีการคลาดเคลื่อนในการควบคุมค่ากระบวนการจะมีค่าเข้าสู่เป้าหมายของการควบคุมเสมอ (เนื่องจากการควบคุมแบบปรีพันธ์)
3. การเพิ่มค่า K_p ทำให้การตอบสนองของกระบวนการสูงขึ้น (เนื่องจากกระบวนการควบคุมแบบ PI) กระบวนการจะมีการแกว่งมากขึ้น ค่าการตอบสนองสูงสุดและอัตราการลดทอนเพิ่มขึ้น อัตราการตอบสนองของกระบวนการมีค่ามากขึ้นและเสถียรภาพของกระบวนการจะลดลง (เนื่องจากการควบคุมแบบปรีพันธ์)
4. การลดค่า Integral time constant จะทำให้กระบวนการเร็วขึ้น กระบวนการจะมีการแกว่งมากขึ้น ค่าการตอบสนองสูงสุดและอัตราการลดทอนเพิ่มขึ้น (เนื่องจากการควบคุมแบบปรีพันธ์)



บทที่ 3

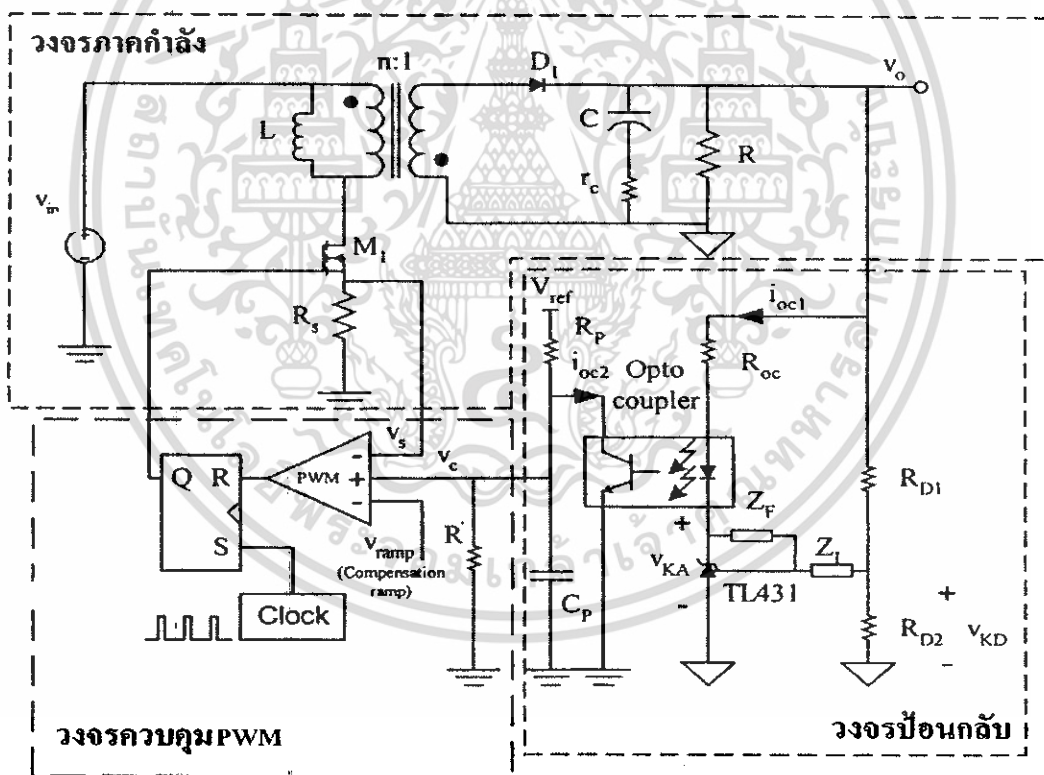
การออกแบบ

3.1 การออกแบบวงจร

3.1.1 การออกแบบวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์

จะใช้ร่วมกับไอซี TL431 เป็นวงจรป้อนกลับแบบลบ โดยจะใช้งานร่วมกับออปโตคัปเปิลเลอร์ ซึ่งทำหน้าที่ส่งผ่านสัญญาณควบคุมไปยังภาค PWM และแยกกราวด์ของสัญญาณระหว่างด้านปฐมภูมิกับทุติยภูมิของหม้อแปลงออกจากกันโดยมีวงจรแสดงดังรูป 3.1 ซึ่งประกอบไปด้วยวงจร 3 ส่วนดังนี้

1. วงจรภาคกำลัง
2. วงจรควบคุม PWM
3. วงจรป้อนกลับแบบลบที่ใช้ TL431 และออปโตคัปเปิลเลอร์



รูปที่ 3.1 แสดงวงจรฟลายแบ็คที่ควบคุมแรงดันและมีวงจรป้อนกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลเลอร์

ดังนั้นแต่ละคาบของการสวิตช์ สัญญาณคล็อกความถี่คงที่จะเซต RS Flip-Flop ทำให้มอสเฟตนำกระแสไฟฟ้า แรงดันไฟฟ้าควบคุม(V_c) ได้มาจากวงจรป้อนกลับ โดย V_c จะมีค่าสูงขึ้นเมื่อ V_o มีค่าน้อยกว่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงภายใน TL431(ซึ่งอธิบายในหัวข้อถัดไป) และ V_c จะถูกเปรียบเทียบกับแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม R_s (ซึ่งก็คือสัญญาณกระแสไฟฟ้าของมอสเฟต(V_s)) เมื่อ V_s มีค่ามากกว่า V_c RS Flip-Flop จะถูกรีเซต ทำให้มอสเฟตหยุดนำกระแสไฟฟ้า

การต่อไอซีเพื่อใช้งานเป็นดังนี้

- V_c จากออปโตคัปเปิลเลอร์ต่อเข้าที่ขา2
- V_s จาก Sense Current Resistor (R_s) ต่อเข้าที่ขา3
- สัญญาณ PWM ขับมอสเฟตได้จากขา5

- วงจรป้อนกลับ



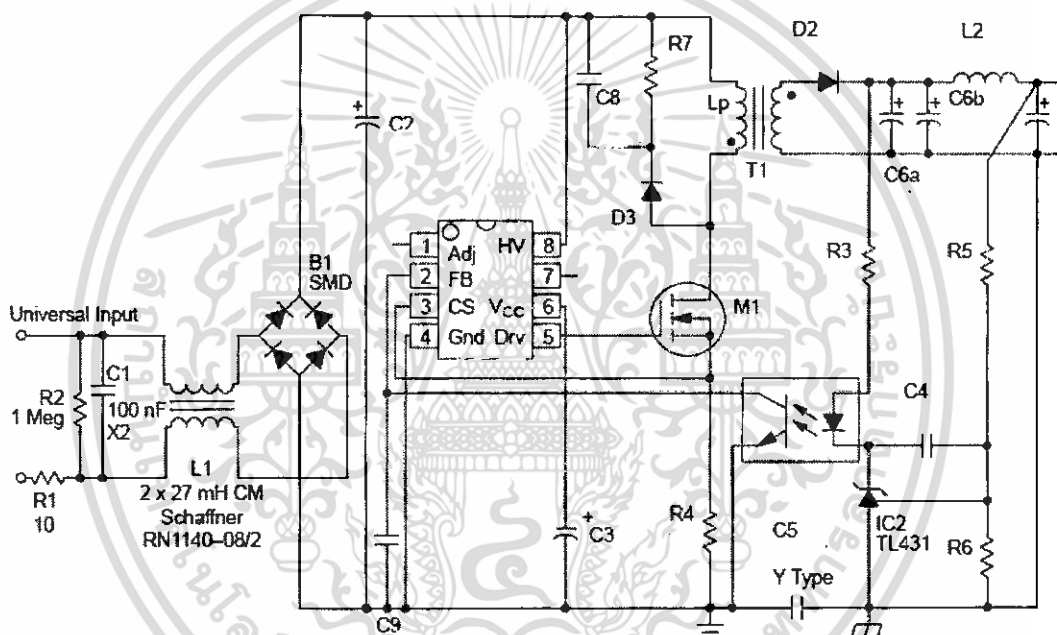
รูปที่ 3.3 แสดงวงจรป้อนกลับแบบออปโตคัปเปิลเลอร์

ไอซี TL431 จะถูกใช้ป้อนกลับโดยจะทำงานร่วมกับออปโตคัปเปิลเลอร์ (Optocoupler) ซึ่งทำหน้าที่สร้างสัญญาณควบคุม V_c ให้กับวงจรควบคุม(นอกจากนั้นยังทำหน้าที่แยกกราวด์ของสัญญาณด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิของหม้อแปลงออกจากกัน) ดังรูปที่3.3 โดยสำหรับวงจรชนิดแรงดันคงที่นั้น แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต V_o จะถูกควบคุมให้มีค่าคงที่โดยป้อนกลับไปยังไอซี TL431 ผ่านวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าซึ่งประกอบด้วย R_1 และ R_2 เมื่อ V_{kd} มีค่ามากกว่าแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงในตัวไอซี (ซึ่งมีค่าประมาณ 2.5โวลต์) แรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของไอซี V_{ka} ก็จะมีค่าลดลงทำให้กระแสไฟฟ้าไดโอดของออปโตคัปเปิลเลอร์ I_{oc1} มีค่าเพิ่มขึ้นและทำให้กระแสไฟฟ้ายานชิสเตอร์ของออปโตคัปเปิลเลอร์ I_{oc2} มีค่าเพิ่มขึ้นด้วยตามอัตราส่วนการส่งถ่ายกระแสไฟฟ้า (Current Transfer Ratio= I_{oc2}/I_{oc1}) ค่า I_{oc2} ที่เพิ่มขึ้นนี้จะทำให้ V_c ลดลงและตัวไดโอดของมอสเฟตจะลดลงเพื่อลด V_o ลง ในทางกลับกันเมื่อ V_{kd} มีค่าน้อยกว่าเอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แรงดันไฟฟ้าอ้างอิงภายในตัวไอซี TL431 ค่าตัวรีซิสเตอร์ของมอสเฟตก็จะเพิ่มขึ้นเพื่อเพิ่ม V_o ขึ้น

และสำหรับวงจรชนิดกระแสตรงที่นั้น กระแสไฟฟ้าเอาต์พุต I_o จะถูกควบคุมให้มีค่าคงที่ โดยป้อนกลับไปยังไอซี TL431 เช่นเดียวกัน แต่จะประกอบด้วยตัวต้านทานป้อนกลับ (Rsense) เพียงตัวเดียวในการป้อนกลับซึ่งทำได้โดยการปรับเปลี่ยนที่ตัวต้านทานป้อนกลับ แรงดันที่ต่อขานานกับโหนดในชนิดแรงดันคงที่นั้นไปเป็นตัวต้านทานป้อนกลับที่ต่ออนุกรมอยู่กับ โหลดแทนโดยจะใช้แรงดันอ้างอิงของไอซี TL431 ในการอ้างอิงแรงดันเช่นเดียวกัน

3.1.1.1 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ภายในวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ (ชนิดแรงดันคงที่)



รูปที่ 3.4 แสดงวงจรฟลายแบ็คที่ใช้ในการออกแบบ

ออกแบบวงจรขับโหลดขนาด 45 วัตต์โดยใช้ไอซี NCP1200 ให้ได้แรงดันขาออก 30 โวลต์ จ่ายกระแสได้ 0-1500 มิลลิแอมป์ จากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงประมาณ 310 โวลต์ (จากไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ผ่านฟิลเตอร์และเรียงกระแสเต็มคลื่น) กำหนดความถี่สวิตชิ่ง 100 กิโลเฮิรตซ์ จึงออกแบบวงจรฟลายแบ็คดังนี้

- $V_{in} = 220 \pm 20\% \text{ Vac}$
- $V_{out} = 30 \text{ V}$
- $I_{out} = 0-1500 \text{ mA}$
- $\eta = 80\%$

ดังนั้นจะได้

$$V_{in}(\min) = 220 \times 0.8 = 176 \text{ Vac} , V_{peak}(\min) = 249 \text{ Vdc @ low line}$$

$$V_{in}(\max) = 220 \times 1.2 = 264 \text{ Vac} , V_{peak}(\max) = 373 \text{ Vdc @ high line}$$

จากประสิทธิภาพที่ต้องการออกแบบเท่ากับ 80% ดังนั้น

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{P_{out}}{\eta} \\ &= \frac{45}{0.8} \\ &= 56.25 \text{ W} \end{aligned}$$

หากระแสอินพุตโดย

$$I_{in(avg)} = \frac{P_{in}}{V_{in(low)}}$$

โดย

$$V_{in(low)} = V_{peak(\min)} - V_{ripple} - V_{diode}$$

$$V_{ripple} = 32\% V_{peak(\min)} = 80 \text{ V}$$

ดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned} I_{in(avg)} &= \frac{56.25}{249 - 80 - 1.5} \\ &= \frac{56.25}{167.5} \end{aligned}$$

$$= 335.8 \text{ mA}$$

และ

$$\begin{aligned} I_{peak} &= 2 \times I_{in(avg)} \times \frac{T_{sw}}{t_{on}} \\ &= 2 \times 335.8 \times 10^{-3} \times \frac{10 \mu\text{s}}{4.9 \mu\text{s}} \\ &= 1.37 \text{ A} \end{aligned}$$

โดยความถี่สวิตช์เท่ากับ 100 KHz และ Duty เท่ากับ 0.49

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณหาค่าตัวเก็บประจุต้านอินพุต(C_{bulk}) ได้โดย

$$\begin{aligned}
 C_{bulk} &= \frac{P_{out}}{2\eta \times F_{line} \times V_{ripple} \left(V_{peak} - \frac{V_{ripple}}{2} \right)} \\
 &= \frac{45}{2 \times 0.8 \times 50 \times 80 \left(249 - \frac{80}{2} \right)} \\
 &= 33.64 \mu F
 \end{aligned}$$

หม้อแปลงฟลายแบ็ค

-การหาค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงฟลายแบ็ค

$$\begin{aligned}
 L_p &= \frac{V_{in(low)} \times D_{max}}{I_{peak} \times f_s} \\
 &= \frac{167.5 \times 0.49}{1.37 \times 100 \times 10^3} \\
 &= 0.6 \text{ mH}
 \end{aligned}$$

-การเลือกขนาดแกน

การออกแบบหม้อแปลงฟลายแบ็คนั้นจะใช้วิธีกำหนดขนาดแกนด้วยค่าผลคูณพื้นที่ (Area Product, A_p) ซึ่งคือค่าผลคูณระหว่างพื้นที่หน้าตัดขวางของแกน (A_c) กับพื้นที่ที่ใช้บรรจุขดลวด (A_w) โดยค่า A_p ของหม้อแปลงฟลายแบ็คในโหมดการทำงานกระแสไม่ต่อเนื่องคำนวณได้จาก

คำนวณ D_{min} โดย

$$\begin{aligned}
 D_{min} &= \frac{D_{max}}{D_{max} + (1 - D_{max}) \frac{V_{in,max}}{V_{in,min}}} \\
 &= \frac{0.49}{0.49 + (1 - 0.49) \frac{373}{249}} \\
 &= 0.39
 \end{aligned}$$

จากนั้นคำนวณ P_o จาก

$$\begin{aligned} P_{o2} &= (V_o + V_D) I_o \left(\frac{1 - D_{\min}}{D_{\min}} \right) \\ &= (30 + 1.5) \times 1.5 \times \left(\frac{1 - 0.39}{0.39} \right) \\ &= 73.9 \text{ W} \end{aligned}$$

จะได้ A_p ดังนี้

$$\begin{aligned} A_p &= \frac{P_{o2} \left(\frac{1}{\eta} \sqrt{\frac{4D_{\min}}{3}} + \sqrt{\frac{4(1-D_{\min})}{3}} \right)}{K_w J B_{\max} f_s} \\ &= \frac{73.9 \left(\frac{1}{0.8} \sqrt{\frac{4 \times 0.39}{3}} + \sqrt{\frac{4(1-0.39)}{3}} \right)}{0.4 \times 3 \times 10^6 \times 0.2 \times 100 \times 10^3} \\ &= 4.62 \times 10^{-9} \\ &= 4620 \text{ mm}^4 \end{aligned}$$

ดังนั้นเลือกแกนเฟอร์ไรต์ที่มีค่า A_p สูงกว่าค่า A_p ที่คำนวณได้ คือ แกน EI 30/26 ($A_c=111 \text{ mm}^2$, $A_w=79.1 \text{ mm}^2$, $A_p=8780.1 \text{ mm}^4$)

-การหาจำนวนรอบและขนาดของขดลวด

อัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิต่อทุติยภูมิ (N_2/N_1) คำนวณได้จาก

$$\begin{aligned} \frac{1}{n} = \frac{N_2}{N_1} &= \frac{(V_o + V_D)}{V_{m,\min}} \left(\frac{1 - D_{\max}}{D_{\max}} \right) \\ &= \frac{(30 + 1.5)}{249} \left(\frac{1 - 0.49}{0.49} \right) \\ &= 0.13 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยจำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิสามารถคำนวณได้จากสมการ

$$N_1 = \frac{V_{m,max} D_{min}}{A_c B_{max} f_s}$$

$$= \frac{373 \times 0.39}{111 \times 10^{-6} \times 0.2 \times 100 \times 10^3}$$

$$= 65.5 \text{ เลือก } 66 \text{ รอบ}$$

ดังนั้นจำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงฟลายแบ็ค $N_2 = 0.13 \times N_1 = 8.58$
รอบ เลือก $N_2 = 9$ รอบ จำนวนย้อนกลับจะได้ $N_1 = 69$ รอบ

