



การศึกษาผลกระทบของวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีที่มีต่อวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์
คอนเวอร์เตอร์



โดย
นางสาวจันทิมา ลากส่งผล

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมพลังงาน แผน ก แบบ ก 2 ระดับปริญญาโทมหาบัณฑิต

ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยศิลปากร

ปีการศึกษา 2560

ลิขสิทธิ์ของบัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยศิลปากร

การศึกษาผลกระทบของวงจรขั้วหลอดไฟแอลอีดีที่มีต่อวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้า
แบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์



โดย
นางสาวจันทิมา ลากส่งผล

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมพลังงาน แผน ก แบบ ก 2 ระดับปริญญาโทมหาบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล
บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยศิลปากร
ปีการศึกษา 2560
ลิขสิทธิ์ของบัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยศิลปากร

THE EFFECT OF LED DRIVER COMPONENT ON BOOST PFC CONVERTER
CIRCUIT



A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for Master of Engineering (ENERGY ENGINEERING)
Department of MECHANICAL ENGINEERING
Graduate School, Silpakorn University
Academic Year 2017
Copyright of Graduate School, Silpakorn University

หัวข้อ การศึกษาผลกระทบของวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีที่มีต่อวงจรแก้ไข
ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์
โดย จันทิมา ลากส่งผล
สาขาวิชา วิศวกรรมพลังงาน แผน ก แบบ ก 2 ระดับปริญญาโทมหาบัณฑิต
อาจารย์ที่ปรึกษาหลัก รองศาสตราจารย์ ดร. สาโรช พูลเทพ

บัณฑิตวิทยาลัย มหาวิทยาลัยศิลปากร ได้รับพิจารณาอนุมัติให้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษา
ตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

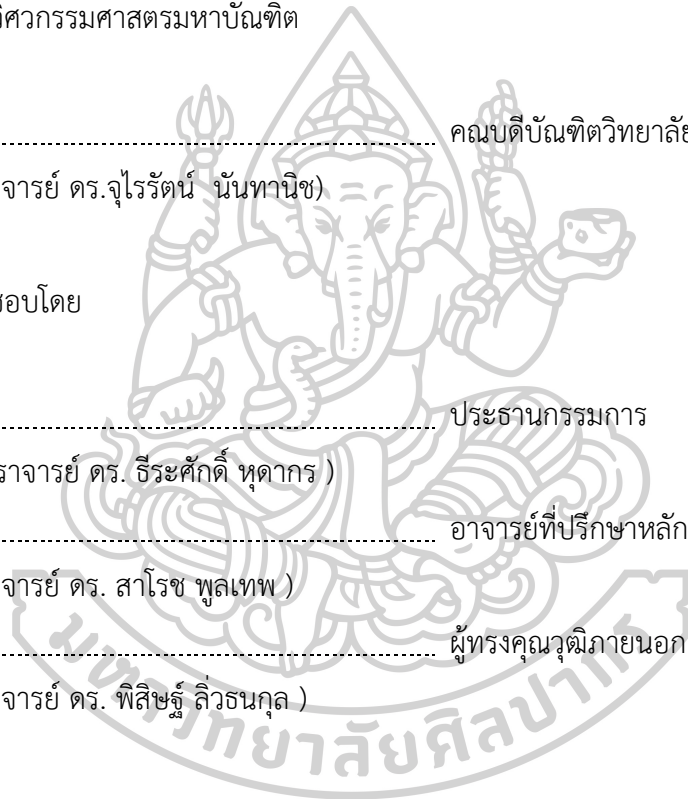
..... คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย
(รองศาสตราจารย์ ดร.จุไรรัตน์ นันทานิช)

พิจารณาเห็นชอบโดย

..... ประธานกรรมการ
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ธีระศักดิ์ หุตากร)

..... อาจารย์ที่ปรึกษาหลัก
(รองศาสตราจารย์ ดร. สาโรช พูลเทพ)

..... ผู้ทรงคุณวุฒิภายนอก
(รองศาสตราจารย์ ดร. พิสิษฐ์ ลีวนกุล)



56406201 : วิศวกรรมพลังงาน แผน ก แบบ ก 2 ระดับปริญญาโทบัณฑิต

คำสำคัญ : ประสิทธิภาพ, วงจรคอนเวอร์เตอร์, วงจรขับหลอดไฟแอลอีดี, กระแสฮาร์โมนิก

นางสาว จันทิมา ลาภสงผล: การศึกษาผลกระทบของวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีที่มีต่อวงจร
แก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ : รอง
ศาสตราจารย์ ดร. สาโรช พูลเทพ

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการศึกษาถึงผลกระทบของวงจรขับหลอดไฟแอลอีดี (LED driver circuit) ขนาด 100 วัตต์ / 70 โวลต์ ที่มีต่อการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost PFC circuit: BPFC) ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้ดำเนินการประยุกต์ใช้วงจร BPFC ร่วมกับวงจรคอนเวอร์เตอร์จำนวน 3 ประเภท ได้แก่ วงจรบักคอนเวอร์เตอร์ (Buck converter circuit), วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ (Flyback converter circuit) และวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ (Modified flyback converter circuit) เพื่อศึกษาถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นในการทำงานของหลอดไฟแอลอีดีประเภทดังกล่าว โดยในการทดลองสามารถแบ่งแนวทางการทดสอบออกเป็น 2 แนวทาง ได้แก่ การจำลองการทำงานของวงจร (Simulation) ด้วยโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม และการสร้างวงจรต้นแบบ (Implementation) ทั้งนี้เพื่อเป็นการพิจารณาถึงค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าต่าง ๆ ของวงจร ได้แก่ ค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวม (Total harmonic current distortion: THDI), ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power factor: PF) และค่าประสิทธิภาพในการทำงานของวงจร (Efficiency: η) เป็นต้น โดยผลการทดลองพบว่าวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีทั้ง 3 วงจรที่ได้นำมาประยุกต์ใช้งานนั้นสามารถทำงานได้ตามเกณฑ์ที่กำหนดไว้ และเมื่อทำการพิจารณาผลกระทบที่เกิดขึ้นต่อการทำงานของวงจร BPFC พบว่าวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ส่งผลกระทบต่อวงจร BPFC ต่ำที่สุด ซึ่งสามารถวัดค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวมเท่ากับ 11.42% และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามีค่าเท่ากับ 0.99 ตามลำดับ ในขณะที่วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพในการทำงานสูงที่สุดเท่ากับ 90.92%

56406201 : Major (ENERGY ENGINEERING)

Keyword : LED driver circuit, Efficiency, Power loss, converter circuit

MISS CHANTIMA LAPSONGPHON : THE EFFECT OF LED DRIVER COMPONENT ON BOOST PFC CONVERTER CIRCUIT THESIS ADVISOR : ASSOCIATE PROFESSOR SAROJ PULLTEAP, Ph.D.

In this thesis, the effects of LED driver techniques on boost *PFC* circuit for 100 watts / 70 volts have been studied. Three converter circuits; buck converter circuit, flyback converter circuit, modified flyback converter circuit have been applied to operate with the boost *PFC* circuit for characterization the performance of those circuits. The experimental set up can be divided into 2 parts: simulation with an engineering application software and implementation of LED driver circuits for ensuring the designed concept, respectively. Moreover, some important factors such as total harmonic current distortion (*THDi*), power factor (*PF*), and efficiency (η), are exploited for indicating the impact on the boost *PFC* circuit. The experimental results reported that all of LED driver circuit has ability to operate at the desired conditions. In addition, when considering the effects of boost *PFC* circuit of each technique, the results shown that the modified flyback converter circuit is provided the lowest impact in any parameters. For examples, it obtained a total harmonic current distortion (*THDi*) of 11.42%, and power factor (*PF*) of 0.99, respectively. However, in terms of the efficiency of those LED driver circuits, the flyback converter circuit can, extremely, be achieved of 90.92%

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีนั้นทั้งนี้เนื่องจากได้รับความช่วยเหลือเป็นอย่างดีจากรองศาสตราจารย์ ดร. สาโรช พูลเทพ อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ซึ่งได้ให้แนวทางในการศึกษา คำแนะนำต่าง ๆ การรอดพ้นต่อปัญหาต่าง ๆ การรับมือกับความกดดันที่เกิดขึ้น อันเป็นประโยชน์อย่างยิ่งในการทำวิทยานิพนธ์ ตลอดจนการชี้แนะแนวทางในการดำรงชีวิตต่อไป รวมถึง ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ธีระศักดิ์ หุตากร ประธานกรรมการ ที่ได้ให้ข้อเสนอแนะ และแนวทางแก้ไขในการทำวิทยานิพนธ์ ส่งผลให้วิทยานิพนธ์เล่มนี้สมบูรณ์ยิ่งขึ้น ดังนั้นข้าพเจ้าขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณผู้ทรงคุณวุฒิ รองศาสตราจารย์ ดร.พิสิษฐ์ ลีวัฒนกุล ที่ได้กรุณาให้ข้อเสนอแนะ และคำปรึกษาในการทำวิทยานิพนธ์ รวมถึงอนุเคราะห์เครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบวิทยานิพนธ์ และการต้อนรับเป็นอย่างดีในการเข้าใช้ห้องปฏิบัติการกลุ่มวิจัยพลังงานสีเขียว (GRG) ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ตลอดจนขอขอบคุณสมาชิกทุกท่านที่คอยประสานงานพร้อมทั้งอำนวยความสะดวกในการใช้งานเป็นอย่างดี

ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดาที่ให้โอกาสสนับสนุนการศึกษาในระดับที่สูงยิ่งขึ้น และสมาชิกในครอบครัวที่ สนับสนุน ส่งเสริม ให้กำลังใจ และเสียสละ ซึ่งช่วยเป็นพลังและแรงบันดาลใจให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้ได้สำเร็จ ตลอดจนคณาจารย์ทุกท่านที่ให้ความรู้ อบรมสั่งสอน รวมถึงบุคคลต่าง ๆ ที่มีความเกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์นี้ทำให้วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ซึ่งข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความปรารถนาดีของทุกท่านเป็นอย่างยิ่ง

ขอขอบคุณหน่วยงานสำนักงานกองทุนสนับสนุนการวิจัย (สกว.) และบริษัท เร็ลทรอนิกส์ (ประเทศไทย) จำกัด ในการสนับสนุนทุนการศึกษาภายใต้โครงการพัฒนานักวิจัยและงานวิจัยเพื่ออุตสาหกรรม (พวอ.) ในการทำวิทยานิพนธ์ครั้งนี้

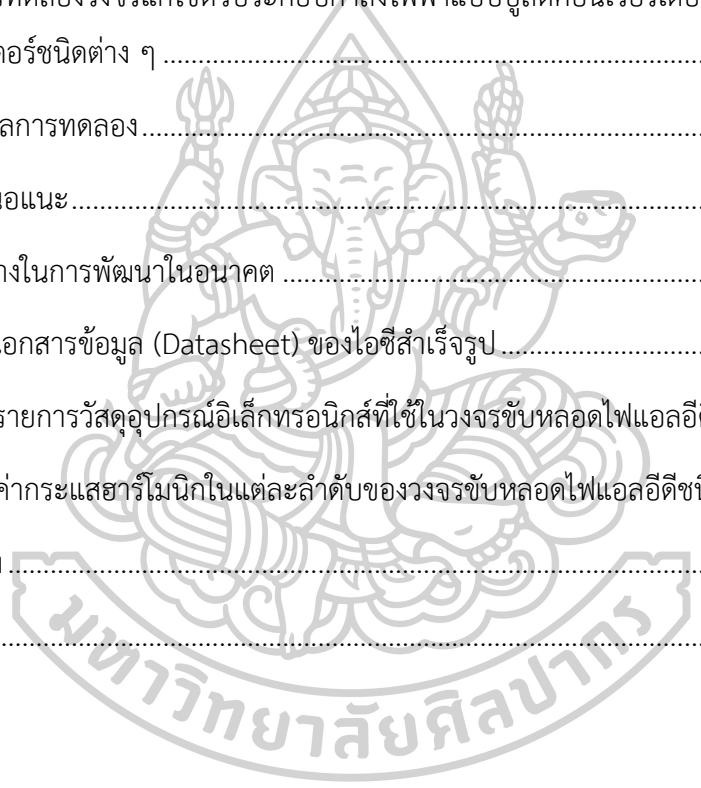
ข้าพเจ้าหวังเป็นอย่างยิ่งว่า วิทยานิพนธ์เล่มนี้จะเป็นประโยชน์แก่ผู้สนใจทุกท่าน หากมีข้อผิดพลาด ประการใด ข้าพเจ้าขอน้อมรับข้อบกพร่องทุกประการ คุณค่าหรือประโยชน์อันใดที่เกิดจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ข้าพเจ้าขอน้อมบูชาแก่พระคุณบิดา มารดา ครูบาอาจารย์ ที่ประสิทธิ์ประสาทวิชา และอบรมสั่งสอน ให้การสนับสนุนอย่างดียิ่งเสมอมา