คำนวณเบอร์ขดลวดโดยใช้กระแสไฟฟ้าอาร์เอ็มเอสที่ไหลในขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิ
ของหม้อแปลงฟลายแบ็คได้ดังนี้

$$I_{1,rms} = \frac{\sqrt{2} P_o}{\eta V_{m,min}}$$

$$= \frac{\sqrt{2} \times 45}{0.8 \times 249}$$

$$= 0.32 \text{ A}$$

$$I_{2,rms} = n \cdot I_{1,rms}$$

$$= 2.46 \text{ A}$$

คำนวณพื้นที่หน้าตัดของขดลวดปฐมภูมิและทุติยภูมิได้ดังนี้

$$a_1 = \frac{I_{1,rms}}{J}$$

$$= \frac{0.32}{3 \times 10^6}$$

$$= 0.106 \text{ mm}^2$$

เลือก AWG26 ($a = 0.1280 \text{ mm}^2$, $\phi = 0.452 \text{ mm}$)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$a_2 = \frac{I_{2,rms}}{J}$$

$$= \frac{2.46}{3 \times 10^6}$$

$$= 0.82 \text{ mm}^2$$

เลือก AWG17 ($a = 1.039 \text{ mm}^2, \phi = 1.22 \text{ mm}$)

โดย $J = 3 \times 10^6 \text{ A/m}^2$

ตรวจสอบความเป็นไปได้ในการพันขดลวดที่เลือกลงในพื้นที่ที่ใช้พันขดลวดของแกนเฟอร์ไรต์ที่เลือกไว้ได้ตั้งสมการ

$$K_w A_w \geq a_1 N_1 + a_2 N_2$$

แกน EI30/26 ที่เลือกมีค่า $K_w = 0.4, A_w = 79.1 \text{ mm}^2$

$$0.4 \times 79.1 \text{ mm}^2 \geq (69 \times 0.1280 \text{ mm}^2) + (9 \times 1.039 \text{ mm}^2)$$

$$31.64 \text{ mm}^2 \geq 18.183 \text{ mm}^2$$

การเลือกพิกัดของอุปกรณ์กำลัง

พิกัดกำลังของไดโอดสามารถคำนวณได้จากค่าPIV (Peak Inverse Voltage) ตั้งสมการดังนี้

$$\begin{aligned} PIV &= n \times V_{m,dc(max)} + V_{out} \\ &= 0.13 \times 373 + 30 \\ &= 78.5 \text{ V} \end{aligned}$$

และกระแสไฟฟ้าสูงสุดคำนวณได้จาก

$$\begin{aligned} I &= \frac{2 \times n \times P_o}{V_{m,dc(max)}} \\ &= \frac{2 \times \left(\frac{1}{0.13} \right) \times 45}{373} \\ &= 1.85 \text{ A} \end{aligned}$$

ดังนั้นเลือกไดโอดกำลังเบอร์B40250TG ซึ่งมีขนาดแรงดันสูงสุดถึง250 V และมีขนาดกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยสูงสุด 40A

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิกัดกำลังของมอสเฟตสามารถคำนวณได้จากสมการดังนี้

$$\begin{aligned} V_{plateau} &= \frac{1}{n}(V_{out} + V_f) + V_{in,dc(max)} \\ &= \frac{1}{0.13}(30 + 1) + 373 \\ &= 611.46 \text{ V} \end{aligned}$$

ดังนั้นเลือกมอสเฟตกำลังเบอร์ 11N65C3 ซึ่งมีขนาดแรงดันไฟฟ้าขาเดรน-ซอร์สสูงสุด 650V และมีขนาดกระแสไฟฟ้าเฉลี่ยเดรนสูงสุด 11 A

คำนวณตัวต้านทานตรวจจับ (Sense Current Resistor) R_{sense} ที่ต่อเข้าขา 3 ของไอซี NCP1200 โดยแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานนี้จะถูกส่งเข้าไปยังในวงจรจำกัดกระแสที่อยู่ในไอซี โดยไอซี NCP1200 มีแรงดัน Sense Voltage เท่ากับ 0.9 โวลต์ ซึ่งคำนวณหา R_{sense} ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} R_{sense} &= \frac{V_{sense}}{I_p} \\ \text{โดย} \\ \text{จะได้} \quad I_p &= \sqrt{2} \times I_{1,rms} = 0.45 \text{ A} \\ R_{sense} &= \frac{0.9}{0.45} \\ &= 2\Omega \end{aligned}$$

ในการป้องกันกลับแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตจำเป็นต้องสร้างวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจรซึ่งมีค่า 30V ให้ได้ค่าเท่ากับแรงดันไฟฟ้าอ้างอิงภายในตัว TL431 ซึ่งมีค่าประมาณ 2.5V โดยออปโตคัปเปลอร์ที่เลือกใช้เป็นเบอร์ PC817 จะเลือกค่าความต้านทาน R_{oc} ที่ 560Ω วงจรป้องกันแบบออปโตคัปเปลอร์แสดงดังรูปที่ 3.4 ซึ่งค่าความต้านทานของวงจรแบ่งแรงดันไฟฟ้า R_1 และ R_2 คำนวณได้จากสมการ

$$V_{out} = V_{ref} \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right)$$

เลือก $R_2 = 10 \text{ k}\Omega$

$$\begin{aligned} \text{จะได้} \quad \frac{30}{2.5} &= \frac{10\text{k}\Omega + R_1}{10\text{k}\Omega} \\ R_1 &= 110\text{k}\Omega \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการคำนวณค่าตัวเก็บประจุเอพาร์ทพุท(C_o) สามารถคำนวณหาได้จากการกำหนดค่าระลอกคลื่นของแรงดันไฟฟ้าด้านออกดังนี้

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{RCf_s}$$

ให้แรงดันระลอกคลื่นเท่ากับ 0.01

$$C = \frac{0.49}{(20)(0.01)(100 \times 10^3)}$$

$$= 28.6 \mu\text{F}$$

3.1.1.2 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ภายในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ (ชนิดกระแสคงที่)

วัตถุประสงค์เพื่อปรับเปลี่ยนวงจรฟลายแบ็กชนิดแหล่งจ่ายแรงดันคงที่(constant voltage) ไปเป็นแหล่งจ่ายกระแสคงที่ (constant current) ซึ่งการออกแบบทำได้โดยปรับเปลี่ยนที่ตัวต้านทานป้อนกลับแรงดันที่ต่อขนานกับโหลดไปเป็นตัวต้านทานป้อนกลับกระแสที่ต่ออนุกรมกับโหลด ซึ่งคำนวณได้ ดังนี้

- แรงดันอ้างอิง (V_{ref}) จาก TL 431 มีค่า 2.5 V
 - กระแสที่ต้องการป้อนกลับ ($I_{out(max)}$) มีค่า 1500 mA
- ดังนั้นคำนวณค่าตัวต้านทานป้อนกลับ(R_{sense}) ได้ดังนี้

$$R_{sense} = \frac{V_{ref}}{I_{out(max)}}$$

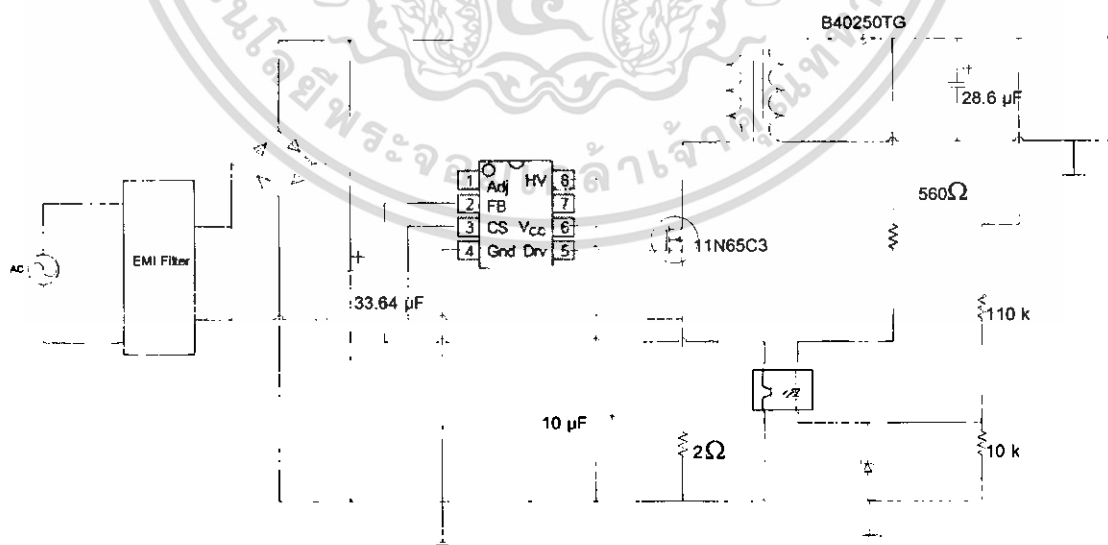
$$= \frac{2.5}{1.5}$$

$$= 1.667 \Omega$$

เลือกใช้ตามค่ามาตรฐานเท่ากับ 1.53 Ω เพื่อให้ได้ค่ากระแสขั้วใกล้เคียงกับกระแสขั้วที่ต้องการมากที่สุด

ตารางที่ 3.1 แสดงค่าพารามิเตอร์ของวงจรฟลายแบ็คที่ได้จากการคำนวณ

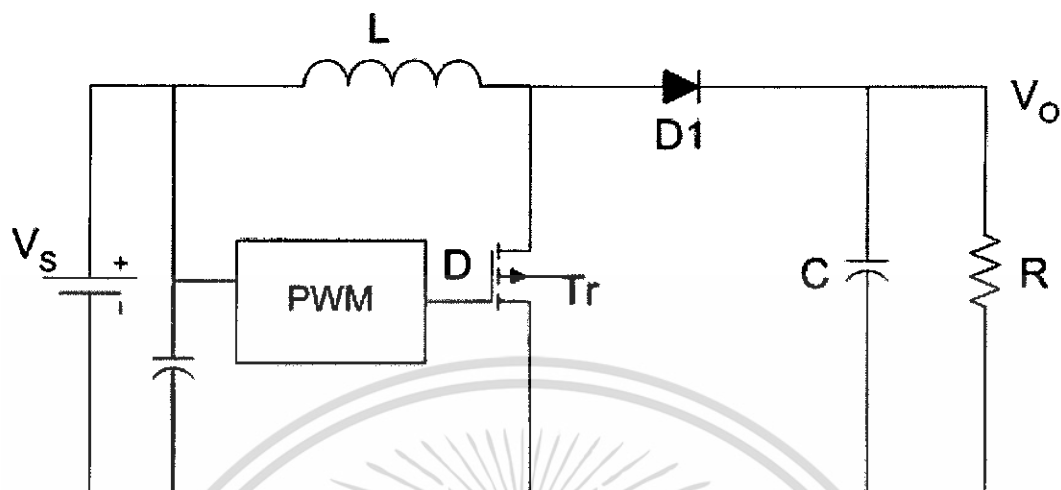
อุปกรณ์	ค่าพารามิเตอร์
C_{bulk}	33.64 μF
L_p	0.6mH
D_{min}	0.39
A_p	4620 mm^4
N_2/N_1	0.13
N_1	69 รอบ
N_2	9 รอบ
$I_{1,rms}$	0.32A
$I_{2,rms}$	2.46A
Diode	B40250TG
Mosfet	11N65C3
C_o	28.6 μF
ตัวต้านทานตรงจับ	2 Ω
ตัวต้านทานป้อนกลับ R_1, R_2 (ชนิดแรงดันคงที่)	$R_1=110 \text{ k}\Omega$, $R_2=10 \text{ k}\Omega$
ตัวต้านทานป้อนกลับ (ชนิดกระแสคงที่)	1.53 Ω



รูปที่ 3.5 แสดงรูปวงจรมอเตอร์ฟลายแบ็คที่ได้จากการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.1.2 การออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.6 แสดงวงจรสมมูลของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

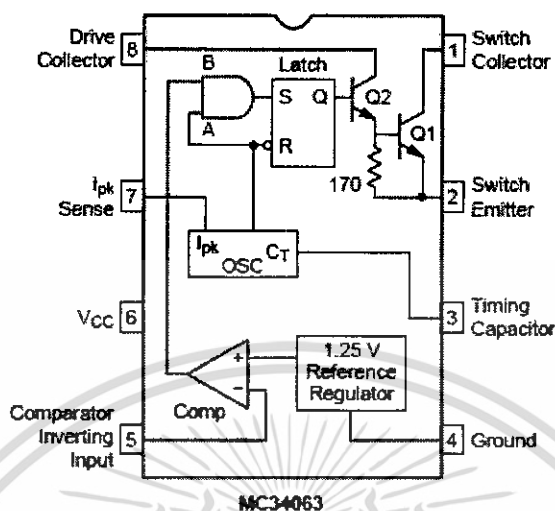
จากรูปที่ 3.6 แสดงวงจรสมมูลของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งประกอบไปด้วยส่วนของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ และวงจรควบคุม PWM

วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ คือ วงจรที่ทำให้ระดับแรงดันไฟฟ้าด้านออกมีค่าสูงกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า และเพื่อให้ได้แรงดันที่มีความเป็นกระแสดตรง จะนิยมใช้วงจรกรองผ่านความถี่ต่ำ (Low Pass Filter) โดยใช้วงจรกรองแบบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเพราะมีอัตราการลดทอนสัญญาณรบกวนที่ไม่ต้องการผกผันกับกำลังสองของความถี่ ส่วนวงจรควบคุม PWM จะทำหน้าที่สร้างสัญญาณ PWM ขึ้นมาขับสวิตช์

สำหรับแนวทางในการออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ในการทำโครงการนี้ ได้ตัดสินใจใช้ไอซี MC34063 เป็นชุดขับสวิตช์ในวงจร เนื่องจากไอซี MC34063 มีความสามารถในการจ่ายกระแสและแรงดันได้ใกล้เคียงกับพิกัดที่ต้องการ

ซึ่งไอซี MC34063 มีแรงดันทำงานอยู่ระหว่าง 3 – 40 V ความถี่ทำงานสูงสุดได้ถึง 100 kHz กระแสสูงสุดที่สวิตช์ขาออกของไอซีสามารถทนได้คือ 1.5 A โดยตัวไอซีจะทำหน้าที่เป็นตัวจ่ายและควบคุมสัญญาณ PWM ให้กับวงจร Boost converter

- วงจรควบคุม PWM

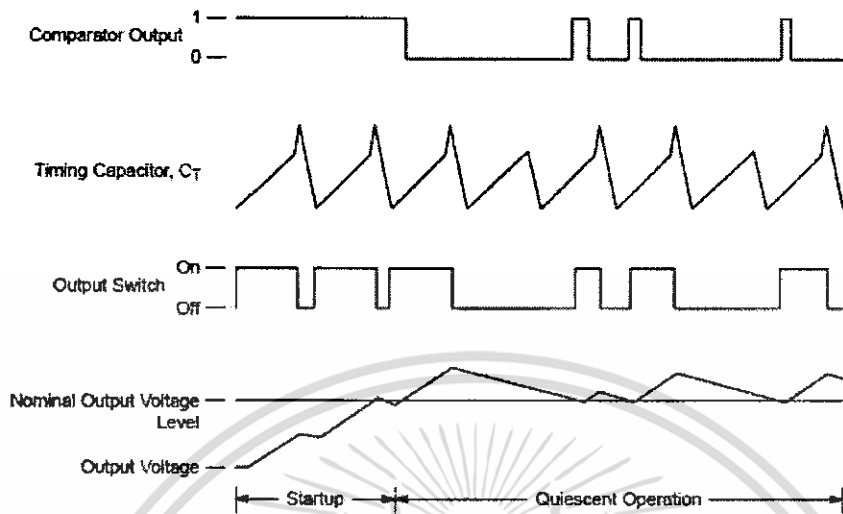


รูปที่ 3.7 แสดงวงจรภายในของไอซี MC34063

วงจรถวลคุมมีหน้าที่ในการปรับค่าตัวตีไซเคิลเพื่อควบคุมแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุต(V_o) ให้มีค่าคงที่ โดยในที่นี้ใช้ไอซี MC34063 ซึ่งให้สัญญาณ PWM ที่ความถี่ที่ต้องการ รูปที่ 3.7 แสดงองค์ประกอบภายในของไอซี MC34063 ซึ่งประกอบไปด้วย AND gate, RS Flip-Flop, Oscillator, 1.25 V Reference Regulator, Error Amp และ Transistor 2 ตัว โดยไอซีจะรับแรงดันที่มาจากกรแบ่งแรงดันทางด้านเอาต์พุตเข้ามาทางขา 5 เพื่อเปรียบเทียบกับ Reference Voltage 1.25 V แล้วนำค่า error ที่ได้ไปเข้า AND gate เพื่อเปรียบเทียบกับสัญญาณว่าควรจะมีการปิดหรือเปิดสวิตช์อย่างไรเพื่อให้แรงดันขาออกคงที่