จันทิมา ลาภส่งผล

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ที่มาและความสำคัญ.....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์.....	5
1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	5
1.4 ขั้นตอนการดำเนินงานวิทยานิพนธ์.....	5
1.5 นิยามศัพท์เฉพาะ.....	6
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	6
1.7 สถานที่ในการดำเนินงาน	7
1.8 งบประมาณที่ใช้.....	7
1.9 ระยะเวลาในการดำเนินการทำวิทยานิพนธ์.....	8
บทที่ 2 ทฤษฎีและวรรณกรรมวิจารณ์ที่เกี่ยวข้อง	10
2.1 ไดโอดเปล่งแสง (Light emitting diode)	11
2.2 หลักการทำงานของวงจรขับหลอดไฟ (Principles of LED driver circuit).....	14
2.3 การปรับปรุงประสิทธิภาพ (Performance improvement)	43
2.4 โปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม.....	49
2.5 วรรณกรรมวิจารณ์ที่เกี่ยวข้อง.....	53
บทที่ 3 ขั้นตอนการดำเนินการ	55

3.1 การออกแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	56
3.2 การออกแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ร่วมกับวงจร คอน เวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ	59
3.3 วิธีการทดสอบการทำงานของวงจรและบันทึกผลการทดลอง	72
บทที่ 4 ผลการทดลองและอภิปรายผลการทดลอง	75
4.1 ผลการทดลองของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์.....	75
4.2 ผลการทดลองวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ร่วมกับวงจร คอน เวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ	78
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง.....	88
5.1 ข้อเสนอแนะ.....	89
5.2 แนวทางในการพัฒนาในอนาคต	90
ภาคผนวก ก เอกสารข้อมูล (Datasheet) ของไอซีสำเร็จรูป.....	91
ภาคผนวก ข รายการวัสดุอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในวงจรขับโหลดไฟแอลอีดี	111
ภาคผนวก ค ค่ากระแสฮาร์โมนิกในแต่ละลำดับของวงจรขับโหลดไฟแอลอีดีชนิดต่าง ๆ	121
รายการอ้างอิง.....	126
ประวัติผู้เขียน.....	131



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 2.1	ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับอายุการใช้งาน 13
ตารางที่ 2.2	การเปรียบเทียบข้อดีและข้อด้อยของหลอดไฟแอลอีดี..... 13
ตารางที่ 2.3	ข้อดีและข้อด้อยของวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ 26
ตารางที่ 2.4	ข้อดีและข้อด้อยของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ 38
ตารางที่ 2.5	ข้อดีและข้อด้อยของการแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบพาสซีฟ 46 และแบบแอกทีฟ
ตารางที่ 2.6	ข้อกำหนดสำหรับอุปกรณ์ต่าง ๆ ตามมาตรฐาน IEC 61000-3-2 ชนิด Class C 48
ตารางที่ 2.7	การกำหนดค่าตัวแปรที่สำคัญในวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ 49
ตารางที่ 2.8	การกำหนดค่าตัวแปรที่สำคัญในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ 51
ตารางที่ 3.1	การออกแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ 59
ตารางที่ 3.2	ค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้ในการออกแบบวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ 61
ตารางที่ 3.3	ค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้ในการออกแบบวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์..... 65
ตารางที่ 3.4	ค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้ในการออกแบบวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ 69
ตารางที่ 3.5	ตารางบันทึกผลค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าต่าง ๆ ของวงจรขับหลอดไฟแอลอีดี 73
ตารางที่ 4.1	ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าต่าง ๆ ของวงจร..... 84
ตารางที่ 4.2	ข้อดีและข้อด้อยของวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีในแต่ละชนิด 87
ตารางที่ ข.1	รายการวัสดุที่ใช้ในวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ 115
ตารางที่ ข.2	รายการวัสดุที่ใช้ในวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรฟลายแบ็ก..... 117 คอนเวอร์เตอร์
ตารางที่ ข.3	รายการวัสดุที่ใช้ในวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรประยุกต์ 120 ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์
ตารางที่ ค.1	ค่าลำดับกระแสฮาร์โมนิกของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์ 125 คอนเวอร์เตอร์

สารบัญตาราง (ต่อ)

หน้า

ตารางที่ ค.2	ค่าลำดับกระแสฮาร์โมนิกของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์.....	126
	คอนเวอร์เตอร์ร่วมกับวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์	
ตารางที่ ค.3	ค่าลำดับกระแสฮาร์โมนิกของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์.....	127
	คอนเวอร์เตอร์ร่วมกับวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์	
ตารางที่ ค.4	ค่าลำดับกระแสฮาร์โมนิกของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์.....	128
	คอนเวอร์เตอร์ร่วมกับวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์	



สารบัญรูปภาพ

	หน้า
รูปที่ 1.1	รายได้จากการจัดจำหน่ายหลอดไฟประเภทต่าง ๆ..... 1
รูปที่ 1.2	โครงสร้างของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตซิ่ง..... 2
รูปที่ 2.1	ทฤษฎีและวรรณกรรมวิจารณ์ที่เกี่ยวข้อง 10
รูปที่ 2.2	โครงสร้างโดยทั่วไปของแอลอีดีกำลังสูง 12
รูปที่ 2.3	วงจรสมมูลของการเชื่อมต่อหลอดไฟแอลอีดี..... 14
รูปที่ 2.4	วงจรสมมูลของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์..... 16
รูปที่ 2.5	วงจรสมมูลของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์นำกระแส 16
รูปที่ 2.6	วงจรสมมูลของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส..... 18
รูปที่ 2.7	โหมดการทำงานของวงจร; (ก) โหมดนำกระแสต่อเนื่อง (CCM)..... 20 (ข) โหมดนำกระแสที่ขอบ (BCM) (ค) โหมดนำกระแสไม่ต่อเนื่อง (DCM)
รูปที่ 2.8	รูปร่างของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์..... 21
รูปที่ 2.9	รูปคลื่นการทำงานของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์; (ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุไฟฟ้า (ข) การกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุไฟฟ้า
รูปที่ 2.10	วงจรสมมูลของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ 26
รูปที่ 2.11	ค่าดีวีดีไอเคิลขณะนำกระแสและไม่นำกระแส..... 27
รูปที่ 2.12	วงจรสมมูลของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์นำกระแส 28
รูปที่ 2.13	วงจรสมมูลของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส 29
รูปที่ 2.14	รูปร่างของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก 32 ในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์
รูปที่ 2.15	ตัวอย่างการมอดูเลตความกว้างของสัญญาณพัลส์..... 38
รูปที่ 2.16	ลักษณะของสัญญาณพัลส์ที่มีความกว้างของสัญญาณในช่วง 25% - 75%..... 39

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 2.17 ลักษณะของไอซีสำเร็จรูปเบอร์ TL494; (ก) การจัดวางตำแหน่งขา..... 40 (ข) โครงสร้างภายใน	40
รูปที่ 2.18 ลักษณะโหมดการทำงานของไอซีสำเร็จรูปเบอร์ TL494; 41 (ก) โหมด <i>Single – ended</i> (ข) โหมด <i>Push – pull</i>	41
รูปที่ 2.19 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า R_T และ C_T เพื่อใช้ในการกำหนดความถี่..... 42	42
รูปที่ 2.20 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าจริง (P) กำลังไฟฟ้าปรากฏ (S) 43 และกำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ (Q)	43
รูปที่ 2.21 ความสัมพันธ์ของค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้า (V_T) 44 และกระแสไฟฟ้า (I_T)	44
รูปที่ 2.22 เทคนิคการแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้า; (ก) แบบพาสซีฟ (Passive)..... 45 (ข) แบบแอคทีฟ (Active)	45
รูปที่ 2.23 การจำลองวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม 50	50
รูปที่ 2.24 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าขาเข้าและขาออกของวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ 50	50
รูปที่ 2.25 การจำลองวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม..... 52	52
รูปที่ 2.26 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าขาเข้าและขาออกของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์..... 52	52
รูปที่ 3.1 แผนผังขั้นตอนการดำเนินงาน..... 55	55
รูปที่ 3.2 แผนผังโครงสร้างการทำงานวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้า..... 56 แบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์	56
รูปที่ 3.3 โครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณรบกวนและวงจรเรียงกระแสไฟฟ้า..... 57	57
รูปที่ 3.4 แผนผังการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าด้วย 58 ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ FAN7527	58
รูปที่ 3.5 โครงสร้างการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้า 60 ร่วมกับวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์	60

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

	หน้า
รูปที่ 3.6	โครงสร้างของวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์และวงจรควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์ 60
รูปที่ 3.7	การจำลองการทำงานด้วยเทคนิควงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์; (ก) โครงสร้างวงจร 62 (ข) แรงดันไฟฟ้าขาออก (V_{out}) และกระแสไฟฟ้าขาออก (I_{out}) ของวงจร
รูปที่ 3.8	วงจรต้นแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ 63 โดยใช้โปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม; (ก) ตำแหน่งการวางอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ (Overlay layer) (ข) ลายวงจรพิมพ์ (Bottom layer)
รูปที่ 3.9	โครงสร้างการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรฟลายแบ็ก 64 คอนเวอร์เตอร์
รูปที่ 3.10	โครงสร้างของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์และวงจรควบคุมความกว้าง 65 ของสัญญาณพัลส์
รูปที่ 3.11	ผลการจำลองการทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์; 66 (ก) โครงสร้างวงจร (ข) แรงดันไฟฟ้าขาออก (V_{out}) และกระแสไฟฟ้าขาออก (I_{out})
รูปที่ 3.12	วงจรต้นแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรฟลายแบ็ก 67 คอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม; (ก) ตำแหน่งการวางอุปกรณ์ อิเล็กทรอนิกส์ (Overlay layer) (ข) ลายวงจรพิมพ์ (Bottom layer)
รูปที่ 3.13	โครงสร้างการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจร 68 ประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์
รูปที่ 3.14	โครงสร้างของวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์และวงจรควบคุมความกว้าง 69 ของสัญญาณพัลส์
รูปที่ 3.15	การจำลองการทำงานด้วยเทคนิควงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์; 70 (ก) โครงสร้างวงจร (ข) แรงดันไฟฟ้าขาออก (V_{out}) และกระแสไฟฟ้าขาออก (I_{out}) ของ วงจร

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

หน้า

รูปที่ 3.16	วงจรต้นแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรประยุกต์ฟลายแบ็ก..... 71 บีกคอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม; (ก) ตำแหน่งการวางอุปกรณ์ อิเล็กทรอนิกส์ (Overlay layer) (ข) ลายวงจรพิมพ์ (Bottom layer)	71
รูปที่ 3.17	โครงสร้างการทดสอบค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรขับโหลดไฟแอลอีดี..... 72	72
รูปที่ 3.18	โครงสร้างการทดสอบค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรขับโหลดไฟแอลอีดี..... 73 ร่วมกับเครื่องมือวัดทางไฟฟ้าชนิดต่าง ๆ	73
รูปที่ 4.1	ผลการทดลองวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์; 76 (ก) วงจรต้นแบบ (ข) ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าด้านขาเข้า (ค) ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้า ด้านขาออก	76
รูปที่ 4.2	ผลการทดสอบค่ากระแสฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 - 15 ตามมาตรฐาน IEC 61000-3-2 77 ชนิด class C	77
รูปที่ 4.3	วงจรต้นแบบวงจรขับโหลดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้า 79 ร่วมกับคอนเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ (ก) วงจรบีกคอนเวอร์เตอร์ (ข) วงจรฟลายแบ็ก คอนเวอร์เตอร์ (ค) วงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์	79
รูปที่ 4.4	ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจร 80 บีกคอนเวอร์เตอร์; (ก) ด้านขาเข้าของวงจร (ข) ด้านขาออกของวงจร	80
รูปที่ 4.5	ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจร 81 ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์; (ก) ด้านขาเข้าของวงจร (ข) ด้านขาออกของวงจร	81
รูปที่ 4.6	ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจร 82 ประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์; (ก) ด้านขาเข้าของวงจร (ข) ด้านขาออกของวงจร	82

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

หน้า

- รูปที่ 4.7 ผลการเปรียบเทียบค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าต่าง ๆ ของวงจรขับหลอดไฟแอลอีดี;..... 85
 (ก) ค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวม (ข) ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า
 (ค) ประสิทธิภาพ
- รูปที่ 4.8 ผลการทดลองค่ากระแสฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 - 15 ของวงจรต่าง ๆ เทียบกับ 86
 มาตรฐาน IEC 61000-3-2 ชนิด class C



รายการสัญลักษณ์

สัญลักษณ์	ความหมาย
P_O	กำลังไฟฟ้าขาออก
P_{in}	กำลังไฟฟ้าขาเข้า
D	ค่าดิวตี้ไซเคิล
T_{on}	ค่าความกว้างของสัญญาณพัลส์ขณะนำกระแส
T	คาบเวลา
I_F	กระแสไฟฟ้าตกรวมหลอดไฟแอลอีดี
V_F	แรงดันไฟฟ้าตกรวมหลอดไฟแอลอีดี
R_S	ตัวต้านทานจำกัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านหลอดไฟแอลอีดี
V_S	แรงดันไฟฟ้าขาเข้า
V_O	แรงดันไฟฟ้าขาออก
V_L	แรงดันไฟฟ้าที่ตกรวมตัวเหนี่ยวนำ
DT	อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าขณะสวิตช์ นำกระแส
$(1 - D)T$	อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ขณะสวิตช์ไม่ นำกระแส
$\Delta i_{L,on}$	อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำขณะ สวิตช์นำกระแส
$\Delta i_{L,off}$	อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าตัวเหนี่ยวนำขณะ สวิตช์ไม่นำกระแส
$\Delta V_O / V_S$	อัตราการขยายแรงดัน
$I_{L,avg}$	ค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ
$I_{L,max}$	ค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ
$I_{L,min}$	ค่ากระแสไฟฟ้าต่ำสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ

รายการสัญลักษณ์ (ต่อ)

สัญลักษณ์	ความหมาย
L_{\min}	ค่าความเหนี่ยวนำที่ต่ำที่สุดของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์
$\Delta V_o / V_o$	การกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้าขาออก
ΔV_o	อัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้าในตัวเก็บประจุไฟฟ้า
ΔQ	ผลคูณของกระแสไฟฟ้าที่ตัวเก็บประจุกับเวลา
C	ค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้า
f	ความถี่
L	ค่าตัวเหนี่ยวนำทางไฟฟ้า
L_k	ตัวเหนี่ยวนำรั่วไหล
L_m	ค่าตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก
SW	สวิตช์
R	ความต้านทานโหลด
N_1	จำนวนรอบขดลวดด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
N_2	จำนวนรอบขดลวดด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
i_{Lm}	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก
Δi_{Lm}	อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก
$\Delta i_{Lm,on}$	อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กขณะนำกระแสไฟฟ้า
$\Delta i_{Lm,off}$	อัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กขณะสวิตช์ไม่นำกระแส
V_1	แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ
V_2	แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดทุติยภูมิ
N_1 / N_2	อัตราส่วนของหม้อแปลงไฟฟ้า

รายการสัญลักษณ์ (ต่อ)

สัญลักษณ์	ความหมาย
$L_{m,min}$	ค่าความเหนี่ยวนำที่ต่ำที่สุดของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์
A_p	พื้นที่ผลิตภัณฑ์ของแกน
A_C	พื้นที่หน้าตัดของแกน
A_w	พื้นที่ภายในกรอบว่างของแกน
V_{RMS}	แรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับ
B_m	ค่าความหนาแน่นเส้นแกนแม่เหล็กสูงสุด
dB / dt	อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก
I	กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวด
A_{wire}	พื้นที่หน้าตัดของตัวนำที่กระแสไฟฟ้าไหลผ่าน
J	ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า
a_1	พื้นที่หน้าตัดขดลวดปฐมภูมิ
a_2	พื้นที่หน้าตัดขดลวดทุติยภูมิ
K_w	ค่าการชดเชยพื้นที่กรอบ
I_1	ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแสในขดลวดปฐมภูมิ
I_2	ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแสในขดลวดทุติยภูมิ
l_g	ระยะห่างช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์
L_p	ค่าความเหนี่ยวนำขดลวดปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
\hat{I}_p	ค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิ
$\Delta B_{(max)}$	ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกน
T_D	ค่าเวลาเฉื่อย
l_L	กระแสไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ
PF	ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า
P	กำลังไฟฟ้าจริง

รายการสัญลักษณ์ (ต่อ)

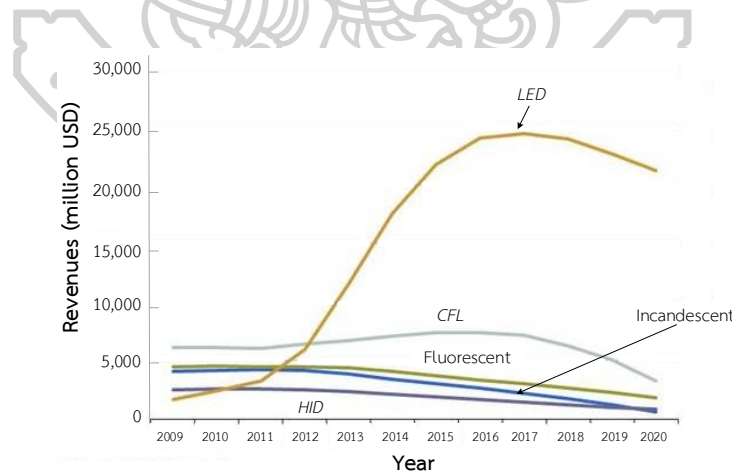
สัญลักษณ์	ความหมาย
S	กำลังไฟฟ้าปรากฏ
Q	กำลังไฟฟ้ารีแอกทีฟ
$THDi$	ค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวม
$THDv$	ค่าความเพี้ยนของแรงดันฮาร์โมนิกรวม
I^2h	ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแสฮาร์โมนิกลำดับที่ h
V^2h	ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันฮาร์โมนิกลำดับที่ h
I_{fund}	ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแสที่ความถี่ฐาน
V_{fund}	ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันที่ความถี่ฐาน
t_r	ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของสวิตช์สารกึ่งตัวนำ
t_f	ช่วงเวลาหยุดนำกระแสของสวิตช์สารกึ่งตัวนำ
P_T	กำลังไฟฟ้าสูญเสียรวม
$P_{sw(on)}$	กำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะเริ่มนำกระแส
$P_{sw(off)}$	กำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส
P_c	กำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะนำกระแสของสวิตช์สารกึ่งตัวนำ
I_{DS}	ค่ากระแสไฟฟ้าระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส
V_{DS}	ค่าแรงดันไฟฟ้าระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส
$R_{DS(on)}$	ค่าความต้านทานระหว่างเดรนกับซอร์สที่อุณหภูมิรอยต่อสูงสุด ขณะทำงานของสวิตช์สารกึ่งตัวนำ
P_{core}	กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนเหล็ก
P_{CU}	กำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวด
I_{RMS}	ค่ากระแสไฟฟ้าประสิทธิผล
R_{dc}	ค่าความต้านทานในขดลวด
P_{loss}	กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในหม้อแปลงไฟฟ้า

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ที่มาและความสำคัญ

จากกระแสตื่นตัวด้านการประหยัดพลังงานที่เกิดขึ้นทั่วโลก ทำให้เกิดการพัฒนานวัตกรรมเพื่อ การประหยัดพลังงานในด้านต่าง ๆ ขึ้นมามากมาย ซึ่งหลอดไฟแอลอีดี (LED lighting) ถือได้ว่าเป็น อีกทางเลือกหนึ่งที่จะช่วยในการอนุรักษ์พลังงานไฟฟ้าและได้รับความสนใจเป็นอย่างมากในปัจจุบัน แต่แท้จริงแล้วหลอดไฟแอลอีดีได้มีการเริ่มต้นใช้งานในเชิงพาณิชย์มาตั้งแต่ปี ค.ศ. 1962 ซึ่งใน ขณะนั้นยังมีค่าความเข้มแสงไม่มากนัก อย่างไรก็ตามหลอดไฟแอลอีดีได้รับการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง จนกระทั่งปี ค.ศ. 1994 Shuji Nakamura จากบริษัท Nichia ประสบความสำเร็จในการ ประดิษฐ์หลอดไฟแอลอีดีที่ให้แสงสีน้ำเงินความเข้มสูง โดยผลิตมาจากสารกึ่งตัวนำประเภทอินเดียม แกลเลียมไนไตรด์ (InGaN) ซึ่งมีประโยชน์อย่างยิ่งในการสร้างหลอดไฟแอลอีดีสีขาว [1, 2] ส่งผลทำ ให้อุปกรณ์ดังกล่าวถูกนำมาประยุกต์ใช้งานมากยิ่งขึ้น นอกจากนี้หลอดไฟดังกล่าวยังมีคุณสมบัติเด่น ในด้านการลดการใช้พลังงานไฟฟ้าและด้านความเป็นมิตรต่อสิ่งแวดล้อม จึงได้มีการประยุกต์ใช้งาน หลอดไฟแอลอีดีอย่างกว้างขวางทั้งในภาคอุตสาหกรรม ภาคธุรกิจ และภาคครัวเรือน เป็นต้น โดย สถาบันวิจัยข้อมูลด้านการตลาด (IMS research) ได้มีการสำรวจข้อมูลรายได้ที่เกิดขึ้นจากการจัด จำหน่ายหลอดไฟประเภทต่าง ๆ ในตลาดโลก ซึ่งแสดงในดังรูปที่ 1.1

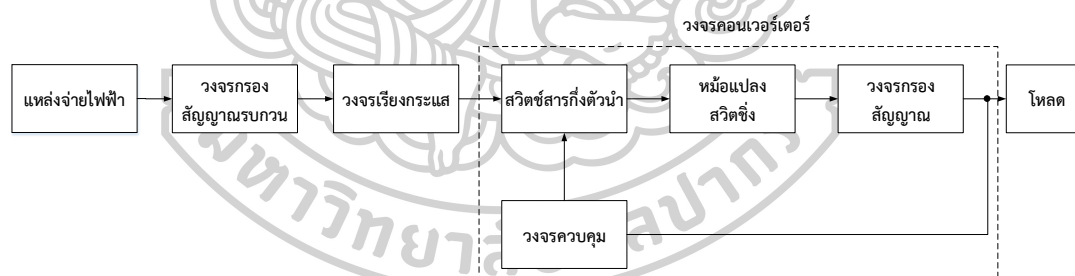


รูปที่ 1.1 รายได้จากการจัดจำหน่ายหลอดไฟประเภทต่าง ๆ [3]