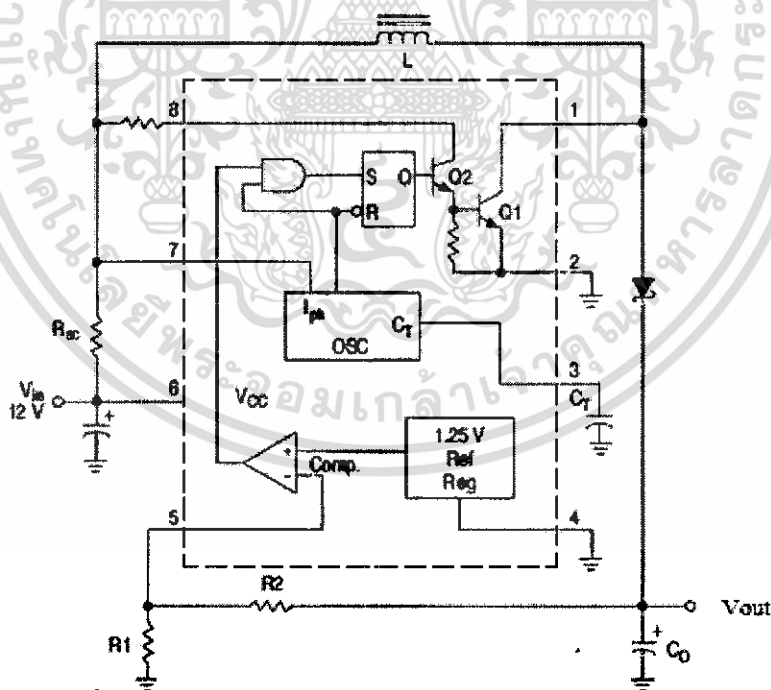
หลักการทำงานคือ ในช่วงชาร์จ C_T ที่ขา A ของ AND gate จะมีสถานะเป็น 1 และเมื่อแรงดันขาออกต่ำกว่าปกติที่ขา B ของ AND gate จะมีสถานะเป็น 1 ส่งผลให้ RS Flip-Flop ให้ค่าออกมาเป็น 1 ทำให้สวิตช์นำกระแส ต่อมาเมื่อ C_T เริ่มคายประจุ จะให้สถานะ 0 ที่ขา A ของ AND gate ทำให้ RS Flip-Flop มีสถานะ reset ส่งผลให้สวิตช์ไม่นำกระแส เมื่อแรงดันขาออกสูงกว่าปกติสวิตช์ก็จะไม่นำกระแสเช่นกัน การควบคุมแรงดันขาออกเราสามารถทำได้โดยใช้การแบ่งแรงดันมาเข้าที่ ขา 5 (Comparator Inverting Input) ของไอซี ที่ระดับแรงดัน 1.25 โวลต์ reference

การทำงานของไอซีจะเป็นไปตาม Timing Diagram นี้



รูปที่ 3.8 แสดง Timing Diagram การทำงานของ MC34063

3.1.2.1 การคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆภายในวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.9 แสดงวงจรบัสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ไอซี MC34063

ออกแบบวงจรขับหลอดขนาด 45 วัตต์โดยใช้ไอซี MC34063 ให้ได้แรงดันขาออก 30 โวลต์ จ่ายกระแสได้ 0-1500 มิลลิแอมป์ จากแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 12 โวลต์ เพื่อให้สามารถรองรับหลอด LED K2 จำนวน 6 หลอด ต่ออนุกรม กำหนดความถี่สวิตซิง 33 กิโลเฮิร์ตซ์ เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนวิชาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่นับผูกพันให้ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(เนื่องจาก Oscillator ในไอซีมีความถี่เฉลี่ยที่ 33 กิโลเฮิรตซ์) จึงมีข้อกำหนดของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ดังต่อไปนี้

$$-V_{in(min)} = 12V - 25\% \text{ หรือ } 9 \text{ V}$$

$$-V_{out} = 30 \text{ V}$$

$$-I_{out} = 1500 \text{ mA}$$

$$-F_{min} = 33 \text{ kHz}$$

$$-V_{ripple(p-p)} = 0.5\%V_{out} \text{ หรือ } 150 \text{ mV}_{p-p}$$

เริ่มต้นด้วยการคำนวณหาอัตราส่วนของช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแส (t_{on}) ต่อช่วงเวลาที่ไดโอดนำกระแส (t_{off})

$$\begin{aligned} \frac{t_{on}}{t_{off}} &= \frac{V_{out} + V_F - V_{in(min)}}{V_{in(min)} - V_{sat}} \\ &= \frac{30 + 0.525 - 9}{9 - 0.5} \\ &= 2.53 \end{aligned}$$

จากนั้นหาคาบเวลา ($t_{on(max)} + t_{off}$) ของการทำงานได้จาก

$$\begin{aligned} t_{on(max)} + t_{off} &= \frac{1}{F_{min}} \\ &= \frac{1}{33 \times 10^3} \\ &= 30 \mu\text{s per cycle} \end{aligned}$$

สามารถคำนวณหาค่า t_{off} ได้จากอัตราส่วนของช่วงเวลา t_{on} และ t_{off} กับ ผลรวมของ t_{on} และ t_{off} ตามสมการดังนี้

$$\begin{aligned} t_{off} &= \frac{t_{on} + t_{off}}{\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1} \\ t_{off} &= \frac{30 \times 10^{-6}}{2.53 + 1} \\ &= 8.5 \mu\text{s} \\ t_{on} &= 30 \mu\text{s} - 8.5 \mu\text{s} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= 21.5 \mu s$$

$$\text{ดังนั้น Duty ratio} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{21.5 \mu s}{30 \mu s} = 0.717$$

หมายเหตุ Duty ratio ต้องไม่เกิน 0.85 (Maximum duty ของ IC)

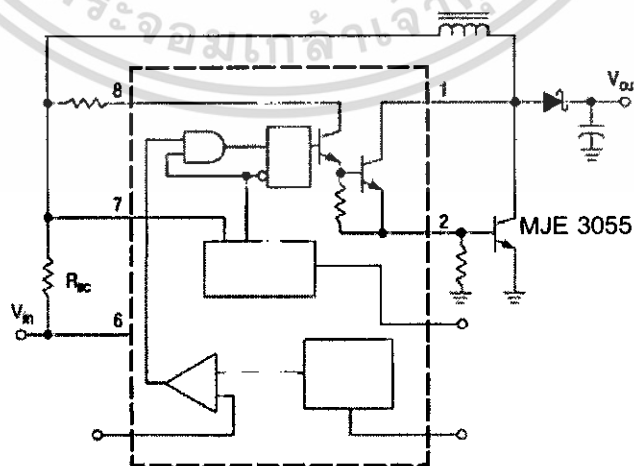
ช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของสวิตช์ ($t_{on(max)}$) กำหนดโดยการเลือกค่าตัวเก็บประจุ C_T

$$\begin{aligned} C_T &= 4.0 \times 10^{-5} t_{on} \\ &= 4.0 \times 10^{-5} (21.5 \times 10^{-6}) \\ &= 860 \text{ pF} \end{aligned}$$

หาค่ากระแสที่ไหลผ่านสวิตช์สูงสุด

$$\begin{aligned} I_{pk}(\text{switch}) &= 2 I_{out} \left(\frac{t_{on}}{t_{off}} + 1 \right) \\ &= 2 (1.5) (2.53 + 1) \\ &= 10.59 \text{ A} \end{aligned}$$

เนื่องจากไอซีสามารถทนกระแสสูงสุดได้ 1.5 A ดังนั้น จึงต้องทำการต่อสวิตช์ภายนอก เพื่อให้สามารถทนกระแสได้ โดยจะทำการต่อ Transistor npn เบอร์ MJE3055 เข้าไป ตามรูปข้างล่าง



รูปที่ 3.10 แสดงการต่อสวิตช์ภายนอกของวงจรมูลต์ที่ใช้ MC34063 เป็นตัวขับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การหาค่าตัวเหนี่ยวนำที่เล็กที่สุด สามารถหาได้จาก

$$\begin{aligned} L_{\min} &= \left(\frac{V_{m(\min)} - V_{sat}}{I_{pk(\text{switch})}} \right) t_{on} \\ &= \left(\frac{9 - 0.5}{10.59} \right) 21.5 \times 10^{-6} \\ &= 17.26 \mu\text{H} \end{aligned}$$

จากนั้นสามารถคำนวณค่าความต้านทานจำกัดกระแส (R_{sc}) ได้จาก

$$\begin{aligned} I'_{pk(\text{switch})} &= \left(\frac{V_{in} - V_{sat}}{L_{\min}} \right) t_{on(\max)} \\ &= \left(\frac{12 - 0.5}{17.26 \times 10^{-6}} \right) 21.5 \times 10^{-6} \\ &= 14.33 \text{ A} \end{aligned}$$

ทำให้ได้ค่าความต้านทานจำกัดกระแส (R_{sc}) ดังนี้

$$\begin{aligned} R_{sc} &= \frac{0.33}{I'_{pk(\text{switch})}} \\ &= \frac{0.33}{14.33} \\ &= 0.023 \Omega \end{aligned}$$

จากนั้นหาค่าตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุต เพื่อลด Ripple ทางด้านขาออก

$$\begin{aligned} C_o &\approx \frac{I_{out}}{V_{ripple}(p-p)} t_{on} \\ &\approx \frac{1.5}{150 \times 10^{-3}} \times 21.5 \times 10^{-6} \\ &\approx 215 \mu\text{F} \end{aligned}$$

เลือกใช้ C_o ค่าเท่ากับ $470 \mu\text{F}$

การเลือกใช้ไดโอดสามารถเลือกได้จากพิกัดขาออก (30V, 1.5A) ในที่นี้เลือกใช้ไดโอดเบอร์ 1N5822 ซึ่งมีพิกัด 40V, 3A Schottky diode

และสามารถหาค่าตัวต้านทาน R_1 , R_2 เพื่อป้อนกลับแรงดันมาเข้าที่ ขา 5 (Comparator Inverting Input) ของไอซี ที่ระดับแรงดัน 1.25 V reference

$$V_{out} = 1.25 \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

$$R_1 = \frac{1.25}{800 \times 10^{-6}}$$

$$= 1.56 \text{ k}\Omega$$

เลือกใช้ R_1 เท่ากับ 1.5 k Ω

$$\text{และ } R_2 = R_1 \left(\frac{V_{out}}{1.25} - 1 \right)$$

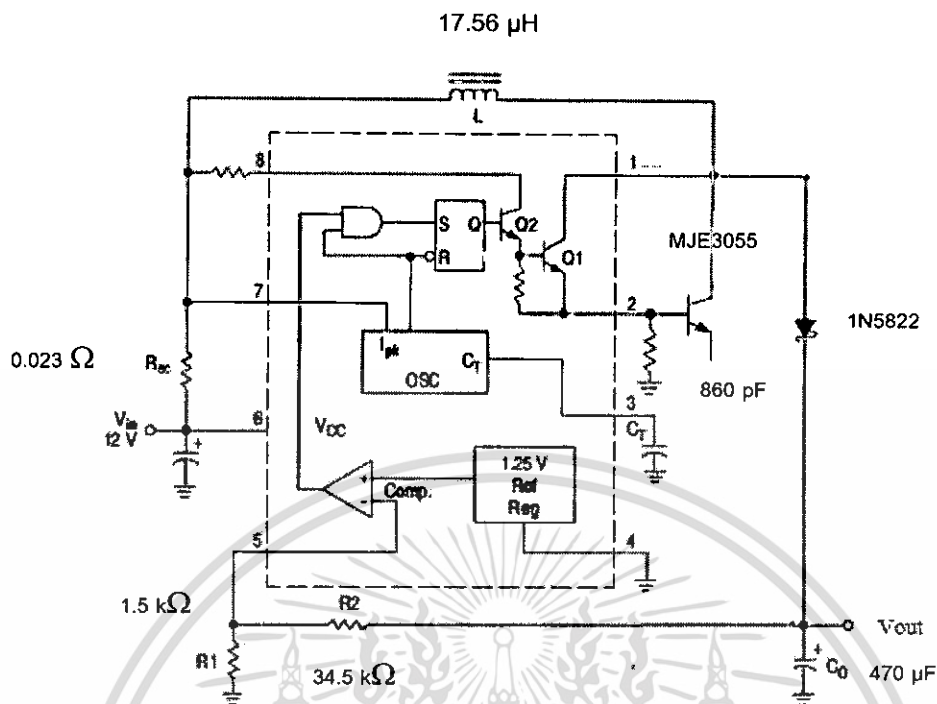
$$= 1,500 \left(\frac{30}{1.25} - 1 \right)$$

$$= 34.5 \text{ k}\Omega$$

ตารางที่ 3.2 แสดงค่าพารามิเตอร์ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการคำนวณ

อุปกรณ์	ค่าพารามิเตอร์
R_{sc}	0.023 Ω
R_1	1.5 k Ω
R_2	34.5 k Ω
L	17.56 μ H
Transistor	MJE3055
Diode	1N5822
C_T	860 pF
C_o	470 μ F

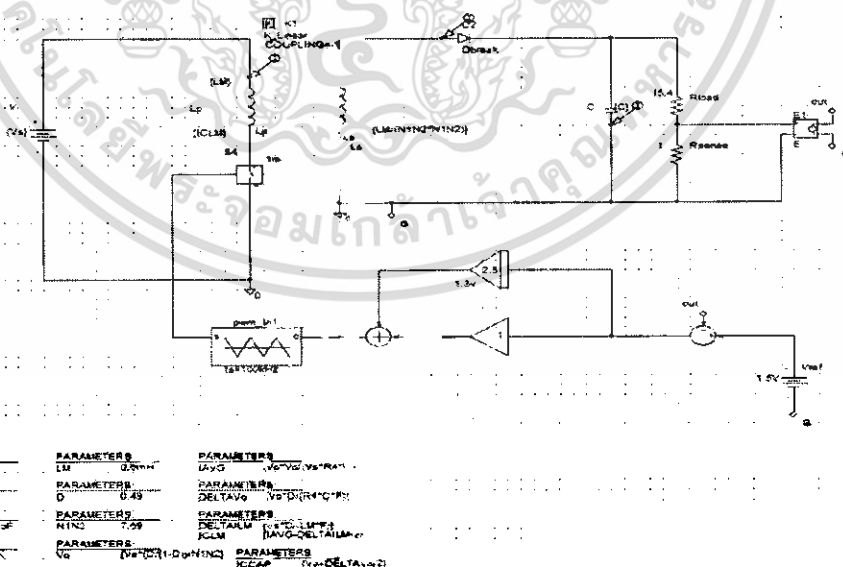
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 แสดงรูปวงจรบุสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ได้จากการคำนวณ

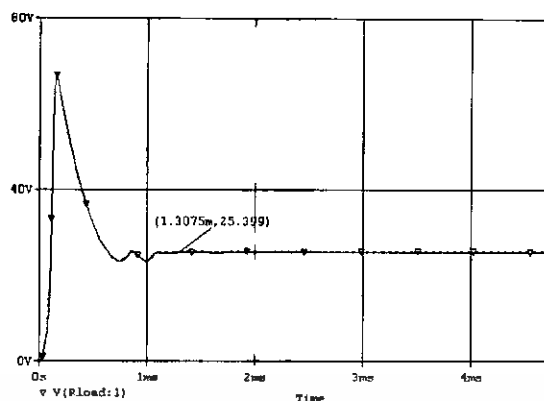
3.2 การจำลองวงจรด้วยโปรแกรม Pspice

3.2.1 วงจรฟลายแบ็ค

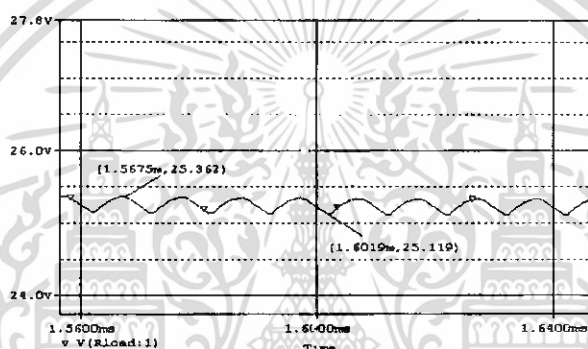


รูปที่ 3.12 แสดงวงจรฟลายแบ็ค จำลองด้วยโปรแกรม PSpice

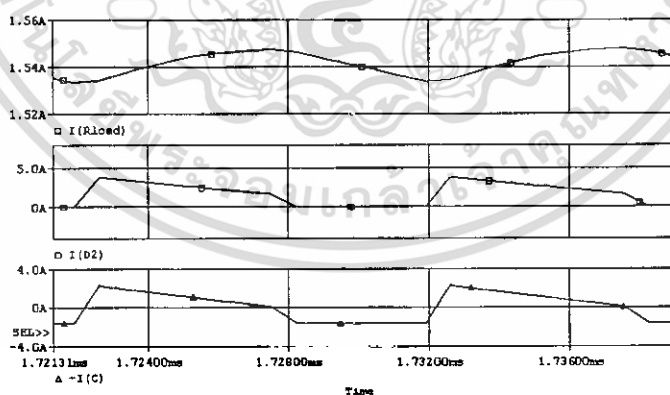
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.13 แสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรฟลายแบ็ค



รูปที่ 3.14 แสดงสัญญาณระลอกคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตของวงจรฟลายแบ็ค



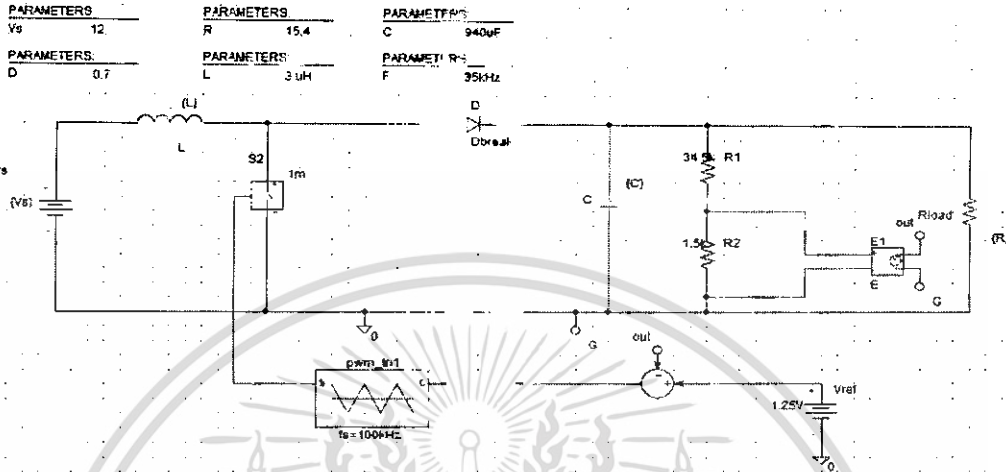
รูปที่ 3.15 แสดงรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของวงจรฟลายแบ็ค

จากการจำลองวงจรฟลายแบ็คด้วยโปรแกรม Pspice โดยการนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการคำนวณมาทดลอง จะพบว่าแรงดันขาออกของวงจรมีค่าเท่ากับ 25.39 V กระแสขาออกมีค่าเท่ากับ 1.42 A ริปเปิ้ลของแรงดันด้านออกมีค่าประมาณ 1% ดังนั้นการทดลองวงจรจริง จะต้อง

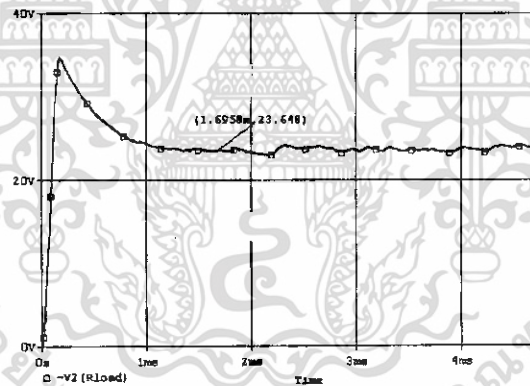
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ทำการปรับเปลี่ยนอุปกรณ์ในวงจรใหม่เล็กน้อยเนื่องจากค่าแรงดันและกระแสขาออกยังไม่ถึงพิกัดที่ตั้งเอาไว้

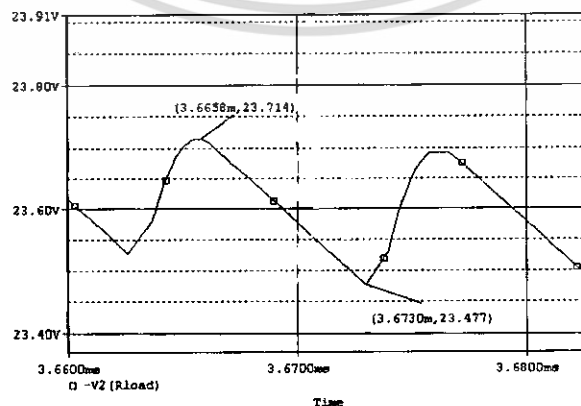
3.2.2 วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.16 แสดงวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ จำลองด้วยโปรแกรม PSpice

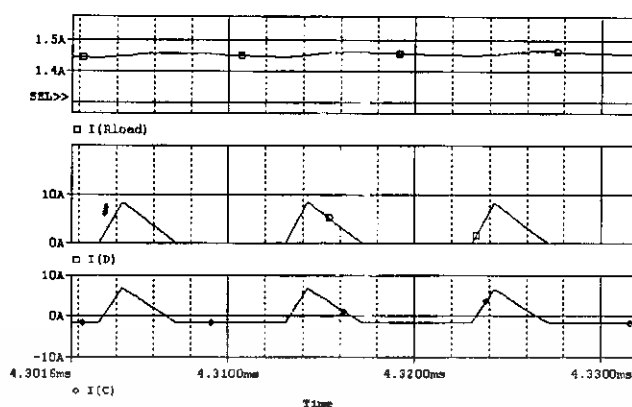


รูปที่ 3.17 แสดงสัญญาณแรงดันเอาต์พุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์



รูปที่ 3.18 แสดงสัญญาณระลอกคลื่นแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.19 แสดงรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าของวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์

จากการจำลองวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรม Pspice โดยการนำค่าพารามิเตอร์ที่ได้จากการคำนวณมาทดลอง จะพบว่าแรงดันขาออกของวงจรมีค่าเท่ากับ 23.65 โวลต์ กระแสขาออกมีค่าเท่ากับ 1.44 A ริปเปิ้ลของแรงดันด้านออกมีค่าประมาณ 1% ดังนั้นการทดลองวงจรจริง จะต้องทำการปรับเปลี่ยนอุปกรณ์ในวงจรใหม่เล็กน้อยเนื่องจากค่าแรงดันและกระแสขาออกยังไม่ถึงพิกัดที่ตั้งเอาไว้

บทที่ 4

การทดลองและผลการทดลอง

การทดลองในบทนี้จะเป็นการทดสอบวงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ได้สร้างขึ้น โดยใช้หลอด LED K2 ต่ออนุกรมกันจำนวน 6 หลอด เป็นโหลดของทุกการทดลอง การต่ออนุกรมของ LED K2 แสดงในรูปที่ 4.1 โดยจะทำการทดสอบแหล่งจ่ายทั้งวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ไอซีเบอร์ MC34063 และวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ไอซีเบอร์ NCP1200 และทำการหาค่าประสิทธิภาพของวงจรทั้งสอง

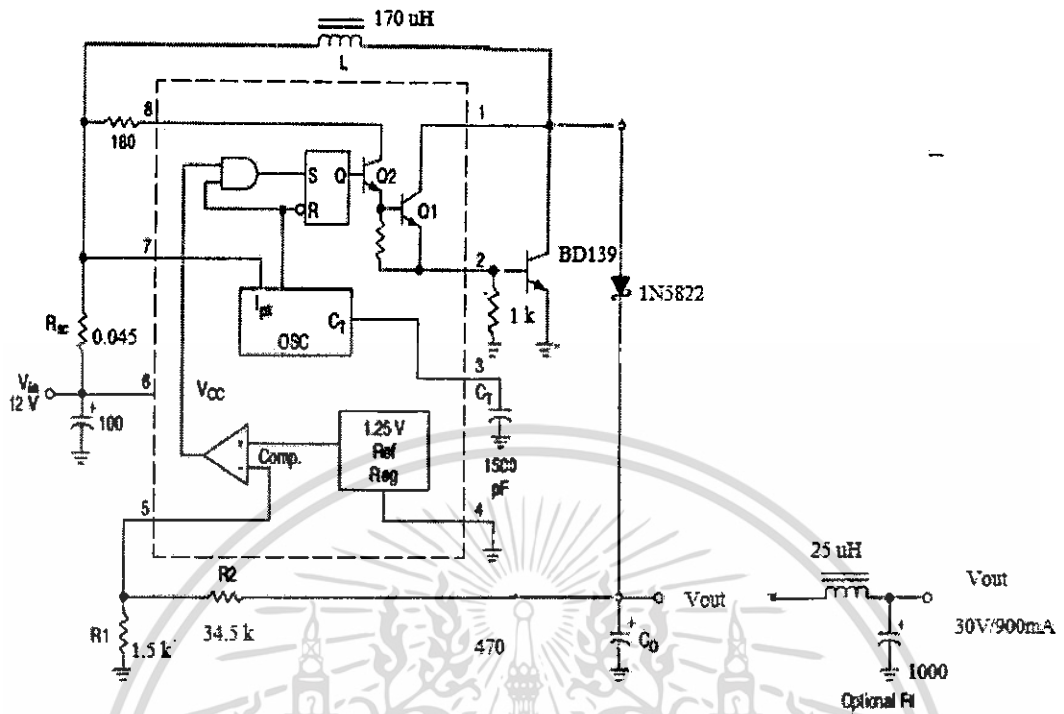


รูปที่ 4.1 แสดงการต่อหลอด LED K2 อนุกรมกัน 6 หลอด

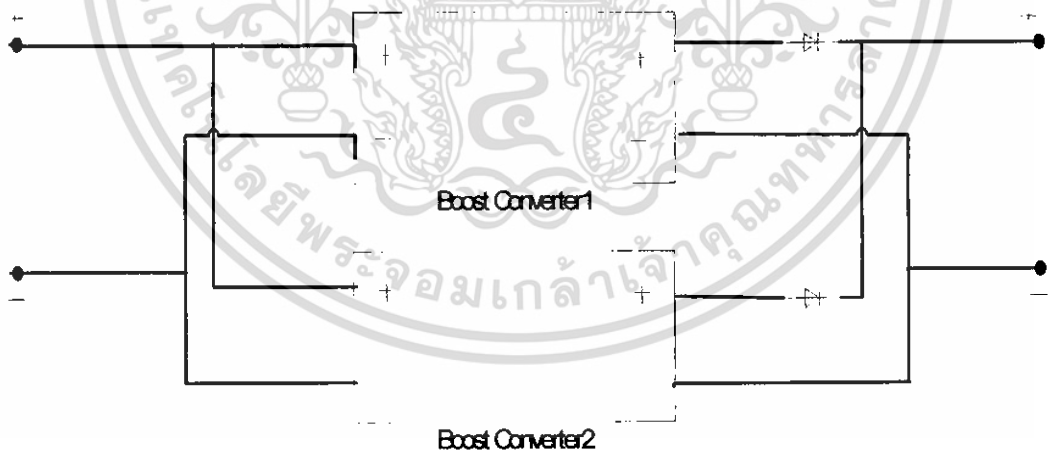
4.1 ชุดแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

เงื่อนไขในการทดลองวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน ต้องทำการต่อชุดโหลดที่ค่าต่างๆ กัน เพิ่มจากโหลดปกติ (LED K2 ต่ออนุกรม 6 หลอด) เพื่อจำกัดกระแส ณ ค่าต่างๆ ไม่ให้กระแสสูงเกิดพิกัดของหลอด LED K2 แล้วดูการจ่ายโหลดของแหล่งจ่ายที่พิกัดกระแสน้อยๆ แล้วค่อยๆ เพิ่มพิกัดกระแสขึ้นเรื่อยๆ จนถึงพิกัดกระแสที่เราต้องการ ทำการศึกษาสัญญาณการทำงานของสวิทช์และดูแรงดันทางด้านขาออกว่าสามารถจ่ายโหลดได้โดยที่แรงดันคงที่หรือไม่

วงจรที่ใช้ในการทดลองเป็นไปตามรูปที่ 4.2 ซึ่งได้ค่าพารามิเตอร์จากการออกแบบในบทที่ 3 และได้มีการปรับเปลี่ยนค่าต่างๆ ไปบ้างตามการทดลองจริง นอกจากนี้ยังได้ทำการต่อวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ 2 วงจรขนานกัน เพื่อให้ได้พิกัดกระแสที่มากขึ้น การต่อขนานกันแสดงไว้ในรูปที่ 4.3 จะได้วงจรในการทดลองจริงดังนี้

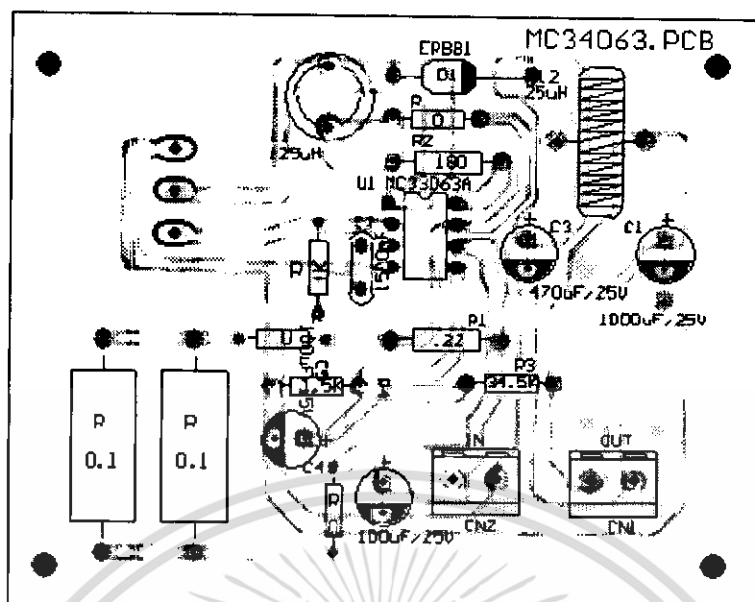


รูปที่ 4.2 แสดงรูปวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการทดลองจริง

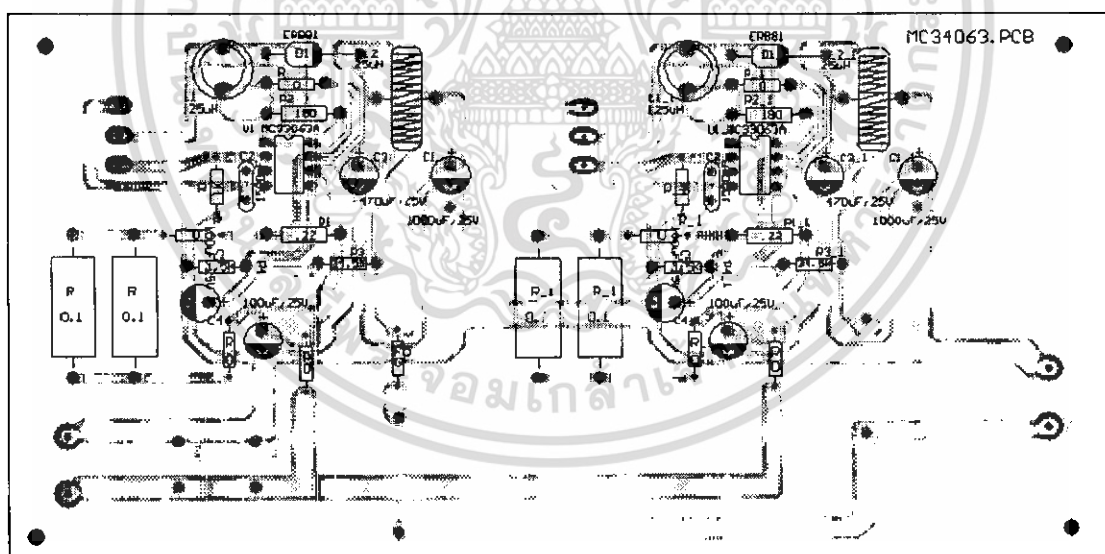


รูปที่ 4.3 แสดงการนำวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ 2 วงจร มาต่อขนานกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



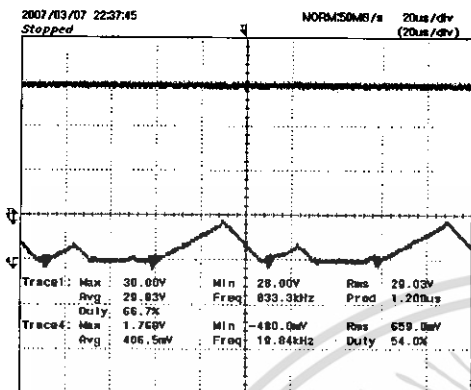
รูปที่ 4.4 แสดงลาย PCB ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์



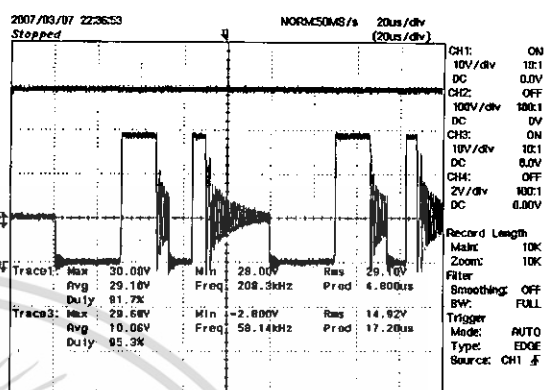
รูปที่ 4.5 แสดงลาย PCB ของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ 2 วงจร มาตรฐานกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