จากรูปเป็นการแสดงทิศทางรายได้จากการจัดจำหน่ายหลอดไฟประเภทต่าง ๆ ได้แก่ หลอดไส้ (Incandescent), หลอดไฟคอมแพคฟลูออเรสเซนต์ (Compact fluorescent lamp: CFL),

หลอดไฟฟลูออเรสเซนต์ (Fluorescent), หลอดไฟความเข้มสูง (High intensity discharge: *HID*) และหลอดไฟแอลอีดี (*LED*) ตามลำดับ โดยพบว่าหลอดไฟแอลอีดีมียอดจัดจำหน่ายเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องตั้งแต่ปี ค.ศ. 2009 จนถึงปี ค.ศ. 2017 คิดเป็นมูลค่าประมาณ 24,000 ล้านบาทหรือสหรัฐอเมริกา ขณะที่หลอดไฟประเภทอื่น ๆ มียอดจัดจำหน่ายอยู่ในช่วงตั้งแต่ 1,000 ถึง 7,000 ล้านบาทหรือสหรัฐอเมริกา เท่านั้น ดังนั้นจะเห็นได้ว่าหลอดไฟแอลอีดีถือเป็นที่ยอมรับใช้เป็นอย่างมากในยุคปัจจุบัน

สำหรับอุตสาหกรรมหลอดไฟแอลอีดีในประเทศไทยนั้นก็มีการเติบโตอย่างรวดเร็วเช่นเดียวกัน ทั้งนี้เนื่องมาจากความก้าวหน้าทางนวัตกรรมและเทคโนโลยีด้านการผลิตของภาคอุตสาหกรรม ซึ่งโดยทั่วไประบบส่องสว่างของหลอดไฟแอลอีดีจะประกอบไปด้วยส่วนของชิปแอลอีดี (*LED chip*), วงจรขับหลอด (*Driver circuit*), อุปกรณ์ระบายความร้อน (*Aluminium heatsink*), และโคมหลอด (*Cover*) ตามลำดับ โดยประสิทธิภาพของหลอดไฟแอลอีดีนั้นจะขึ้นอยู่กับวงจรขับหลอดเป็นหลัก อย่างไรก็ตาม วงจรดังกล่าวนี้จะนิยมนำหลักการของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง (*Switching power supply*) มาประยุกต์ใช้งานในการควบคุมปริมาณแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าให้เหมาะสมกับโคมหลอดแอลอีดี [4] ทั้งนี้แหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงจะประกอบด้วยส่วนประกอบหลัก 3 ส่วน คือ วงจรกรองสัญญาณรบกวน (*EMI filter circuit*), วงจรเรียงกระแส (*Rectifier circuit*), และวงจรคอนเวอร์เตอร์ (*Converter circuit*) ดังแสดงในรูปที่ 1.2 ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการศึกษาถึงการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์สำหรับประยุกต์ใช้ในวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีเป็นหลัก



รูปที่ 1.2 โครงสร้างของแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิง [5]

ในส่วนของวงจรคอนเวอร์เตอร์นั้นภายในจะประกอบด้วยสวิตซ์สารกึ่งตัวนำ (*Semiconductor switch*) ทำหน้าที่เปรียบเสมือนสวิตซ์ให้กับวงจร หม้อแปลงสวิตชิง (*Switching transformer*) ทำหน้าที่ลดหรือเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้า วงจรกรองสัญญาณ (*Filtering circuit*) มีหน้าที่ลดการกระเพื่อมของสัญญาณแรงดันไฟฟ้าขาออก และวงจรควบคุม (*Controlling circuit*) ทำหน้าที่ควบคุมขนาดของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าให้มีค่าคงที่ [6, 7] โดยในวงจรเหล่านี้มีการใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์จำพวกอุปกรณ์สารกึ่งตัวนำในการทำงานเป็นจำนวนมาก เช่น การใช้ไดโอดสำหรับ

เรียงกระแสไฟฟ้า หรือมอเตอร์ที่ทำหน้าที่เปรียบเสมือนสวิตซ์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งการทำงานของอุปกรณ์ดังกล่าวถือเป็นอุปกรณ์ที่ไม่เป็นเชิงเส้น (Non – linear load) จึงส่งผลกระทบต่อรูปคลื่นสัญญาณกระแสไฟฟ้าทางด้านขาเข้าของวงจร ทำให้สัญญาณดังกล่าวมีการผิดเพี้ยนไปจากสัญญาณรูปคลื่นไซน์ ซึ่งปรากฏการณ์นี้เรียกว่า “ค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวม (Total harmonic current distortion: THDi)” [8] โดยค่าความเพี้ยนดังกล่าวนี้จะส่งสัญญาณรบกวนไปยังเครื่องใช้ไฟฟ้าอื่น ๆ ให้ทำงานได้ไม่เต็มประสิทธิภาพ อีกทั้งยังส่งผลให้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power factor: PF) ของวงจรมีค่าต่ำ นอกจากนั้นทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียในระบบ รวมถึงค่าประสิทธิภาพ (Efficiency: η) ของระบบไฟฟ้าจะมีค่าต่ำลง [9] จึงได้มีการกำหนดมาตรฐานทางระบบไฟฟ้ากำลังซึ่งว่าด้วยเรื่องของวิธีการกำจัดหรือลดทอนกระแสฮาร์โมนิกตามมาตรฐาน IEC 61000-3-2 [10] อย่างไรก็ตามในทางทฤษฎีจะสามารถใช้เทคนิคของ “วงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบแอคทีฟ (Active power factor correction: APFC)” มาช่วยในการแก้ปัญหาดังกล่าวได้ [11] โดยวงจรทบทระดับแรงดันไฟฟ้าหรือวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter circuit) ถือเป็นวงจรที่ได้รับความนิยมในการแก้ปัญหากระแสฮาร์โมนิก เนื่องจากมีจำนวนอุปกรณ์น้อยทำให้ง่ายต่อการวิเคราะห์และออกแบบ อีกทั้งด้วยลักษณะโครงสร้างของวงจรที่มีตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าเชื่อมต่อกับแหล่งจ่ายไฟฟ้าโดยตรง ทำให้กระแสไฟฟ้าด้านขาเข้าเกิดการไหลอย่างต่อเนื่อง นอกจากนั้นยังสามารถรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าด้านขาออกให้มีค่าคงที่ได้ ซึ่งวงจรถูกกล่าวนี้มักนิยมใช้ร่วมกับวงจรไฟฟ้าทั่ว ๆ ไปเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานของวงจรให้สูงขึ้น [12]

จากการศึกษางานวิจัยที่เกี่ยวข้อง พบว่าการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจรขับโหลดไฟชนิดแอลอีดีนั้นได้มีการศึกษาอย่างแพร่หลาย โดยใช้เทคนิควงจรคอนเวอร์เตอร์แบบต่าง ๆ ยกตัวอย่างเช่น *Nirmala, M.* ได้ทำการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าด้วยวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ในโหมดกระแสไฟฟ้าต่อเนื่อง (Continuous current mode: CCM) และใช้เทคนิคการควบคุมการเปลี่ยนแปลงค่าดิวตี้ไซเคิล (Variable duty cycle control) รวมถึงใช้โปรแกรมประยุกต์ *MATLAB* ในการจำลองการทำงานของวงจร โดยพบว่าเมื่อเปลี่ยนโหลดของวงจรไปจาก 100 Ω จนถึง 1,000 Ω ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ายังมีค่าคงเดิมเท่ากับ 0.998 [13] นอกจากนั้น *Trujillo, C., et al.* [14] ได้ออกแบบและพัฒนาวงจรในการปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเพื่อใช้สำหรับโหลดไฟแอลอีดี โดยจำลองการทำงานของวงจรบีก – บูสต์คอนเวอร์เตอร์ในโหมดการทำงานแบบต่าง ๆ ซึ่งผลการทดลองพบว่าการทำงานในโหมดนำกระแสที่ขอบ (Boundary conduction mode: BCM) นั้นให้ผลการทำงานที่ดีที่สุด นอกจากนั้นยังสามารถวัดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าจากวงจรต้นแบบได้เท่ากับ 0.992 ในขณะที่ *Lin P. Y., et al.* [15] ได้เลือกใช้เทคนิควงจรบีกคอนเวอร์เตอร์เพื่อออกแบบวงจรหรือโหลดไฟแอลอีดี (Dimmable LED) ให้สามารถทำงานได้ในช่วง 1% - 100% และควบคุมการทำงานด้วยตัวควบคุมชนิด *PI* (*PI controller*) โดยทำงานที่ขนาดโหลด 42 V / 8 วัตต์ ซึ่งผลการ

ทดลองพบว่าค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรมีค่าเท่ากับ 0.96 และประสิทธิภาพมีค่าเท่ากับ 94.67% ตามลำดับ และในส่วนของ Wang, Y., et al. ได้ศึกษาการออกแบบโคมไฟถนนแอลอีดี (LED street lighting) ด้วยวงจรซีพิก (SEPIC circuit) ร่วมกับวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ โดยในการทำงานของสวิตช์จะเป็นแบบ *Quasi – resonant circuit* เพื่อลดการสูญเสียกำลังไฟฟ้าขณะสวิตช์ และควบคุมการทำงานด้วยเทคนิคการควบคุมค่ายอดของกระแสไฟฟ้า (Peak current control) ผลการทดลองพบว่าวงจรมีประสิทธิภาพเท่ากับ 83% ที่โหลดขนาด 100 วัตต์ [16] และ Cha, W. J., et al. ได้ออกแบบวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีสำหรับจอภาพ (LED backlight) ด้วยเทคนิควงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ โดยมีจุดประสงค์เพื่อเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า ลดต้นทุน และมีโครงสร้างไม่ซับซ้อน ซึ่งผลการทดลองพบว่าวงจรต้นแบบสามารถแสดงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 0.988 [17] ทั้งนี้เนื่องมาจากการควบคุมการทำงานแบบการแปลงอัลกอริทึม (Algorithm) โดยการเพิ่มค่ากระแสไฟฟ้าขึ้นทีละน้อย นอกจากนั้น Wang, Y. ได้ศึกษาวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีสำหรับโคมไฟถนน (Street lighting) โดยใช้เทคนิควงจรบัก – บูสต์คอนเวอร์เตอร์ ร่วมกับวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ และควบคุมการทำงานด้วยการควบคุมแบบค่ายอดกระแสไฟฟ้า ผลการทดลองพบว่าวงรดังกล่าวมีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 0.995 และมีประสิทธิภาพเท่ากับ 80.2% ตามลำดับ [18] จากงานวิจัยดังกล่าวข้างต้นจะเห็นว่าเทคนิควงจรคอนเวอร์เตอร์ต่าง ๆ นั้นสามารถนำไปใช้เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานของวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีได้ โดยเทคนิคที่แตกต่างกันก็จะส่งผลให้มีคุณสมบัติการทำงานที่แตกต่างกันไป

วิทยานิพนธ์นี้เป็นการศึกษาถึงผลกระทบของเทคนิควงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ ที่มีต่อการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost PFC converter circuit: *BPFC*) ทำงานในโหมดนำกระแสที่ขอบ (*BCM*) ซึ่งถูกนำมาใช้เป็นส่วนหนึ่งสำหรับขับหลอดไฟแอลอีดีขนาด 100 วัตต์ แรงดันไฟฟ้าขนาด 70 โวลต์ โดยได้มุ่งเน้นในเรื่องของประสิทธิภาพด้านการใช้พลังงานเป็นหลัก ยกตัวอย่างเช่น ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (*PF*), ค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวม (*THDi*), รวมถึงประสิทธิภาพการทำงานของวงจร (η) อย่างไรก็ตามในเบื้องต้นได้ทำการศึกษาเทคนิควงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 ลักษณะ คือ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบไม่แยกกราวด์ทางไฟฟ้า (Non – isolated converter circuit) ได้แก่ วงจรบักคอนเวอร์เตอร์ (Buck converter circuit), และวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแยกกราวด์ทางไฟฟ้า (Isolated converter circuit) ได้แก่ วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ (Flyback converter circuit) ตามลำดับ ประกอบกับได้มีการประยุกต์ใช้เทคนิควงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่เรียกว่า “วงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ (*Modified – flyback converter circuit*)” มาใช้ในการออกแบบวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยเช่นกัน