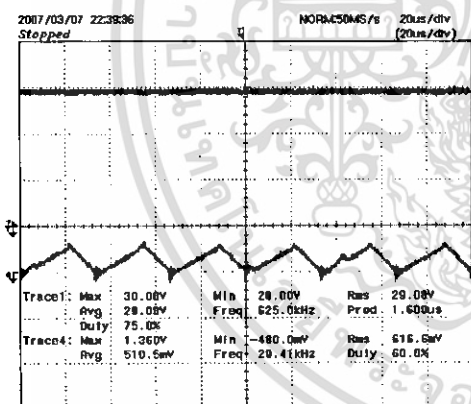
ในการทดลองจะทำการจับสัญญาณแรงดันขาออก, กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ และ สัญญาณขับสวิตช์ ได้รูปคลื่นจากการทดลองที่พิกัดกระแสต่างๆ ดังนี้



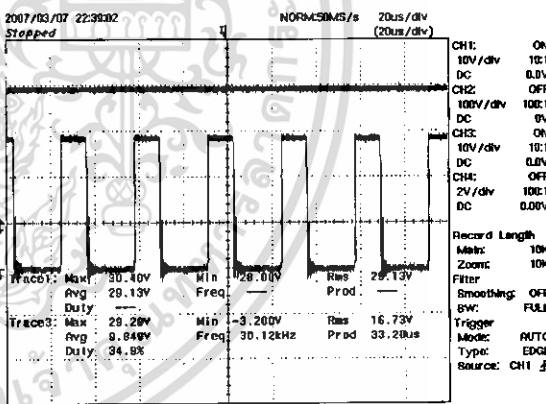
รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะ ดึงกระแส 140mA



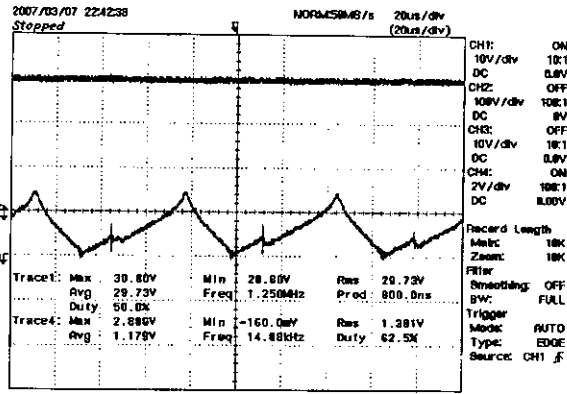
รูปที่ 4.7 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและ สัญญาณขับสวิตช์ขณะดึงกระแส 140mA



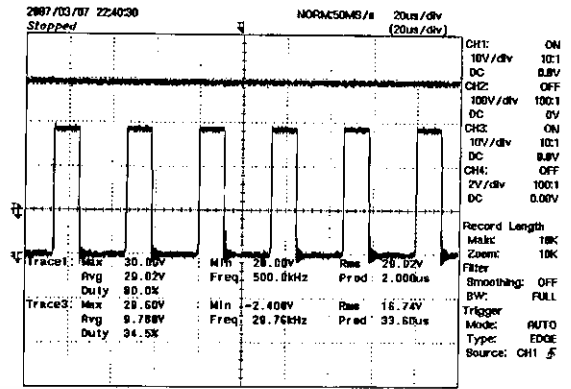
รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะ ดึงกระแส 310mA



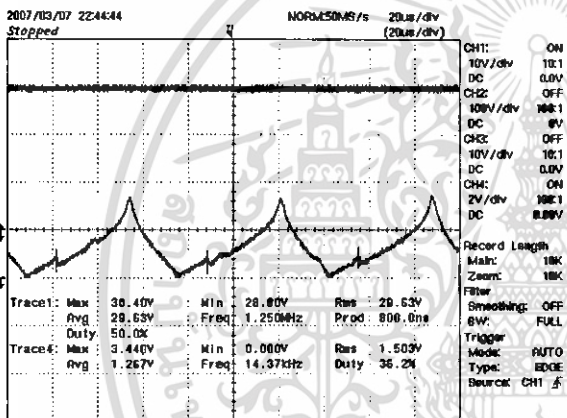
รูปที่ 4.9 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและ สัญญาณขับสวิตช์ขณะดึงกระแส 310mA



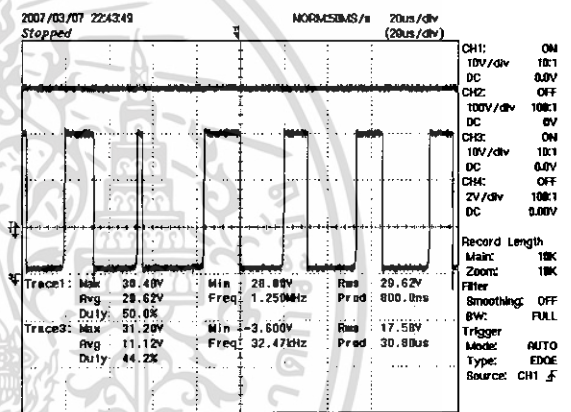
รูปที่ 4.10 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะตั้งกระแส 550mA



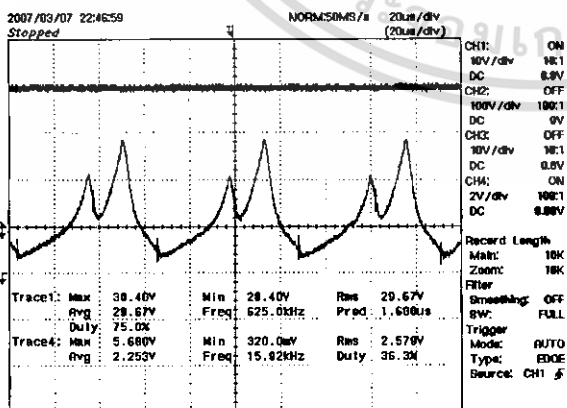
รูปที่ 4.11 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและสัญญาณขับสวิตช์ขณะตั้งกระแส 550mA



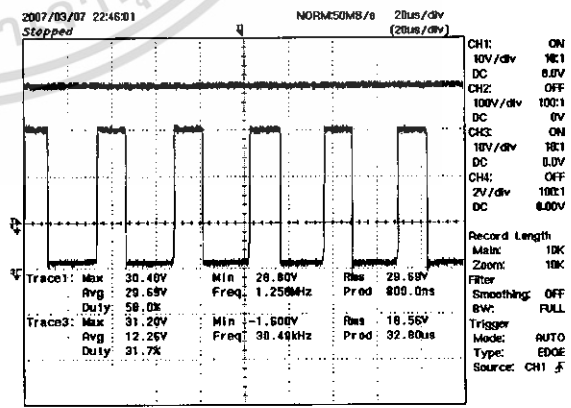
รูปที่ 4.12 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะตั้งกระแส 730mA



รูปที่ 4.13 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและสัญญาณขับสวิตช์ขณะตั้งกระแส 730mA

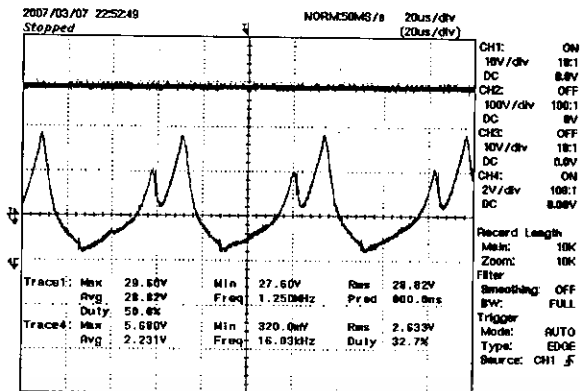


รูปที่ 4.14 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะตั้งกระแส 910mA

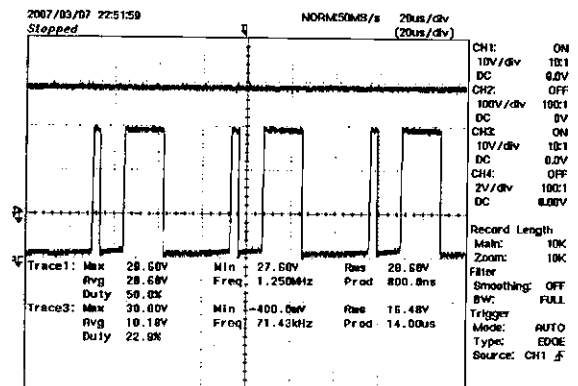


รูปที่ 4.15 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและสัญญาณขับสวิตช์ขณะตั้งกระแส 910mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.16 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำขณะตั้งกระแส 1100 mA



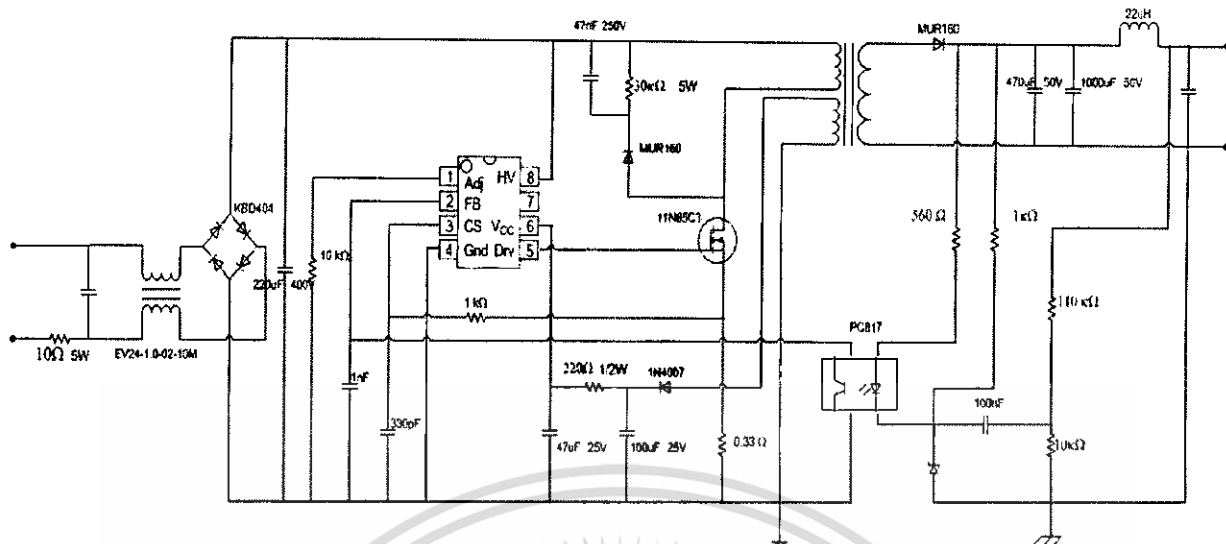
รูปที่ 4.17 แสดงสัญญาณแรงดันขาออกและสัญญาณขับสวิตช์ขณะตั้งกระแส 1100mA

จากการทดลองจะเห็นว่าที่ขณะตั้งกระแส 140 mA (รูปที่ 4.4 กับรูปที่ 4.5) จะได้แรงดันขาออกคงที่ประมาณ 30 โวลต์ มีสัญญาณการสวิตช์เป็นรูปคลื่นสี่เหลี่ยม แต่ยังไม่เต็มทุกลูก ต่อมาเมื่อมีการตั้งกระแสที่มากขึ้น สัญญาณจะมีการสวิตช์มากขึ้น จนกระทั่งสวิตช์เต็มทุกลูก ส่วนสัญญาณกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะค่อยๆ เพิ่มมากขึ้นเรื่อยๆ ตามกระแสที่ตั้ง โดยที่กระแสสูงสุดจะอยู่ที่ประมาณ 5 A แรงดันขาออกจะคงที่ที่ 30 โวลต์ ขณะตั้งกระแสตั้งแต่ 0 – 910 mA และแรงดันขาออกจะเริ่มตกจาก 30 โวลต์ ขณะที่ตั้งกระแส 1100 mA (รูปที่ 4.14 กับรูปที่ 4.15)

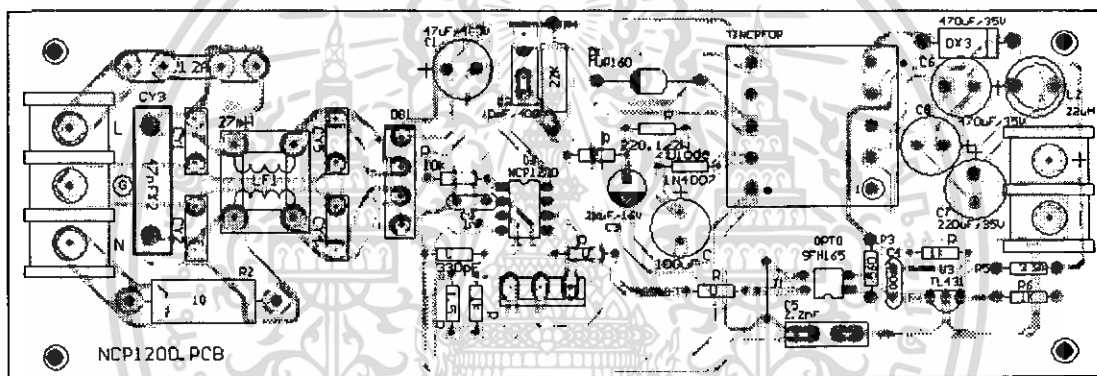
4.2 ชุดแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ (ชนิดแรงดันคงที่)

เงื่อนไขในการทดลองวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดัน เหมือนกับการทดลองของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ต้องทำการต่อชุดโหลดที่ค่าต่างๆ กัน เพิ่มจากโหลดปกติ (LED K2 ต่ออนุกรม 6 หลอด) เพื่อจำกัดกระแส ณ ค่าต่างๆ ไม่ให้กระแสสูงเกิดพิกัดของหลอด LED K2 แล้วดูการจ่ายโหลดของแหล่งจ่ายที่พิกัดกระแสน้อยๆ แล้วค่อยๆ เพิ่มพิกัดกระแสขึ้นเรื่อยๆ จนถึงพิกัดกระแสที่เราต้องการ ทำการศึกษาดูสัญญาณการทำงานของสวิตช์และดูแรงดันทางด้านขาออกว่าสามารถจ่ายโหลดได้โดยที่แรงดันคงที่หรือไม่

วงจรที่ใช้ในการทดลองเป็นไปตามรูปที่ 4.16 ซึ่งได้ค่าพารามิเตอร์จากการออกแบบในบทที่ 3 และได้มีการปรับเปลี่ยนค่าต่างๆ ไปบ้าง ตามที่ได้ทำการทดลองจริงและปรับปรุง จะได้วงจรในการทดลองจริงดังนี้

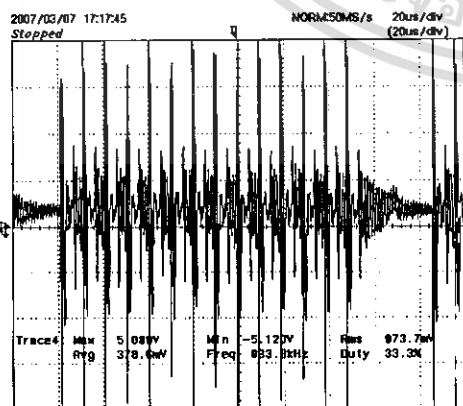


รูปที่ 4.18 แสดงรูปวงจรถ่ายแบบคิกคอนเวอร์เตอร์ (ชนิดแรงดันคงที่) ที่ใช้ในการทดลองจริง

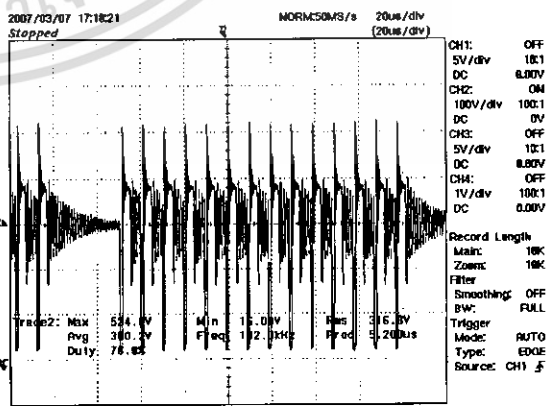


รูปที่ 4.19 แสดงลาย PCB ของวงจรถ่ายแบบคิกคอนเวอร์เตอร์ (ชนิดแรงดันคงที่)

ในการทดลองจะทำการจับสัญญาณกระแสขาออก และสัญญาณขาเดรน-ซอร์ส ได้รูปคลื่นจากการทดลองที่พิกัดกระแสต่างๆ ดังนี้



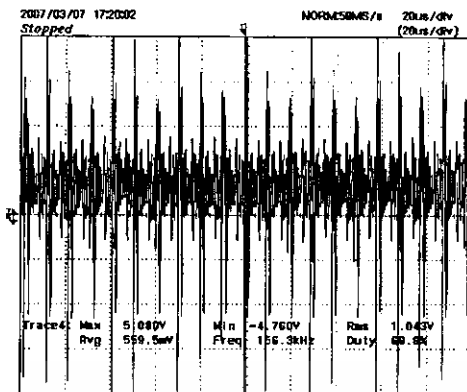
รูปที่ 4.20 แสดงสัญญาณกระแสขาออก 370 mA



รูปที่ 4.21 แสดงสัญญาณขาเดรน-ซอร์ส

ขณะดึงกระแส 370 mA

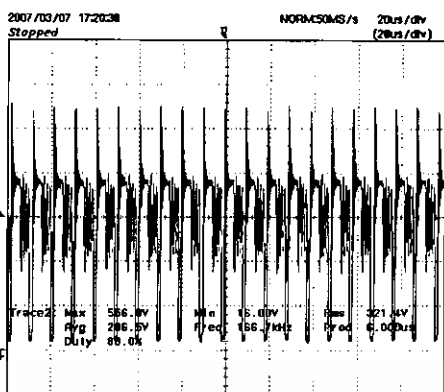
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



CH1: OFF
 5V/div 10:1
 DC 0.00V
 CH2: OFF
 100V/div 100:1
 DC 0V
 CH3: OFF
 5V/div 10:1
 DC 0.00V
 CH4: ON
 1V/div 100:1
 DC 0.00V

Record Length: Main: 10K, Zoom: 10K
 Filter: OFF
 Smoothing: OFF
 BW: FULL
 Trigger Mode: AUTO
 Type: EDGE
 Source: CH1 f

Trace1: Max 5.00V, Avg 559.5mV, Min -4.760V, Freq 156.3kHz, Res 1.045V, Duty 68.8%



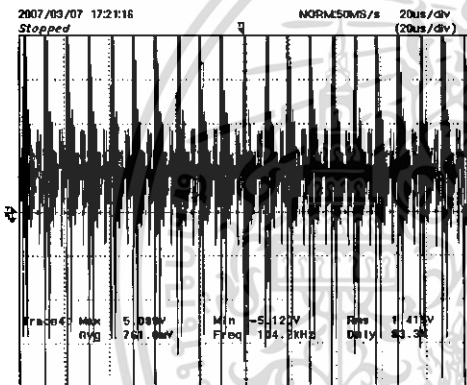
CH1: OFF
 5V/div 10:1
 DC 0.00V
 CH2: ON
 100V/div 100:1
 DC 0V
 CH3: OFF
 5V/div 10:1
 DC 0.00V
 CH4: OFF
 1V/div 100:1
 DC 0.00V

Record Length: Main: 10K, Zoom: 10K
 Filter: OFF
 Smoothing: OFF
 BW: FULL
 Trigger Mode: AUTO
 Type: EDGE
 Source: CH1 f

Trace2: Max 566.7V, Avg 206.5V, Min 15.0V, Freq 156.3kHz, Res 321.4V, Duty 86.0%

รูปที่ 4.22 แสดงสัญญาณกระแสขาออก 550 mA

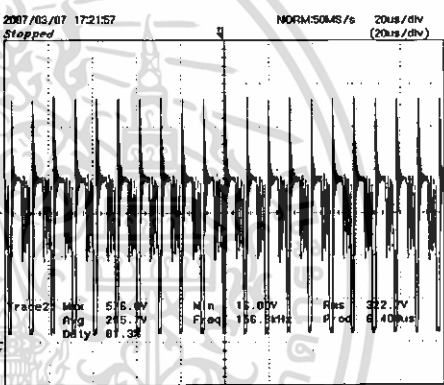
รูปที่ 4.23 แสดงสัญญาณขาเตรน-ฮอรัส ขณะตั้งกระแส 550 mA



CH1: OFF
 5V/div 10:1
 DC 0.00V
 CH2: OFF
 100V/div 100:1
 DC 0V
 CH3: OFF
 5V/div 10:1
 DC 0.00V
 CH4: ON
 1V/div 100:1
 DC 0.00V

Record Length: Main: 10K, Zoom: 10K
 Filter: OFF
 Smoothing: OFF
 BW: FULL
 Trigger Mode: AUTO
 Type: EDGE
 Source: CH1 f

Trace1: Max 5.00V, Avg 761.1mV, Min -5.120V, Freq 104.2kHz, Res 1.411V, Duty 83.3%



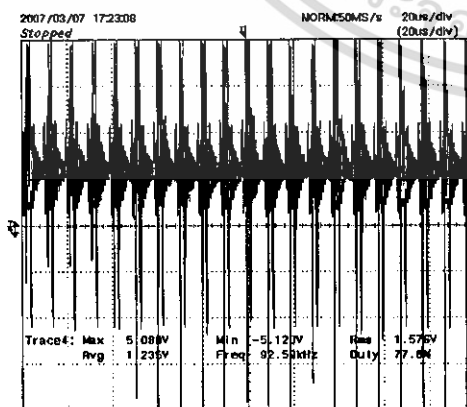
CH1: OFF
 5V/div 10:1
 DC 0.00V
 CH2: ON
 100V/div 100:1
 DC 0V
 CH3: OFF
 5V/div 10:1
 DC 0.00V
 CH4: OFF
 1V/div 100:1
 DC 0.00V

Record Length: Main: 10K, Zoom: 10K
 Filter: OFF
 Smoothing: OFF
 BW: FULL
 Trigger Mode: AUTO
 Type: EDGE
 Source: CH1 f

Trace2: Max 515.0V, Avg 215.7V, Min 15.0V, Freq 156.3kHz, Res 322.7V, Duty 81.3%

รูปที่ 4.24 แสดงสัญญาณกระแสขาออก 750 mA

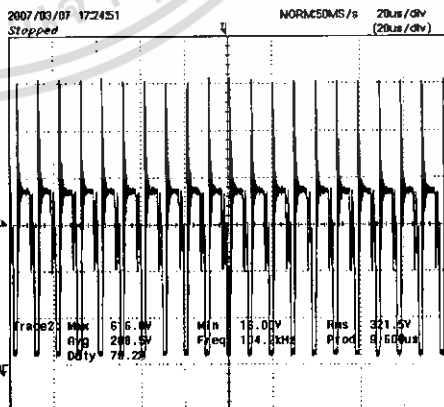
รูปที่ 4.25 แสดงสัญญาณขาเตรน-ฮอรัส ขณะตั้งกระแส 750 mA



CH1: OFF
 5V/div 10:1
 DC 0.00V
 CH2: OFF
 100V/div 100:1
 DC 0V
 CH3: OFF
 5V/div 10:1
 DC 0.00V
 CH4: ON
 1V/div 100:1
 DC 0.00V

Record Length: Main: 10K, Zoom: 10K
 Filter: OFF
 Smoothing: OFF
 BW: FULL
 Trigger Mode: AUTO
 Type: EDGE
 Source: CH1 f

Trace1: Max 5.00V, Avg 1.235V, Min -5.120V, Freq 92.5kHz, Res 1.576V, Duty 77.6%



CH1: OFF
 5V/div 10:1
 DC 0.00V
 CH2: ON
 100V/div 100:1
 DC 0V
 CH3: OFF
 5V/div 10:1
 DC 0.00V
 CH4: OFF
 1V/div 100:1
 DC 0.00V

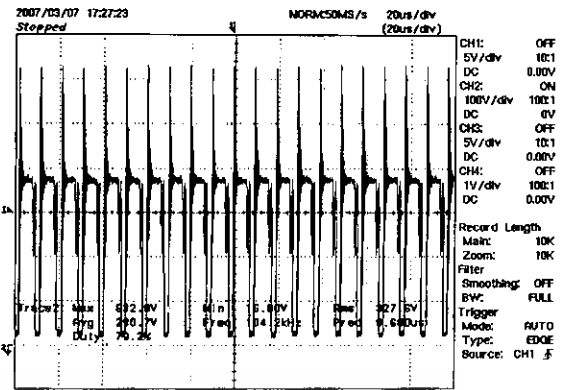
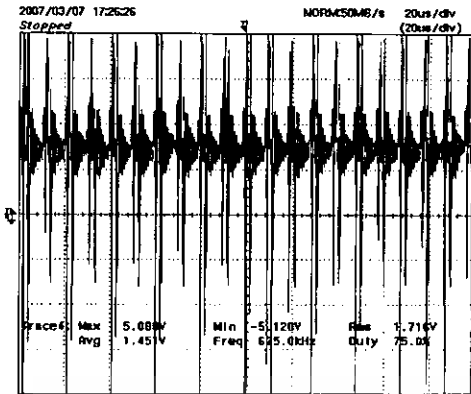
Record Length: Main: 10K, Zoom: 10K
 Filter: OFF
 Smoothing: OFF
 BW: FULL
 Trigger Mode: AUTO
 Type: EDGE
 Source: CH1 f

Trace2: Max 515.0V, Avg 208.5V, Min 15.0V, Freq 104.1kHz, Res 321.5V, Duty 78.2%

รูปที่ 4.26 แสดงสัญญาณกระแสขาออก 1200 mA

รูปที่ 4.27 แสดงสัญญาณขาเตรน-ฮอรัส ขณะตั้งกระแส 1200 mA

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



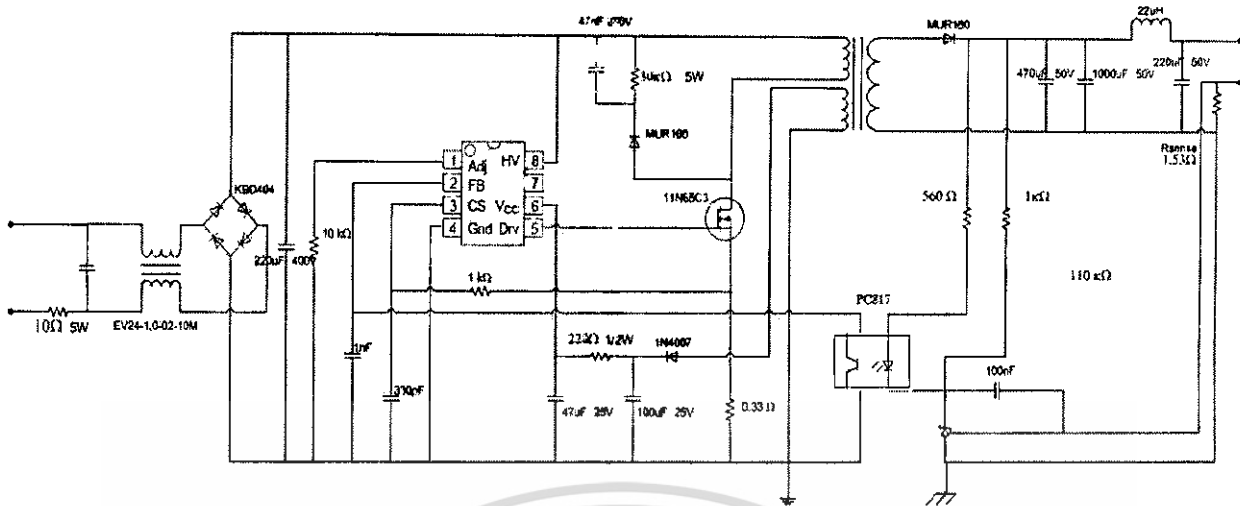
รูปที่ 4.28 แสดงสัญญาณกระแสขาออก 1500 mA รูปที่ 4.29 แสดงสัญญาณขาเดรน-ซอร์ส ขณะดึงกระแส 1500 mA

จากการทดลองจะเห็นว่าสัญญาณขาเดรน-ซอร์สขณะดึงกระแส 370 mA (รูปที่ 4.17 กับ รูปที่ 4.18) จะมีการสวิทช์ที่ยังไม่เต็มทุกลูก ต่อมาเมื่อมีการดึงกระแสที่มากขึ้น สัญญาณจะมีการสวิทช์มากขึ้น จนกระทั่งสวิทช์เต็มทุกลูก ส่วนสัญญาณกระแสขาออกที่ได้มีค่าใกล้เคียงกับที่ต้องการทุกพิกัดกระแส สามารถจ่ายได้ที่พิกัดกระแส 1500 mA (รูปที่ 4.25 โดยที่แรงดันขาออกคงที่ที่ 30 โวลต์ ซึ่งในการทดลองได้ทำการวัดแรงดันขาออกด้วยมัลติมิเตอร์พบว่าคงที่ทุกการจ่ายโหลด

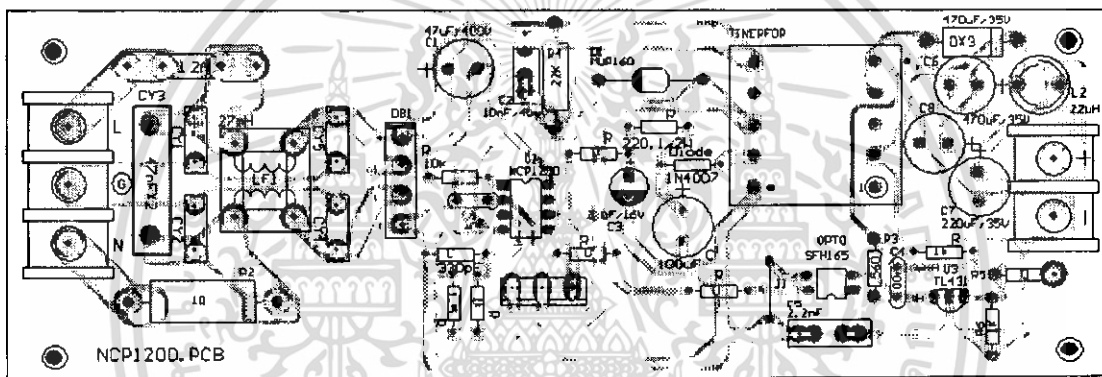
4.3 ชุดแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ (ชนิดกระแสคงที่)

เงื่อนไขในการทดลองวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ที่เป็นแหล่งจ่ายกระแส ต้องทำการต่อชุดโหลดที่ค่าต่างกัน โดยใช้ตัวต้านทานป้อนกลับ 1.53Ω จากนั้นดูการรักษาระแสให้คงที่ของวงจร ถ้าวจรสามารถรักษาระแสให้คงที่ได้ แรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานป้อนกลับ (R_{sense}) จะมีค่าคงที่ ทำการศึกษาดูสัญญาณขาเดรน-ซอร์ส ดูแรงดันที่คร่อมโหลด และดูแรงดันที่คร่อมตัวต้านทานป้อนกลับ

วงจรที่ใช้ในการทดลองจะคล้ายกับวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ (ชนิดแรงดันคงที่) แต่เปลี่ยนตัวป้อนกลับจากเดิมเป็นตัวต้านทานต่อขนานแบ่งแรงดันเป็นตัวต้านทานต่ออนุกรมกับโหลดแล้วป้อนกลับแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานที่ต่ออนุกรมเพิ่มเข้าไป วงจรแสดงในรูปที่ 4.27 ซึ่งได้ค่าพารามิเตอร์จากการออกแบบในบทที่ 3 และได้มีการปรับเปลี่ยนค่าต่างๆ ไปบ้างตามการทดลองจริง



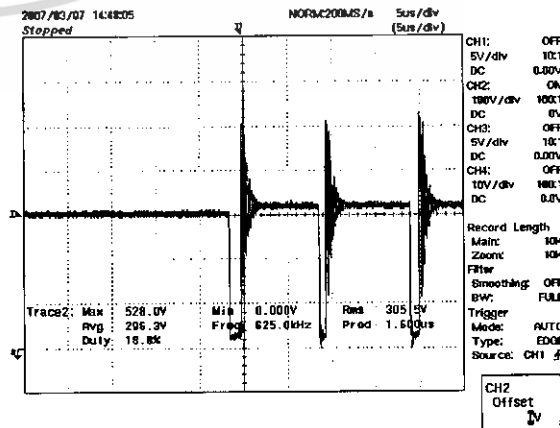
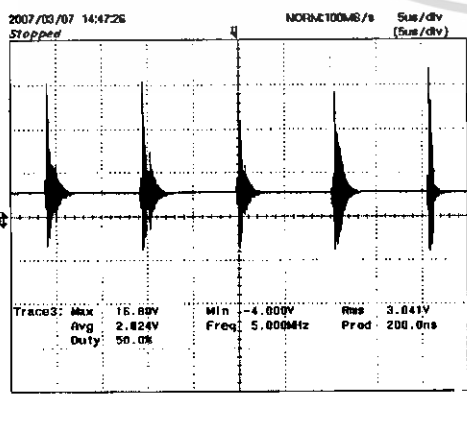
รูปที่ 4.30 แสดงรูปวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ (ชนิดกระแสคงที่) ที่ใช้ในการทดลองจริง



รูปที่ 4.31 แสดงลาย PCB ของวงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ (ชนิดกระแสคงที่)

ในการทดลองจะทำการจับสัญญาณแรงดันคร่อมโหลด สัญญาณขาเดรน-ซอร์ส และ สัญญาณแรงดันคร่อม R_{sense} ได้รูปคลื่นจากการทดลองที่พิกัดกระแสต่างๆ ดังนี้