1.2 วัตถุประสงค์ของวิทยานิพนธ์

เพื่อศึกษาถึงผลกระทบของวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดวงจรถูกคอนเวอร์เตอร์ วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ และวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ ที่มีผลต่อการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ สำหรับการประยุกต์ใช้กับหลอดไฟแอลอีดีขนาด 100 วัตต์

1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

1.3.1 ออกแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าโดยใช้เทคนิควงจรถูกคอนเวอร์เตอร์ โดยประยุกต์ใช้ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ *FAN7527* ซึ่งทำงานในโหมดนำกระแสที่ขอบ (*BCM*) ร่วมกับการทำงานของวงจรถูกคอนเวอร์เตอร์ วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ และวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ ตามลำดับ

1.3.2 จำลองการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรมเพื่อวิเคราะห์ถึงความเป็นไปได้ในการดำเนินงานจริง

1.3.3 สร้างวงจรต้นแบบโดยมีคุณสมบัติสามารถรองรับการทำงานที่แรงดันไฟฟ้าขาเข้าขนาด 230 โวลต์ ที่พิกัดโหลดกำลังไฟฟ้าขนาด 100 วัตต์ และแรงดันไฟฟ้าขาออก 70 โวลต์ ตามลำดับ

1.4 ขั้นตอนการดำเนินงานวิทยานิพนธ์

1.4.1 ศึกษารวบรวมข้อมูลและออกแบบวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรถูกแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ด้วยไอซีสำเร็จรูป ร่วมกับเทคนิควงจรถูกคอนเวอร์เตอร์ วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ และวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ ตามลำดับ

1.4.2 จำลองการทำงานในส่วนของวงจรถูกคอนเวอร์เตอร์ วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ และวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม พร้อมทั้งวิเคราะห์การทำงาน of วงจรเพื่อเป็นแนวทางในการสร้างวงจรต้นแบบ

1.4.3 สร้างวงจรต้นแบบเพื่อทดสอบและวิเคราะห์การทำงานในด้านของผลกระทบของวงจรถูกคอนเวอร์เตอร์ต่าง ๆ ที่มีต่อวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ พร้อมทั้งคำนวณประสิทธิภาพที่เกิดขึ้นและบันทึกผลการทดลอง

1.4.4 อภิปรายผลการทดลอง และสรุปผลการทดลอง

1.4.5 จัดทำรูปเล่มวิทยานิพนธ์

1.5 นิยามศัพท์เฉพาะ

1.5.1 แอลอีดี (Light emitting diode: *LED*) หรือที่เรียกว่า “ไดโอดเปล่งแสง” คือ อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำชนิดหนึ่ง ประกอบด้วยสารกึ่งตัวนำชนิด N และชนิด P ประกบเข้าด้วยกัน เมื่อได้รับกระแสไฟฟ้าจะสามารถเปล่งแสงออกมาเป็นสีต่าง ๆ ได้ ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับช่วงความถี่ของคลื่นแสงที่กำหนดไว้ นอกจากนั้นแอลอีดียังมีรูปแบบที่แตกต่างกันไปตามความเหมาะสมในการนำไปใช้งาน

1.5.2 แหล่งจ่ายไฟสวิตชิง (Switching power supply) คือ แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงชนิดคงค่าแรงดันไฟฟ้าแบบหนึ่งที่สามารถเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูง (AC voltage) ให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันต่ำ (DC voltage) เพื่อสามารถใช้ในงานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยแหล่งจ่ายไฟแบบสวิตชิงจะประกอบด้วย 3 ส่วนใหญ่ ๆ ได้แก่ วงจรกรองสัญญาณรบกวน (EMI filter circuit), วงจรเรียงกระแส (Rectifier circuit), และวงจรคอนเวอร์เตอร์ (Converter circuit) ตามลำดับ

1.5.3 ประสิทธิภาพ (Efficiency) คือ ความสามารถในการส่งผ่านกำลังงานจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าไปยังโหลด โดยคิดจากอัตราส่วนของกำลังงานขาออก (P_{out}) ต่อกำลังงานขาเข้า (P_{in}) มีหน่วยเป็นเปอร์เซ็นต์ ซึ่งค่าประสิทธิภาพนี้จะแสดงให้เห็นถึงกำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้น (P_{loss})

1.5.4 ดิวตี้ไซเคิล (Duty cycle) คือ อัตราส่วนระหว่างค่าความกว้างของสัญญาณพัลส์ในขณะนำกระแส (T_{on}) กับค่าคาบเวลาการทำงาน (T) โดยปกติจะแสดงในหน่วยของเปอร์เซ็นต์ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วง 0% - 100%

1.5.5 วงจรปรับความกว้างของสัญญาณพัลส์ (Pulse Width modulation: *PWM*) ทำหน้าที่เปรียบเทียบสัญญาณ 2 สัญญาณ เพื่อให้เกิดเป็นสัญญาณพัลส์ที่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าดิวตี้ไซเคิลได้ โดยทำงานได้ 2 สถานะ คือ สถานะเปิด (On) และสถานะปิด (Off) ตามลำดับ

1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1.6.1 สามารถบ่งบอกถึงผลกระทบของชนิดวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีผลต่อการทำงานในวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ พร้อมทั้งสามารถบ่งบอกถึงข้อดีและข้อด้อยของวงจรขับโหลดไฟต่าง ๆ เพื่อให้นำไปประยุกต์ใช้งานจริงได้อย่างเหมาะสม

1.6.2 มีความรู้ความเข้าใจในการออกแบบวงจรขับโหลดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรคอนเวอร์เตอร์ต่าง ๆ

1.6.3 ได้เรียนรู้ถึงวิธีการออกแบบและการสร้างวงจรทางไฟฟ้าด้วยโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรมต่าง ๆ

1.7 สถานที่ในการดำเนินงาน

ห้องปฏิบัติการระบบฝังตัวทางกล (Mechanical Embedded System Laboratory: *MESL*)
สังกัดภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล คณะวิศวกรรมศาสตร์และเทคโนโลยีอุตสาหกรรม มหาวิทยาลัย
ศิลปากร

ห้องปฏิบัติการกลุ่มวิจัยพลังงานสีเขียว (Greenery Research Group: *GRG*) สังกัดภาควิชา
วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้า -
พระนครเหนือ

1.8 งบประมาณที่ใช้

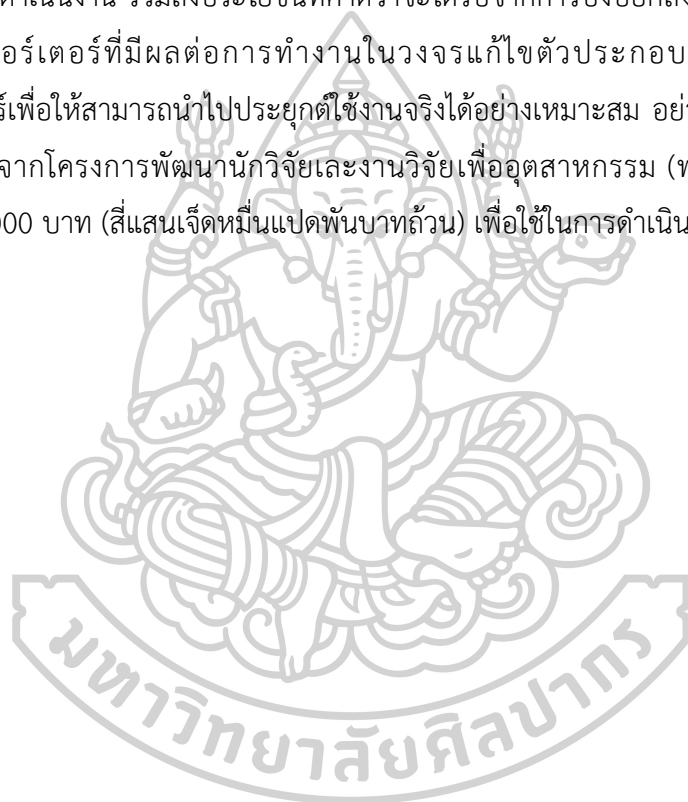
งานวิจัยนี้ได้รับทุนวิจัยจากโครงการพัฒนานักวิจัยและงานวิจัยเพื่ออุตสาหกรรม (พวอ.) ระดับ
ปริญญาโท จำนวน 478,000 บาท (สี่แสนเจ็ดหมื่นแปดพันบาทถ้วน)



1.9 ระยะเวลาในการดำเนินงานทำวิทยานิพนธ์

ขั้นตอนการดำเนินงาน	2559			2560												2561									
	10	11	12	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	1	2	3	4	5	6	7	8		
1. เลือกหัวข้อการทำวิทยานิพนธ์ พร้อมทั้งศึกษาข้อมูลและเอกสารงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง																									
2. ออกแบบวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีขนาด 100 วัตต์ โดยใช้เทคนิควงจรถอานแอร์เตอร์ประเภทต่าง ๆ																									
3. จำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม พร้อมวิเคราะห์ผลการทดลอง																									
4. สร้างวงจรต้นแบบ																									
5. ทดสอบและวิเคราะห์ข้อมูลที่ได้จากวงจรต้นแบบ																									
6. เปรียบเทียบผลการทดลองวงจรต้นแบบ และวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีที่มีจำหน่ายตามท้องตลาด																									
7. อภิปรายและสรุปผลการทำวิทยานิพนธ์																									
8. จัดทำรูปเล่มวิทยานิพนธ์																									

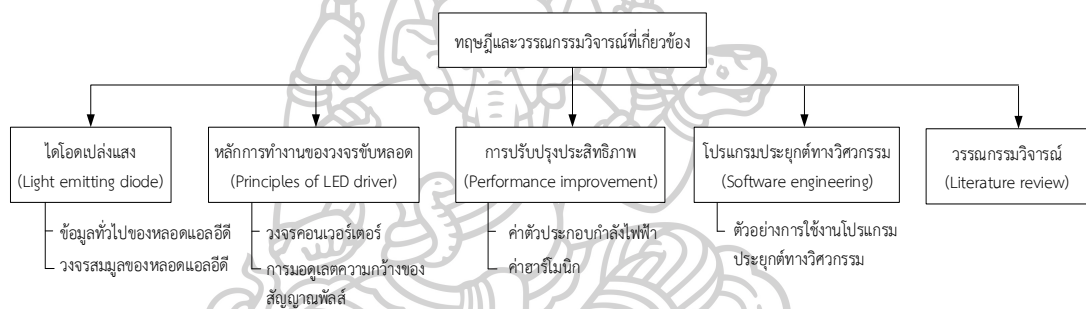
ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงภาพรวมของการดำเนินการจัดทำวิทยานิพนธ์ โดยประกอบไปด้วยที่มาและความสำคัญในการดำเนินงาน ซึ่งจะอธิบายถึงปัญหาในด้านประสิทธิภาพทางไฟฟ้าของวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีที่เกิดขึ้น และแนวทางในการศึกษาเพื่อแก้ไขปัญหาดังกล่าว โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาถึงผลกระทบของวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ ที่มีผลต่อการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ เพื่อประยุกต์ใช้กับหลอดไฟแอลอีดีขนาด 100 วัตต์ และเปรียบเทียบค่าคุณสมบัติทางด้านไฟฟ้าต่าง ๆ ของวงจรขับหลอดไฟแอลอีดี นอกจากนี้ได้อธิบายถึงขอบเขตของการทำวิทยานิพนธ์ ขั้นตอนการดำเนินงาน ระยะเวลาในการดำเนินงาน สถานที่ในการดำเนินงาน รวมถึงประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับการบ่งบอกถึงผลกระทบของชนิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีผลต่อการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์เพื่อให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานจริงได้อย่างเหมาะสม อย่างไรก็ตามวิทยานิพนธ์นี้ได้รับทุนวิจัยจากโครงการพัฒนานักวิจัยและงานวิจัยเพื่ออุตสาหกรรม (พวอ.) ระดับปริญญาโท จำนวน 478,000 บาท (สี่แสนเจ็ดหมื่นแปดพันบาทถ้วน) เพื่อใช้ในการดำเนินการ



บทที่ 2

ทฤษฎีและวรรณกรรมวิจารณ์ที่เกี่ยวข้อง

บทนี้จะเป็นการบรรยายถึงทฤษฎีและวรรณกรรมวิจารณ์ที่เกี่ยวข้องในการออกแบบวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีขนาด 100 วัตต์ โดยประยุกต์ใช้วงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ร่วมกับเทคนิควงจรขับหลอดไฟแอลอีดีชนิดต่าง ๆ ได้แก่ วงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ และวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ ทั้งนี้เพื่อป้องกันผลกระทบที่เกิดขึ้นต่อการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้างกล่าว ซึ่งสามารถแบ่งออกเป็นหัวข้อหลัก ๆ ได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.1 ทฤษฎีและวรรณกรรมวิจารณ์ที่เกี่ยวข้อง

จากผังการดำเนินการข้างต้นจะสามารถแบ่งหลักการดำเนินการออกได้เป็น 5 หมวดหลัก ๆ ได้แก่

- ไดโอดเปล่งแสง (Light emitting diode) เป็นการบรรยายถึงข้อมูลทั่วไปของหลอดไฟแอลอีดี เช่น โครงสร้างการทำงาน ข้อดีและข้อด้อย รวมถึงวงจรสมมูลในการเชื่อมต่อหลอดไฟแอลอีดี เป็นต้น
- หลักการการทำงานของวงจรขับหลอดไฟ (Principles of LED driver circuit) เป็นอธิบายถึงหลักการการทำงานของวงจรที่นำมาใช้สำหรับขับหลอดไฟแอลอีดี เช่น วงจรคอนเวอร์เตอร์ รวมถึงการมอดูเลตความกว้างของสัญญาณพัลส์
- การปรับปรุงประสิทธิภาพ (Performance improvement) ในหัวข้อนี้จะบรรยายถึงวิธีการในการปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจร ซึ่งประกอบด้วยค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าและเทคนิคในการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า ค่าฮาร์โมนิกและมาตรฐานที่เกี่ยวข้อง ตามลำดับ

- โปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม (Engineering software) เป็นการอธิบายภาพรวมของโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม รวมถึงแสดงตัวอย่างการจำลองการทำงานของวงจร
 - วรรณกรรมวิจารณ์ที่เกี่ยวข้อง (Literature reviews) ในหัวข้อนี้จะเป็นการบรรยายถึงงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรขับหลอดไฟแอลอีดี ยกตัวอย่างเช่น เทคนิคการทำงานของวงจรขับ หรือการเพิ่มประสิทธิภาพการทำงาน เป็นต้น
- โดยรายละเอียดต่าง ๆ ทั้งหมดที่ได้กล่าวถึงในเบื้องต้นสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

2.1 ไดโอดเปล่งแสง (Light emitting diode)

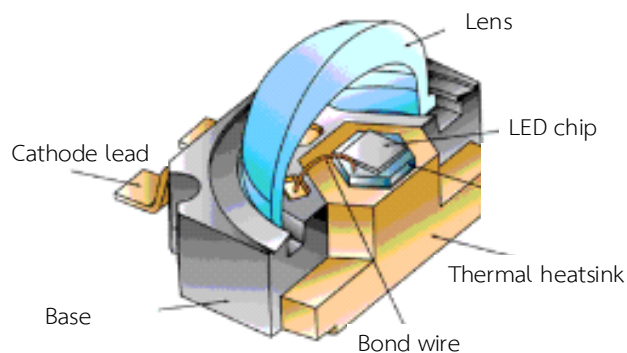
ในปัจจุบันเทคโนโลยีด้านการออกแบบระบบการส่องสว่างได้มีการแข่งขันกันอย่างมากระหว่างไดโอดเปล่งแสง (Light emitting diode: *LED*) หรือแอลอีดี เป็นสิ่งประดิษฐ์หนึ่งที่ได้ถูกพัฒนาขึ้นและได้มีการนำมาใช้งานกันอย่างแพร่หลาย เช่น งานด้านสถาปัตยกรรม ด้านการสื่อสาร ด้านการแพทย์ รวมถึงด้านอุตสาหกรรม เป็นต้น [19] จนกระทั่งแอลอีดีได้ถูกพัฒนาให้มีประสิทธิภาพการส่องสว่างที่สูงขึ้นและถูกนิยามในชื่อ “แอลอีดีกำลังสูง (*High power LED*)” [20] โดยภาครัฐและเอกชนนิยมนำเอาแอลอีดีกำลังสูงมาใช้ทดแทนอุปกรณ์การส่องสว่างแบบเดิม เช่น หลอดไฟฟลูออโรสเซนต์ หลอดไส้ เป็นต้น ซึ่งถือได้ว่าแอลอีดีกำลังสูงเป็นเทคโนโลยีใหม่ที่จะช่วยลดพลังงานได้เป็นอย่างดี

ทั้งนี้การเปล่งแสงของแอลอีดีนั้นเกิดขึ้นมาจากการแผ่รังสีพลังงานแม่เหล็กไฟฟ้าภายในชิปสารกึ่งตัวนำซึ่งมีสีที่แตกต่างกันไปตามวัสดุที่นำมาใช้ โดยทั่วไปมักเป็นสารประกอบของธาตุแกลเลียม (Ga) อาร์เซนิก (As) และฟอสฟอรัส (P) นอกจากนั้นการนำแอลอีดีมาทำหลอดไฟนั้นจำเป็นต้องมีกรรมวิธีสร้างแสงสีขาว ซึ่งอาจจะใช้วิธีการรวมแสงจากแอลอีดีสีแดง สีเขียว สีฟ้าเข้าด้วยกัน [21] หรือใช้ฟอสฟอรัสฉาบภายในเลนส์รวมแสงอีพ็อกซี (Epoxy) ก็จะทำให้เกิดแสงสีขาวนวลได้เช่นกัน

นอกจากนั้นแอลอีดีกำลังสูงยังมีคุณสมบัติเด่น ๆ ที่สำคัญ ยกตัวอย่างเช่น มีขนาดเล็ก ค่าความส่องสว่างสูง ไม่ก่อให้เกิดรังสีอัลตราไวโอเล็ต อายุการใช้งานที่ยาวนานถึง 100,000 ชั่วโมง มีความร้อนของแสงที่แผ่ออกมาเพียงเล็กน้อย และเป็นมิตรต่อสิ่งแวดล้อม เป็นต้น [22] โดยแอลอีดีกำลังสูงมีขนาดตั้งแต่ 1 – 100 วัตต์ และมีอัตราสิ้นเปลืองไฟฟ้าในช่วง 300 มิลลิแอมแปร์ จนถึง 1 แอมแปร์ โดยส่วนใหญ่ลักษณะของแอลอีดีกำลังสูงจะมีลักษณะเป็นแบบอุปกรณ์ที่ยึดติดบนผิวของแผ่นวงจรพิมพ์ (Surface Mount Device: *SMD*) ซึ่งมีลักษณะเป็นแผ่นบาง ๆ มีขนาดเล็ก สามารถทนต่อความสั่นสะเทือนได้ดี แต่มีข้อด้อย คือในการประกอบอุปกรณ์นั้นต้องใช้เครื่องมือช่วย ดังนั้นจึงมีความยุ่งยากในการประกอบมากกว่าหลอดไฟแอลอีดีแบบ *DIP* (Dual in line package) [23]

2.1.1 องค์ประกอบของแอลอีดี

ส่วนใหญ่นั้นแอลอีดีกำลังสูงจะประกอบด้วย 6 ส่วนหลัก ๆ ซึ่งสามารถแสดงโครงสร้างของแอลอีดีกำลังสูงได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 โครงสร้างโดยทั่วไปของแอลอีดีกำลังสูง [24]

จากรูปที่ 2.2 พบว่าแอลอีดีกำลังสูงจะประกอบด้วยชิปแอลอีดี (Chip) ซึ่งทำมาจากสารกึ่งตัวนำที่เป็นตัวกำหนดความยาวคลื่นของแสงที่ปล่อยออกมา หรือกำหนดสีของแอลอีดี โดยจะมีสายเชื่อมต่อ (Bond Wire) ทำหน้าที่เชื่อมต่อชิปแอลอีดีเข้ากับขั้วคาโทดของชิปแอลอีดี (Cathode lead) นอกจากนี้ยังมีแกนโลหะระบายความร้อน (Thermal heatsink) ขนาดใหญ่ติดอยู่ด้านล่างของตัวแอลอีดี เพื่อทำหน้าที่ระบายความร้อนออกจากชิปแอลอีดี ส่งผลทำให้เกิดประสิทธิภาพการส่องสว่างสูงสุด อย่างไรก็ตามโดยส่วนใหญ่อุปกรณ์ดังกล่าวจะทำมาจากทองแดง ทองคำ หรืออะลูมิเนียม ซึ่งในภาคอุตสาหกรรมมักจะนิยมใช้อะลูมิเนียมในการผลิต ทั้งนี้เนื่องจากมีราคาถูกและมีขั้นตอนการผลิตง่ายกว่าทองแดง นอกจากนี้แอลอีดีกำลังสูงยังถูกติดตั้งอยู่บนฐาน (Base) และด้านบนมีเลนส์ (Lens) ซึ่งทำมาจากวัสดุประเภทอีพ็อกซีเรซิน (Epoxy resin) มีลักษณะโปร่งใสทำหน้าที่ป้องกันชิ้นส่วนที่อยู่ภายในและกำหนดทิศทางการกระจายแสง

โดยปกติอายุการใช้งานของแอลอีดีจะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับอุณหภูมิในการทำงาน [25] ดังสามารถแสดงได้ในตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 ความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิกับอายุการใช้งาน

T_j (°C)	Lifetime (hours)	T_j (°C)	Lifetime (hours)
25	234,000	85	29,500
30	191,000	90	25,700
35	157,000	95	22,500
40	129,000	100	19,500
45	107,000	105	17,100
50	90,000	110	15,100
55	75,000	115	13,300
60	64,000	120	11,700
65	54,000	125	10,500
70	45,000	130	9,300
75	39,600	140	7,500
80	34,000	150	6,000

ที่มา: Ryckaert, W. R., *et al.*, 2012 [22]

จากตารางสามารถอธิบายได้ว่าเมื่ออุณหภูมิในการทำงาน (T_j) สูงขึ้น จะส่งผลให้อายุการใช้งาน (Lifetime) ของแอลอีดีมีค่าลดลง ซึ่งมีความสัมพันธ์ในลักษณะแปรผกผัน ยกตัวอย่างเช่น ที่อุณหภูมิเท่ากับ 50 °C แอลอีดีจะมีอายุการใช้งานเท่ากับ 90,000 ชม. และในขณะที่อุณหภูมิเท่ากับ 100 °C แอลอีดีจะมีอายุการใช้งานเท่ากับ 19,500 ชม. นอกจากนี้เมื่อทำการศึกษาถึงคุณสมบัติด้านต่าง ๆ และโครงสร้างพื้นฐานของหลอดไฟแอลอีดีเทียบกับหลอดไฟชนิดอื่น ๆ พบว่าหลอดไฟแอลอีดีนั้นมีข้อดีและข้อด้อย ดังต่อไปนี้