- ขณะต่อโหลด 2 โอห์ม

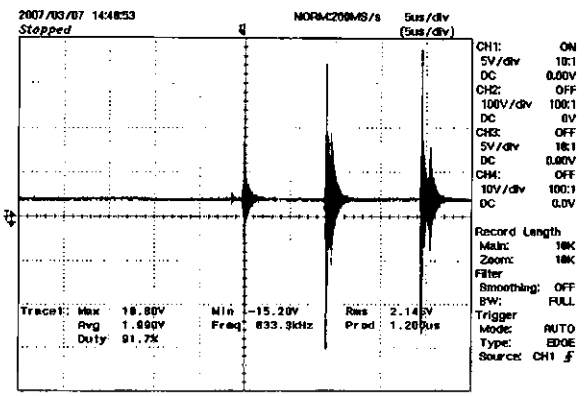


รูปที่ 4.32 แสดงสัญญาณแรงดันคร่อมโหลด

รูปที่ 4.33 แสดงสัญญาณขาเดรน-ซอร์ส

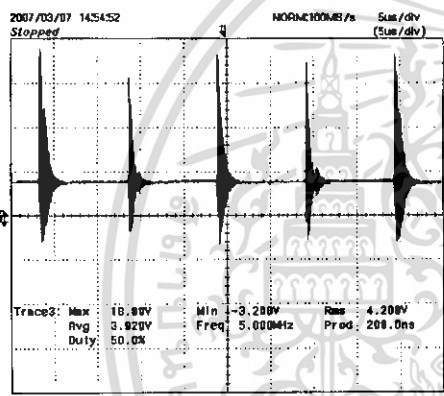
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับว่าตีพิมพ์เผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากเจ้าของลิขสิทธิ์

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

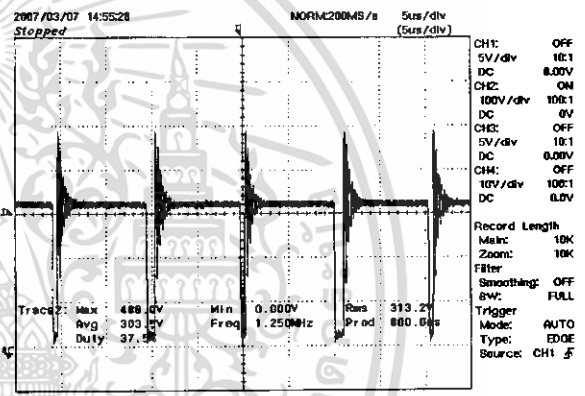


รูปที่ 4.34 แสดงสัญญาณแรงดันคร่อม R_{sense}

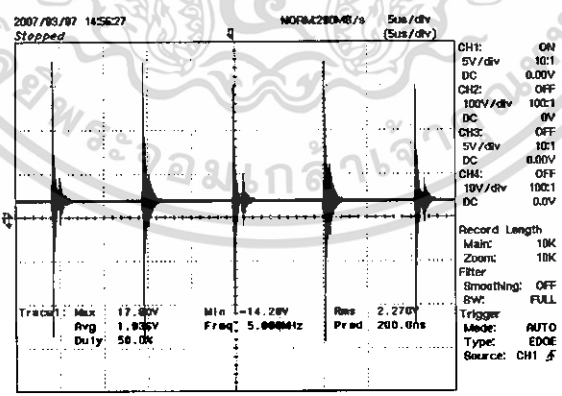
- ขณะต่อโหลด 3 โหม้ม



รูปที่ 4.35 แสดงสัญญาณแรงดันคร่อมโหลด



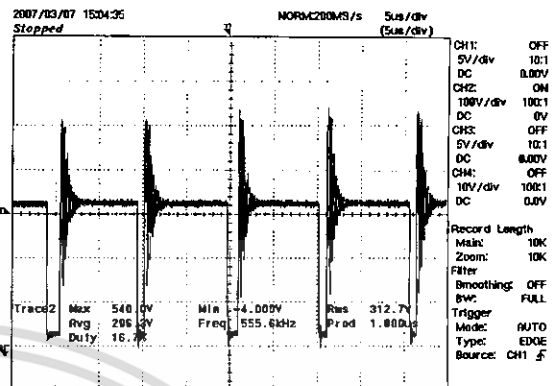
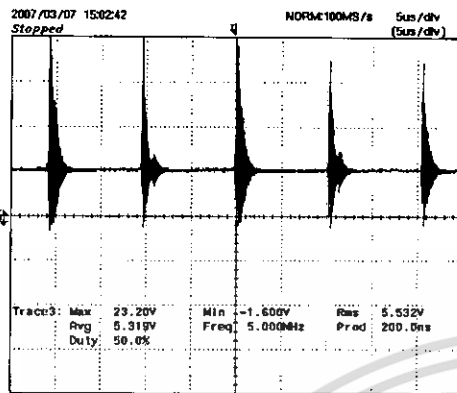
รูปที่ 4.36 แสดงสัญญาณขาเตรน-ซอร์ส



รูปที่ 4.37 แสดงสัญญาณแรงดันคร่อม R_{sense}

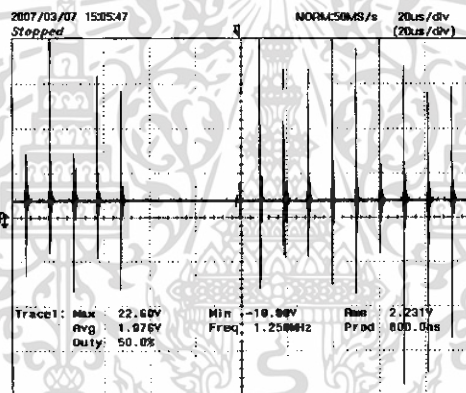
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- ขณะต่อโหลด 3.9 โอห์ม



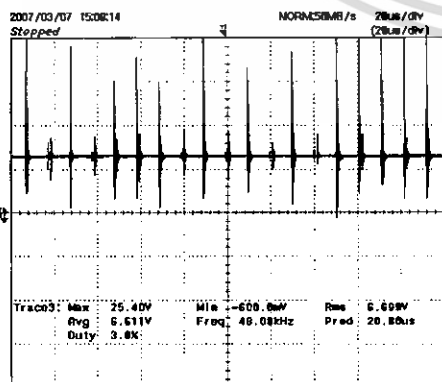
รูปที่ 4.38 แสดงสัญญาณแรงดันคร่อมโหลด

รูปที่ 4.39 แสดงสัญญาณขาเตรน-ซอร์ส

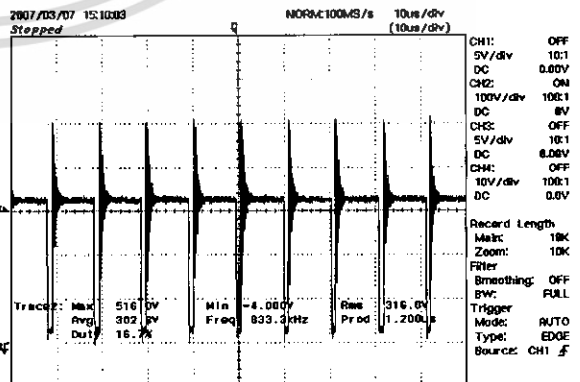


รูปที่ 4.40 แสดงสัญญาณแรงดันคร่อม R_{sense}

- ขณะต่อโหลด 5 โอห์ม

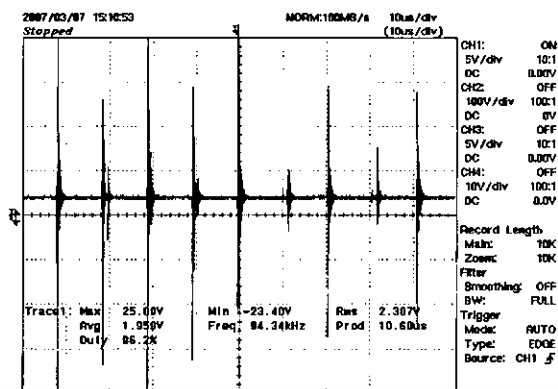


รูปที่ 4.41 แสดงสัญญาณแรงดันคร่อม



รูปที่ 4.42 แสดงสัญญาณขาเตรน-ซอร์ส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.43 แสดงสัญญาณแรงดันคร่อม R_{sense}

จากการทดลองจะเห็นว่าสัญญาณขาเดรน-ซอร์ส มีสัญญาณการสวิตช์ที่มากขึ้นตามโหลดที่เพิ่มขึ้น ส่วนสัญญาณแรงดันที่ตกคร่อม R_{sense} มีค่าคงที่ประมาณ 1.9 V ทุกค่าโหลด แรงดันที่ตกคร่อมโหลดมีค่าแปรตามโหลดที่เพิ่มเข้ามา ซึ่งอัตราส่วนระหว่างแรงดันและความต้านทานเป็นไปตามสมการ $V=IR$ ให้ค่ากระแสคงที่ประมาณ 1.3 A

ตารางที่ 4.1 แสดงค่าการรักษาระดับแรงดันเมื่อจ่ายโหลด LED K2 ของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ณ พิกัดที่ขับได้สูงสุด

วงจร	แรงดันที่ No load (V)	แรงดันที่ Full load (V)	% voltage regulation
ฟลายแบ็ค	30.23	30.23	0 %
บูสต์	30.14	29.79	1.16 %

ตารางที่ 4.2 แสดงประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ณ พิกัดที่แหล่งจ่ายขับได้สูงสุด 900 mA ที่ใช้วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ชนิดแรงดันคงที่เมื่อจ่ายโหลด LED K2

$V_{in}(V)$	$I_{in}(A)$	$V_{out}(V)$	$I_{out}(A)$	$P_{in}(W)$	$P_{out}(W)$	Efficiency
12	3.5	29.79	0.9	42	26.81	63.83%

ตารางที่ 4.3 แสดงประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ณ พิกัดที่แหล่งจ่ายขับได้สูงสุด 1500 mA ที่ใช้วงจรฟลายแบ็คชนิดแรงดันคงที่เมื่อจ่ายโหลด LED K2

$V_{in}(V)$	$I_{in}(A)$	$V_{out}(V)$	$I_{out}(A)$	$P_{in}(W)$	$P_{out}(W)$	Efficiency
220	0.35	30.23	1.453	76.895	43.92	57.11%

ตารางที่ 4.4 แสดงประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ณ พิกัดที่แหล่งจ่ายขับได้สูงสุด
1360 mA ที่ช่วงจรฟลายแบ็คชนิดกระแสคงที่เมื่อจ่ายหลอด LED K2

$V_{in}(V)$	$I_{in}(A)$	$V_{out}(V)$	$I_{out}(A)$	$P_{in}(W)$	$P_{out}(W)$	Efficiency
220	0.53	19.35	1.36	116.6	26.316	22.57%



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปผลการทดลองและวิจารณ์ผลการทดลอง

5.1 สรุปผลการทดลอง

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้วงจรฟลายแบ็คชนิดแรงดันคงที่สามารถจ่ายกระแสได้ 1500 mA และสามารถรักษาระดับแรงดันให้คงที่ได้ที่ประมาณ 30 V สำหรับวงจรฟลายแบ็คชนิดกระแสคงที่นั้นมีการรักษาค่ากระแสได้สูงสุดประมาณ 1300 mA ต่างจากค่ากระแสขั้วสูงสุดที่ต้องการอยู่ประมาณ 20% โดยแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทานป้อนกลับ (R_{sense}) มีค่าประมาณ 2 V ในส่วนของวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์สามารถรักษาระดับแรงดัน 30 V ได้ที่กระแส 900 mA (จากการนำวงจรบูสต์ 2 วงจรมาต่อขนานกัน ซึ่งวงจรแต่ละอันสามารถรักษาระดับแรงดัน 30 V ที่กระแสประมาณ 500 mA) ซึ่งต่างจากพิกัดที่ต้องการ 1500 mA อยู่ประมาณ 600 mA สามารถจ่ายหลอด LED K2 ได้ทั้งสองวงจร สำหรับแหล่งจ่ายที่เป็นแหล่งจ่ายแรงดันต้องมีการต่อชุดโพลลิมิตกระแสเข้าไปด้วยเพื่อที่จะลิมิตให้กระแสที่จ่ายออกมาไม่เกินค่ากระแสสูงสุดที่หลอด LED K2 รับได้

ตารางที่ 5.1 ตารางเปรียบเทียบคุณสมบัติและประสิทธิภาพของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้วงจรฟลายแบ็ค(ชนิดแรงดันและกระแสคงที่) และวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

คุณสมบัติ	ฟลายแบ็ค (ชนิดแรงดันคงที่)	ฟลายแบ็ค (ชนิดกระแสคงที่)	บูสต์
1. ประสิทธิภาพ	55.11%	22.57%	63.83%
2. ความถี่	100 กิโลเฮิร์ตซ์	100 กิโลเฮิร์ตซ์	33 กิโลเฮิร์ตซ์
3. การออกแบบ	ยากกว่า เนื่องจากมีหม้อแปลงสวิตซิ่ง	ยากกว่า เนื่องจากมีหม้อแปลงสวิตซิ่ง	ง่ายกว่า เพราะใช้ตัวเหนี่ยวนำ
4. ขนาดและน้ำหนักของวงจร	วงจรมีขนาดใหญ่ เพราะการแยกกราวด์ของหม้อแปลงสวิตซิ่ง	วงจรมีขนาดใหญ่ เพราะการแยกกราวด์ของหม้อแปลงสวิตซิ่ง	วงจรมีขนาดเล็ก ใช้อุปกรณ์ภายในวงจรมีน้อยกว่า

5.2 วิจารณ์ผลการทดลอง

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ออกแบบชนิดแรงดันคงที่นั้นพบว่า มีข้อจำกัดในการใช้งานที่ค่อนข้างเด่นชัดจากการที่จำเป็นต้องมีชุดตัวต้านทานจำกัดกระแสเพิ่มเติมเข้ามาในวงจรเพื่อจำกัดกระแสในการขับ LED ที่พิกัดกระแสขั้วสูงสุดเพื่อความปลอดภัยต่อ LED ที่ใช้งานนั้นซึ่งอาจเกิดการสูญเสียที่ค่อนข้างเด่นชัดจากชุดจำกัดกระแสและชุดโพลลิมิตที่ใช้ในการขับจำเป็นต้องเป็นชุดโพลลิมิตที่คงที่ซึ่งจะเห็นได้ว่าเป็นข้อจำกัดของแหล่งจ่ายชนิดนี้ โดยประสิทธิภาพของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้วงจรฟลายแบ็ค(ชนิดแรงดันคงที่)สามารถเพิ่มประสิทธิภาพได้โดยการลดค่าความเหนี่ยวนำที่รั่วไหล (Leakage inductance) ของหม้อแปลงสวิตชิง หรือการออกแบบวงจรสับเบอรีให้เหมาะสม ในส่วนของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้วงจรฟลายแบ็ค (ชนิดกระแสคงที่)มีค่าพิกัดที่ต่ำกว่าการออกแบบที่ต้องการซึ่งอาจเกิดจากการเลือกขนาดตัวต้านทานป้อนกลับที่คาดเคลื่อนจากค่าที่เหมาะสมและสามารถเพิ่มประสิทธิภาพได้โดยการลดค่าตัวต้านทานป้อนกลับกระแส (R_{sense}) เพื่อลดกำลังงานสูญเสียในตัวต้านทานป้อนกลับ

การออกแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ทำได้ค่อนข้างยาก เนื่องจากต้องทำการบูสต์แรงดันให้มากขึ้นจากแรงดันขาเข้า หากพิกัดที่ต้องการออกแบบสูง เช่น ต้องการกระแสขาออกที่มาก กระแสขาเข้าจะต้องมากกว่ากระแสขาออก ส่งผลให้กระแส Peak มีค่าสูงขึ้นหลายเท่าตัว ทำให้อุปกรณ์ต้องทนกระแสได้มาก ๆ เพราะฉะนั้นการเลือกไอซี หรืออุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ไม่เหมาะสมจะทำให้ค่าพิกัดที่ออกมาไม่ได้ตามที่ต้องการ จึงทำเป็นวงจรย่อย 2 วงจร แล้วนำมาต่อขนานกันเพื่อเพิ่มพิกัดของกระแสให้มากขึ้น รวมถึงการออกแบบวงจรที่ไม่สมบูรณ์ด้วย

5.3 ข้อเสนอแนะในการปรับปรุงเพิ่มเติม

- ในการสร้างแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าชนิดกระแสคงที่ ควรจะมีวงจรเพิ่มเติมในการป้อนกลับ ซึ่งในการออกแบบในที่นี้มีเพียงตัวต้านทานป้อนกลับเพิ่มเข้ามาตัวเดียวในการป้อนกลับ ซึ่งอาจทำให้เกิดความคลาดเคลื่อนในการป้อนกลับได้

เอกสารอ้างอิง

- [1] N. Mohan, T.M. Underland, and W.P. Robins, **“Power Electronics Converter, Application and Design”**, John Wiley & Sons, Inc., 1989
- [2] ปิติพงษ์ อิศระ, พงศ์พิศุทธิ์ เมฆนิติกุล และ ไพรัตน์ ถวิล, **“การออกแบบชุดส่องสว่างโดยใช้ LED กำลังสูง”** วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต, สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2548
- [3] สุวัฒน์ ดัน, **“สวิตซ์เพาเวอร์ซัพพลาย”**, บริษัท เอนเทลไทย จำกัด, 2537
- [4] สุมาลี อุณหวนิชย์, **“ระบบควบคุม”**, บริษัท ว.เพ็ชรกุล จำกัด, 2545
- [5] วีระเชษฐ์ ชันเงิน, วุฒิพล ธาราธิรเศรษฐ์, **“อิเล็กทรอนิกส์กำลัง”**, หจก.วี.เจ พรินติ้ง, 2547
- [6] วรวัฒน์ กลีบจำปี, **“การจำลองแบบและออกแบบตัวควบคุมวงจรฟลายแบคคอนเวอเตอร์ที่ควบคุมแรงดันเอาต์พุตในโหมดกระแสและมีวงจรป้องกันกลับแบบใช้ออปโตคัปเปิลอร์”** วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต , ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุม , คณะวิศวกรรมศาสตร์ , สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, 2548
- [7] www.lumileds.com
- [8] www.alldatasheet.com



ภาคผนวก

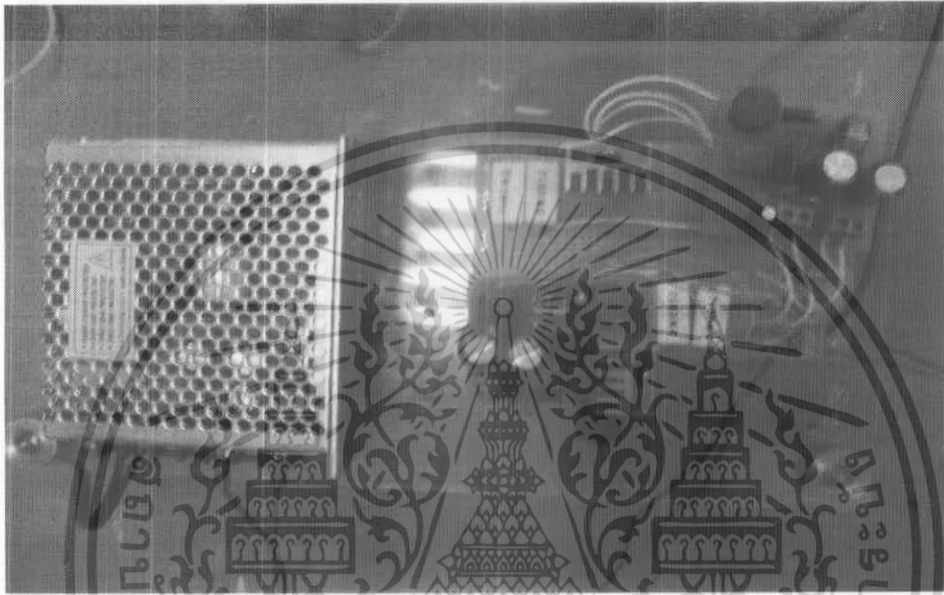
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ภาคผนวก ก

วงจรและอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง

รูปร่างอุปกรณ์ต่าง ๆ ที่ใช้ในการทดลองในชุดแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์

-วงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า บูสต์คอนเวอร์เตอร์ชนิดแรงดันคงที่ โดยใช้ไอซี MC34063 ในการควบคุมการทำงาน

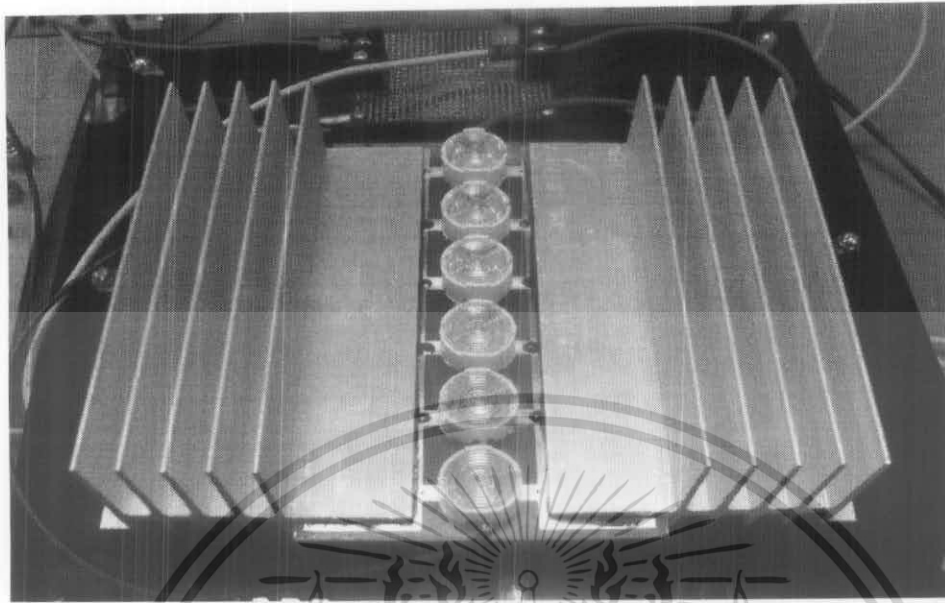


-ชุดโพลิตั่วตัวต้านทานที่ใช้จำกัดกระแส

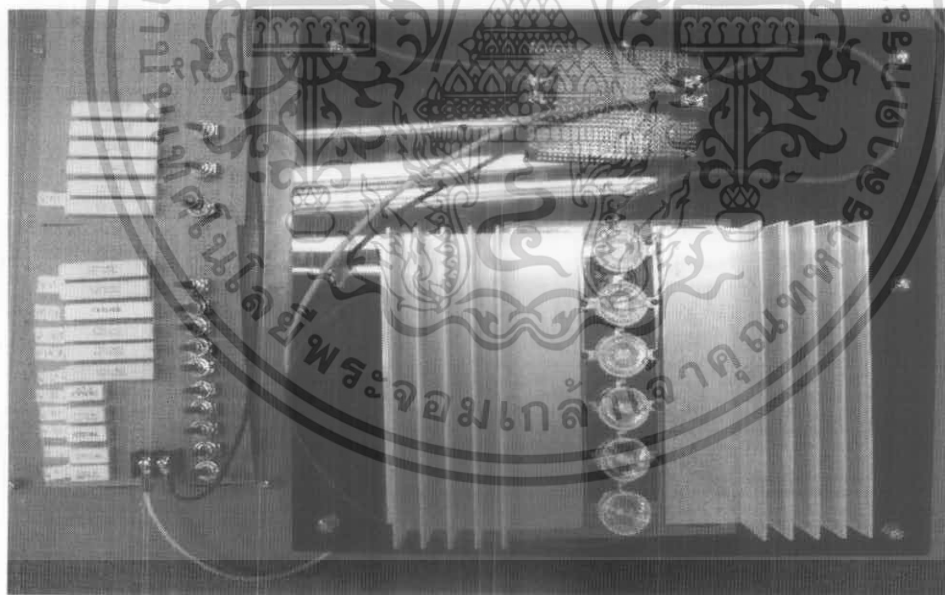


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

-ชุดหลอด LED K2 ต่อกัน 6 หลอด



-ชุดหลอด LED K2 ต่อกัน 6 หลอดต่อกับตัวต้านทานจำกัดกระแส



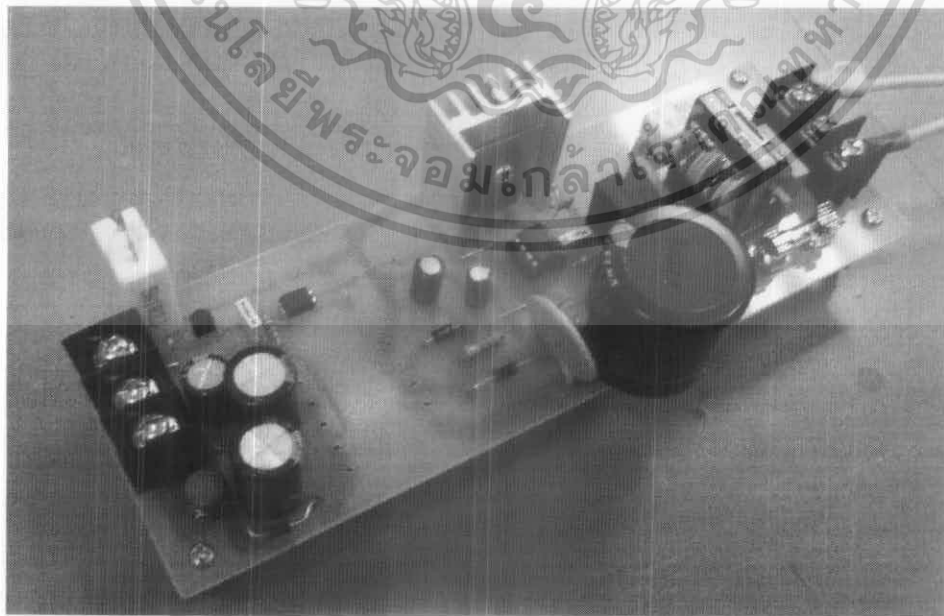
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปร่างอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการทดลองในชุดแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้วงจร
ฟลายแบ็ค

- วงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ฟลายแบ็คชนิดแรงดันคงที่ โดยใช้ไอซี NCP1200 ใน
การควบคุมการทำงาน



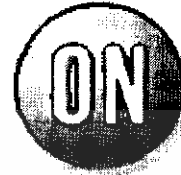
- วงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า ฟลายแบ็คชนิดกระแสคงที่ โดยใช้ไอซี NCP1200 ใน
การควบคุมการทำงาน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข้อมูลของไอซีที่ใช้ในการควบคุมชุดแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้า

**MC34063A, MC33063A,
NCV33063A**



ON Semiconductor®

http://onsemi.com

**1.5 A, Step-Up/Down/
Inverting Switching
Regulators**

The MC34063A Series is a monolithic control circuit containing the primary functions required for DC-to-DC converters. These devices consist of an internal temperature compensated reference, comparator, controlled duty cycle oscillator with an active current limit circuit, driver and high current output switch. This series was specifically designed to be incorporated in Step-Down and Step-Up and Voltage-Inverting applications with a minimum number of external components. Refer to Application Notes AN920A/D and AN954/D for additional design information.

Features

- Operation from 3.0 V to 40 V Input
- Low Standby Current
- Current Limiting
- Output Switch Current to 1.5 A
- Output Voltage Adjustable
- Frequency Operation to 100 kHz
- Precision 2% Reference
- Pb-Free Packages are Available

SOC-8
D SUFFIX
CASE 731

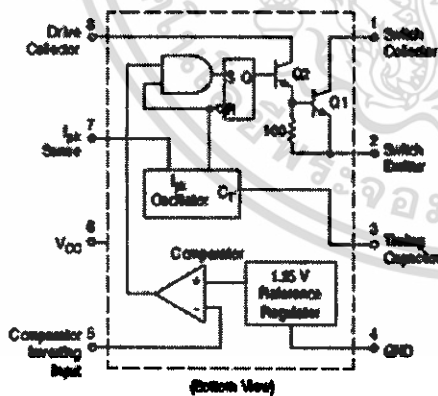
**MARKING
DIAGRAMS**



PDIP-8
P, P1 SUFFIX
CASE 626



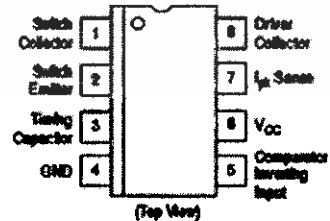
- x = 3 or 4
- A = Assembly Location
- L, WL = Water Lot
- Y, YY = Year
- W, WW = Work Week
- G or = Pb-Free Package



This device contains 51 active transistors.

Figure 1. Representative Schematic Diagram

PIN CONNECTIONS



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

NCP1200

PWM Current-Mode Controller for Low-Power Universal Off-Line Supplies

Housed in SOIC-8 or PDIP-8 package, the NCP1200 represents a major leap toward ultra-compact Switchmode Power Supplies. Due to a novel concept, the circuit allows the implementation of a complete offline battery charger or a standby SMPS with few external components. Furthermore, an integrated output short-circuit protection lets the designer build an extremely low-cost AC-DC wall adapter associated with a simplified feedback scheme.

With an internal structure operating at a fixed 40 kHz, 60 kHz or 100 kHz, the controller drives low gate-charge switching devices like an IGBT or a MOSFET thus requiring a very small operating power. Due to current-mode control, the NCP1200 drastically simplifies the design of reliable and cheap offline converters with extremely low acoustic generation and inherent pulse-by-pulse control.

When the current setpoint falls below a given value, e.g. the output power demand diminishes, the IC automatically enters the skip cycle mode and provides excellent efficiency at light loads. Because this occurs at low peak current, no acoustic noise takes place.

Finally, the IC is self-supplied from the DC rail, eliminating the need of an auxiliary winding. This feature assures operation in presence of low output voltage or shorts.

Features

- No Auxiliary Winding Operation
- Internal Output Short-Circuit Protection
- Extremely Low No-Load Standby Power
- Current-Mode with Skip-Cycle Capability
- Internal Leading Edge Blanking
- 250 mA Peak Current Source/Sink Capability
- Internally Fixed Frequency at 40 kHz, 60 kHz and 100 kHz
- Direct Optocoupler Connection
- Built-in Frequency Jittering for Lower EMI
- SPICE Models Available for TRANsient and AC Analysis
- Internal Temperature Shutdown
- Pb-Free Packages are Available

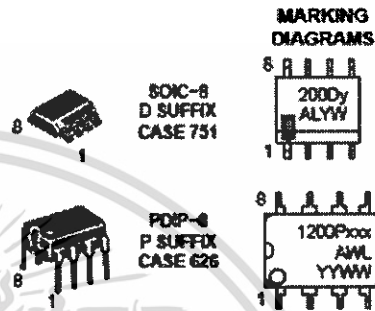
Typical Applications

- AC-DC Adapters
- Offline Battery Chargers
- Auxiliary/Ancillary Power Supplies (USB, Appliances, TVs, etc.)



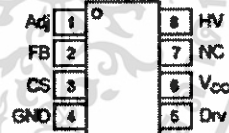
ON Semiconductor®

http://onsemi.com



xxx = Device Code: 40, 60 or 100
 y = Device Code:
 4 for 40
 6 for 60
 1 for 100
 A = Assembly Location
 L = Wafer Lot
 Y, YY = Year
 W, WW = Work Week

PIN CONNECTIONS

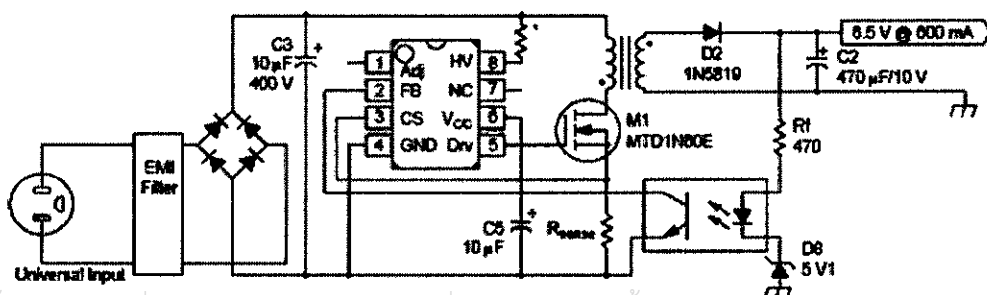


(Top View)

ORDERING INFORMATION

See detailed ordering and shipping information in the package dimensions section on page 14 of this data sheet.

NCP1200



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 *Please refer to the application information section
 ไม่ทำการตีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Figure 1. Typical Application

ข้อมูลของหลอด LED Luxeon K2

Technical Datasheet DS51

LUXEON®
never before possible

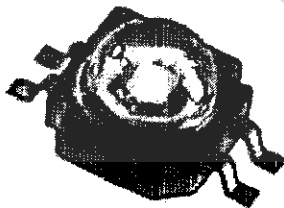
power light source

LUXEON® K2 Emitter

Introduction

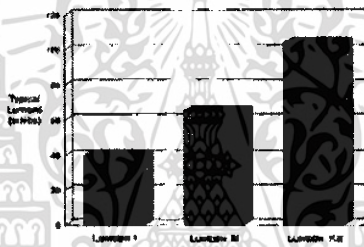
LUXEON® K2, the latest addition to the LUXEON high-power LED family, establishes elevated standards for light output, thermal management, and manufacturability. Offering industry-leading lumens per package and power handling capabilities, LUXEON K2 enables you to create never before possible lighting applications and:

- deliver more useable light
- optimize applications to reduce size and cost
- engineer more robust applications
- reduce thermal management engineering
- utilize standard FR4 PCB technology in addition to MCPCB solutions
- simplify manufacturing through the use of surface mount technology.



LUXEON® K2 is available in white, green, blue, royal blue, cyan, red, red-orange and amber.

Luxeon® High Power LEDs



LUXEON K2 Technology Leadership

- Highest operating junction temperature available, 185°C
- Industry leading lumen performance, > 140 lumens in 6500K white
- Highest Drive Currents—1500 mA
- Lowest Thermal Resistance—9°C/W
- Industry Best Moisture Sensitivity level—JEDEC 2a 4 week floor life without reconditioning
- Lead free reflow solder JEDEC 020c compatible
- RoHS Compliant
- Autoclave compliant—JESD22 A-102
- Industry Best Lumen Maintenance—50,000 hours life at 1000 mA with 70% lumen maintenance



PHILIPS

LUMILEDS
LIGHT FROM SILICON VALLEY

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้