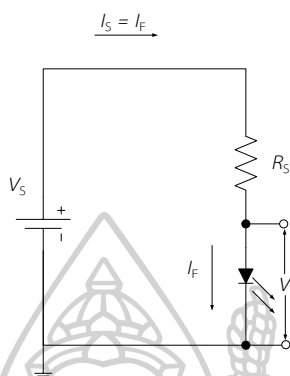
ตารางที่ 2.2 การเปรียบเทียบข้อดีและข้อด้อยของหลอดไฟแอลอีดี

ข้อดี	ข้อด้อย
1. น้ำหนักเบา ขนาดเล็ก ใช้พลังงานน้อย	1. ราคาสูง
2. ทนต่อการสั่นสะเทือนและแรงกระแทก เหมาะสำหรับการติดตั้งในเครื่องบินหรือรถยนต์	2. ทิศทางของแสงสว่างส่องไปเฉพาะด้านหน้าเท่านั้น
3. ไม่มีส่วนผสมของแสงที่เป็นอันตรายต่อมนุษย์ เช่น แสงอินฟราเรด หรืออัลตราไวโอเล็ต	3. ความคงที่ของกระแสและแรงดันมีผลต่อความสว่างของหลอดไฟแอลอีดี
4. อายุการใช้งานยาวนานถึง 100,000 ชั่วโมง เนื่องจากสามารถควบคุมคุณภาพแสงที่ปล่อยออกมาได้	
5. ปล่อยค่าความร้อนออกมาน้อยมาก	

ที่มา: Introduction to Light Emitting Diode Technology and Applications [1]

2.2.2 วงจรสมมูลในการเชื่อมต่อหลอดไฟแอลอีดี

โดยปกติหลอดไฟแอลอีดีจะใช้กระแสไฟฟ้าเป็นตัวควบคุมการทำงานของหลอด [26] ซึ่งสามารถแสดงวงจรสมมูลของการต่อใช้งานหลอดไฟแอลอีดีได้ดังรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของการเชื่อมต่อหลอดไฟแอลอีดี

จากรูปที่ 2.3 แสดงการเชื่อมต่อหลอดไฟแอลอีดีในลักษณะไบแอสตรง (Forward bias) กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง (V_S) ทำให้เกิดค่ากระแสไฟฟ้า [27] และค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อม (V_F) ที่หลอดขึ้น นอกจากนี้ได้มีการจำกัดกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านหลอดไฟแอลอีดีด้วยตัวต้านทาน (R_S) ทั้งนี้เพื่อป้องกันการเสียหายที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าเกิน (Over current) ในวงจร โดยสามารถคำนวณได้จาก (2.1)

$$R_S = \frac{V_S - V_F}{I_F} \quad (2.1)$$

2.2 หลักการทำงานของวงจรขับหลอดไฟ (Principles of LED driver circuit)

โดยปกติแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งนั้นจะถูกนำมาประยุกต์ใช้ในการสร้างวงจรขับหลอดไฟสำหรับหลอดไฟแอลอีดี (LED Driver circuit) ซึ่งแหล่งจ่ายไฟดังกล่าวทำหน้าที่จ่ายไฟให้กับอุปกรณ์ต่าง ๆ ด้วยการเปลี่ยนระดับของแรงดันไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันสูงให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงแรงดันต่ำ [6] โดยองค์ประกอบพื้นฐานนั้นสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 1.2 ที่ผ่านมา

นอกจากนั้นแหล่งจ่ายไฟสวิตชิ่งจะมีโครงสร้างประกอบด้วย 3 ส่วนหลัก ๆ คือ วงจรกรองสัญญาณรบกวน วงจรเรียงกระแส และวงจรคอนเวอร์เตอร์ ตามลำดับ ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้

ก) วงจรกรองสัญญาณรบกวน (EMI Filter circuit) ทำหน้าที่ในการกรองความถี่โดยยอมให้สัญญาณความถี่ที่กำหนดผ่านไปได้ และลดทอนสัญญาณนอกเหนือจากความถี่ที่กำหนด ทั้งนี้เพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้อย่างเต็มประสิทธิภาพ และลดความเสี่ยงต่อการรบกวนกันเองภายในวงจร [28]

ข) วงจรเรียงกระแส (Rectifier circuit) ทำหน้าที่แปลงสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรง กล่าวคือ วงจรจะยอมให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านไปในทิศทางใดทิศทางหนึ่ง โดยนิยมใช้ไดโอด (Diode) เป็นตัวควบคุมทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้า

ค) วงจรคอนเวอร์เตอร์ (Converter circuit) ทำหน้าที่แปลงผันกำลังไฟฟ้าจากภาคอินพุตไปยังภาคเอาต์พุตให้มีขนาดเหมาะสมกับโหลด ซึ่งวงจรคอนเวอร์เตอร์จะประกอบไปด้วยการทำงานของอุปกรณ์ต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

- สวิตช์สารกึ่งตัวนำ (MOSFET) โดยปกติสวิตช์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์จะใช้อุปกรณ์จำพวกทรานซิสเตอร์ มอสเฟต ไอจีบีที มาทำหน้าที่เป็นสวิตช์เสมือน (Virtual switch) ให้กับวงจร ซึ่งจะทำงานกับความถี่สูงในช่วงประมาณ 10 kHz – 1 MHz [29] ทั้งนี้เพื่อเป็นการลดการใช้พลังงานไฟฟ้า และทำให้หม้อแปลงไฟฟ้าและตัวเก็บประจุมีขนาดเล็กลง

- หม้อแปลงสวิตชิง (Switching transformer) หรือตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าจะทำหน้าที่เพิ่มหรือลดระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

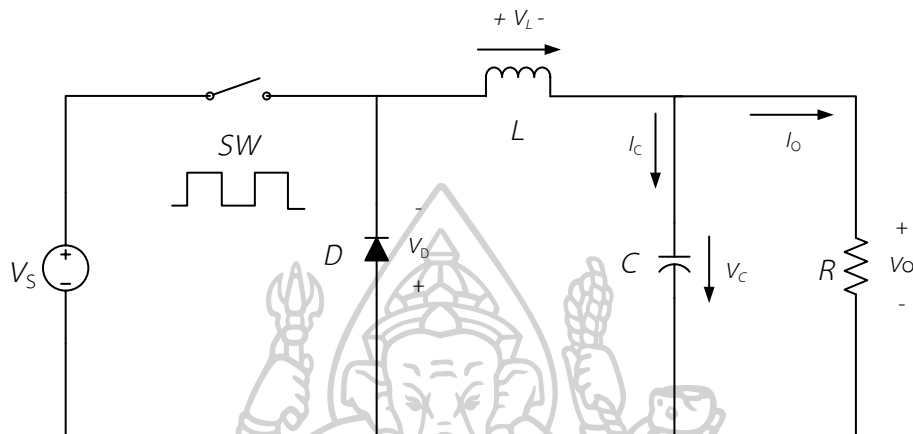
- วงจรกรองสัญญาณ (Filter circuit) ทำหน้าที่ลดการกระเพื่อมของสัญญาณแรงดันไฟฟ้า ส่งผลให้สัญญาณมีความเรียบมากขึ้น

- วงจรควบคุม (Controlling circuit) ทำหน้าที่ควบคุมค่าความกว้างของสัญญาณพัลส์ เพื่อให้แรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้านำเข้าออกมีค่าคงที่

จากข้อมูลข้างต้น จะสังเกตได้ว่าแหล่งจ่ายไฟสวิตชิงมีองค์ประกอบที่ไม่ซับซ้อนมากนัก ซึ่งวงจรคอนเวอร์เตอร์ถือได้ว่าเป็นหัวใจสำคัญของแหล่งจ่ายไฟชนิดดังกล่าว โดยทั่วไปวงจรคอนเวอร์เตอร์นี้แบ่งได้เป็นหลายประเภทขึ้นอยู่กับความเหมาะสมในการนำไปใช้งาน เช่น วงจรบักคอนเวอร์เตอร์ (Buck converter circuit), วงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (Boost converter circuit), วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ (Flyback converter circuit) เป็นต้น ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเอาพื้นฐานของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ และวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์มาใช้ในการดำเนินการศึกษาโดยจะสามารถอธิบายรายละเอียดได้ดังต่อไปนี้

2.2.1 วงจรบักคอนเวอร์เตอร์ (Buck converter circuit)

วงจรบักคอนเวอร์เตอร์หรือเรียกอีกอย่างหนึ่งว่า “วงจรทอนแรงดันไฟฟ้า (Step-down converter)” คือวงจรลดระดับแรงดันไฟฟ้า โดยแรงดันไฟฟ้าขาออกจะมีขนาดต่ำกว่าแรงดันไฟฟ้าขาเข้าเสมอ [5] โดยสามารถแสดงวงจรสมมูลของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ ได้ดังรูปที่ 2.4

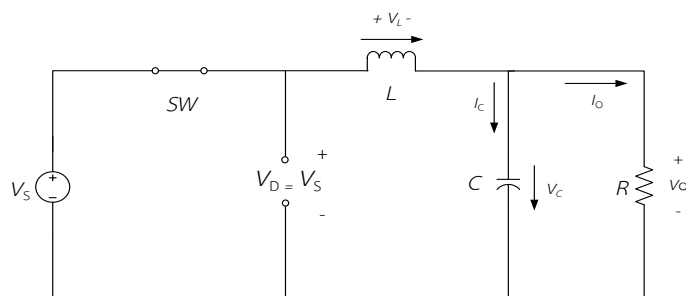


รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์

จากวงจรสมมูลสามารถพิจารณาการทำงานของสวิตช์ได้ 2 ลักษณะ คือ ขณะที่สวิตช์นำกระแส (Switch on) และสวิตช์ไม่นำกระแส (Switch off) ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

ก) ขณะที่สวิตช์นำกระแส (Switch on)

ในขณะที่สวิตช์นำกระแสไฟฟ้าพบว่า กระแสไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าจะไหลผ่านสวิตช์ และผ่านตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าไปยังโหลด โดยที่กระแสไฟฟ้าส่วนหนึ่งจะไหลไปเก็บที่ตัวเก็บประจุไฟฟ้า ดังแสดงในรูปที่ 2.5



รูปที่ 2.5 วงจรสมมูลของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ขณะที่สวิตช์นำกระแส

ดังนั้นจากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ (Kirchhoff's Laws) จะสามารถหาเขียนสมการการเปลี่ยนแปลงของแรงดันไฟฟ้า ได้ดังนี้

$$-V_S + V_L + V_O = 0 \quad (2.2)$$

หรือ
$$V_L = V_S - V_O \quad (2.3)$$

และ
$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.4)$$

เมื่อ
$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_S - V_O}{L}$$

ในกรณีสวิตช์นำกระแสค่า dt ใน (2.4) จะกำหนดให้มีค่าเท่ากับค่าตัวชี้ไขเคลในช่วงสวิตช์นำกระแส (DT) ทำให้สามารถคำนวณค่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าขณะสวิตช์นำกระแส ($\Delta i_{L,on}$) ได้จาก

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_{L,on}}{DT} \quad (2.5)$$

หรือ
$$\Delta i_{L,on} = \left(\frac{V_S - V_O}{L} \right) DT$$

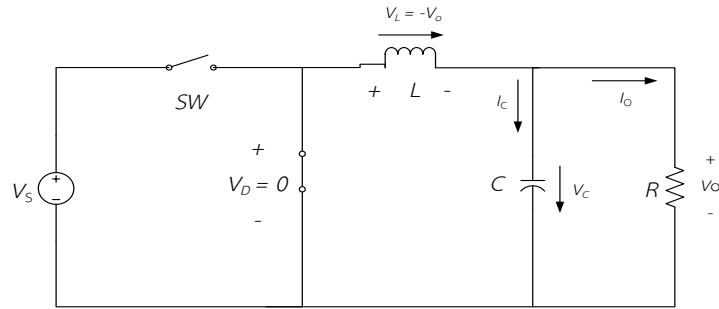
เมื่อ V_S หมายถึง แรงดันไฟฟ้าขาเข้า

V_O หมายถึง แรงดันไฟฟ้าขาออก

V_L หมายถึง แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า

ข) ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส (Switch off)

เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแสดังรูปที่ 2.6 สนามแม่เหล็กไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าจะเกิดการยุบตัวลงทำให้ไดโอดถูกไบอัสตรง (Forward bias) เกิดการนำกระแสไฟฟ้า ซึ่งจะส่งผลให้กระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำอย่างต่อเนื่องและไหลต่อไปยังโหลดได้ โดยจากกฎของเคอร์ชอฟฟ์จะได้สมการแรงดันไฟฟ้า ดังต่อไปนี้



รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส

หรือ

$$V_L + V_o = 0 \tag{2.6}$$

$$V_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt}$$

ในกรณีสวิตช์ไม่นำกระแสค่า dt ใน (2.6) จะมีค่าเท่ากับค่าตัวตั้งไซเคิลในช่วงสวิตช์ไม่นำกระแส $((1 - D)T)$ ทำให้สามารถคำนวณอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าขณะสวิตช์ไม่นำกระแส ($\Delta i_{L,off}$) ได้จาก

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{\Delta i_{L,off}}{(1-D)T} = \frac{-V_o}{L} \tag{2.7}$$

หรือ

$$\Delta i_{L,off} = \left(\frac{-V_o}{L} \right) (1-D)T \tag{2.8}$$

เมื่อ L หมายถึง ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า

T หมายถึง คาบเวลา

ค) การคำนวณค่าอัตราการขยายแรงดันของวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์

ที่สภาวะอิมิตัวค่าการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า ในขณะที่สวิตช์นำกระแส จะมีการเปลี่ยนแปลงที่เพิ่มขึ้นเท่ากับการเปลี่ยนแปลงที่ลดลงของ กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าในขณะที่สวิตช์ไม่นำกระแส กล่าวคือ การเปลี่ยนแปลงของ กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าสุทธิจะมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นจึงสามารถคำนวณอัตราการขยาย แรงดัน (V_o / V_s) ได้จากผลบวกของ (2.5) และ (2.8) ดัง

$$\Delta i_{L,on} + \Delta i_{L,off} = 0 \quad (2.9)$$

แทนค่า

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

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

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

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

(2.10)

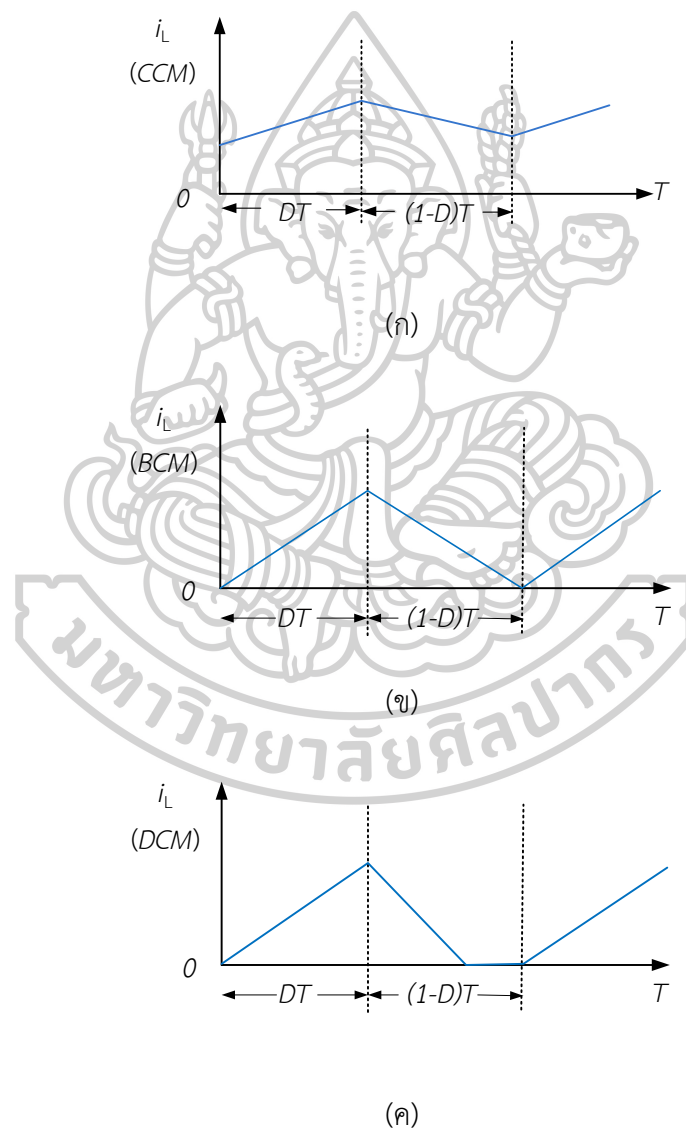
ดำเนินการจัดรูปสมการใหม่ จะได้ว่า

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

เมื่อ V_o / V_s จะมีค่าสูงสุดไม่เกิน 100% ทั้งนี้ขึ้นอยู่กับค่าดิวิตีไซเคิล (D) กล่าวคือ ค่าดังกล่าวจะเป็นตัวกำหนดค่าแรงดันไฟฟ้าขาออกให้มีค่าน้อยกว่าหรือเท่ากับแรงดันไฟฟ้าขาเข้า โดยสามารถปรับค่าได้ตั้งแต่ 0% - 100%

ง) การคำนวณค่าความเหนี่ยวนำที่ต่ำที่สุดของวงจรบิกคอนเวอร์เตอร์

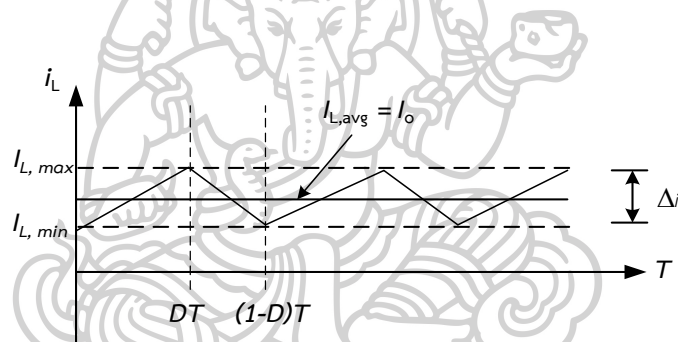
โดยปกติค่าความเหนี่ยวนำที่ต่ำที่สุด (L_{min}) นี้จะมีความสัมพันธ์กับกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า (i_L) ซึ่งค่าดังกล่าวนี้ถูกนำมาใช้สำหรับกำหนดโหมดการทำงานของวงจรบิกคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งได้แก่ โหมดนำกระแสต่อเนื่อง (Continuous conduction mode: CCM), โหมดนำกระแสที่ขอบ (Boundary conduction mode: BCM), และโหมดนำกระแสไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous conduction mode: DCM) ตามลำดับ โดยลักษณะการทำงานของแต่ละโหมดนั้นสามารถแสดงได้ในรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 โหมดการทำงานของวงจร; (ก) โหมดนำกระแสต่อเนื่อง (CCM) (ข) โหมดนำกระแสที่ขอบ (BCM) (ค) โหมดนำกระแสไม่ต่อเนื่อง (DCM)

จากรูปที่ 2.7(ก) แสดงการทำงานในโหมดนำกระแสต่อเนื่อง (CCM) จะสังเกตได้ว่า กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_L) ในแต่ละคาบเวลามีค่ามากกว่าศูนย์ เนื่องจากยังมีพลังงานไฟฟ้าสะสมอยู่ภายในขดลวดก่อนที่วงจรจะเริ่มการทำงานรอบใหม่ ซึ่งมีความแตกต่างจากรูปที่ 2.7(ข) กล่าวคือ เมื่อครบรอบการทำงานในแต่ละคาบเวลา พลังงานที่สะสมในขดลวดจะถูกคายพลังงานออกมาซึ่งมีค่าเท่ากับศูนย์พอดี จึงเรียกโหมดการทำงานในลักษณะนี้ว่าโหมดนำกระแสที่ขอบ (BCM) นอกจากนี้ในโหมดนำกระแสไม่ต่อเนื่อง (DCM) ดังรูปที่ 2.7(ค) ปริมาณกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้ามีค่าเป็นศูนย์ก่อนที่จะจบคาบเวลาการทำงาน เนื่องจากพลังงานที่สะสมในขดลวดถูกถ่ายโอนไปยังด้านเอาต์พุตอย่างสมบูรณ์ก่อนที่จะเริ่มการทำงานในรอบใหม่

อย่างไรก็ตาม ในการหาค่าความเหนี่ยวนำที่ต่ำที่สุดที่จะทำให้วงจรบิ๊คคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดนำกระแสต่อเนื่องนั้น จะเริ่มจากการคำนวณหาค่ากระแสไฟฟ้าเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ($I_{L,avg}$) ซึ่งจะมีค่าเท่ากับกระแสไฟฟ้าขาออก [30] ของวงจร ดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 รูปร่างของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำในวงจรบิ๊คคอนเวอร์เตอร์

จากรูปสามารถอธิบายได้ว่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ($I_{L,max}$) มีค่าเท่ากับ

$$I_{L,max} = I_{L,avg} + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.12)$$

เมื่อกำหนดให้ Δi_L มีค่าเท่ากับ $\frac{V_O}{L}(1-D)T$ และ $I_{L,avg} = I_o = \frac{V_O}{R}$ แทนค่าลงใน (2.12) จะได้

$$I_{L,max} = \frac{V_o}{R} + \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1-D)T \right] \quad (2.13)$$

และ T มีค่าเท่ากับ $1/f$ จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$I_{L,max} = V_o \left[\frac{1}{R} + \frac{(1-D)}{2Lf} \right] \quad (2.14)$$

นอกจากนั้นจากรูปที่ 2.8 สามารถพิจารณาค่ากระแสไฟฟ้าต่ำสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ($I_{L,min}$) ได้จาก

$$I_{L,min} = I_{L,avg} - \frac{\Delta i_L}{2} \quad (2.15)$$

จัดรูปใหม่จะได้

$$I_{L,min} = \frac{V_o}{R} - \frac{1}{2} \left[\frac{V_o}{L} (1-D)T \right] \quad (2.16)$$

$$I_{L,min} = \frac{V_o}{R} - \frac{V_o}{2} \times \left(\frac{(1-D)T}{L} \right) \quad (2.17)$$

$$I_{L,min} = V_o \left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right]$$

จาก (2.17) จะสามารถนำมาใช้ในการหาค่าความเหนี่ยวนำที่ต่ำที่สุด (L_{min}) ที่วงจรสามารถทำงานในโหมดนำกระแสต่อเนื่อง โดยจะกำหนดให้กระแสไฟฟ้าต่ำสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับศูนย์ ได้ดังนี้

$$I_{L,min} = 0$$

จะได้

$$V_o \left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] = 0 \quad (2.18)$$

$$\left[\frac{1}{R} - \frac{(1-D)}{2Lf} \right] = \frac{0}{V_o} \quad (2.19)$$

$$\frac{1}{R} = \frac{(1-D)}{2Lf} \quad (2.20)$$

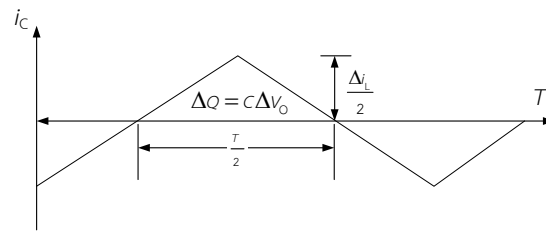
จาก (2.20) ค่าตัวเหนี่ยวนำ (L) สามารถพิจารณาได้ว่าเป็นค่าความเหนี่ยวนำที่ต่ำที่สุด (L_{\min}) ของวงจร ซึ่งจะมีค่าดังนี้

$$L_{\min} = \frac{(1-D)R}{2f} \quad (2.21)$$

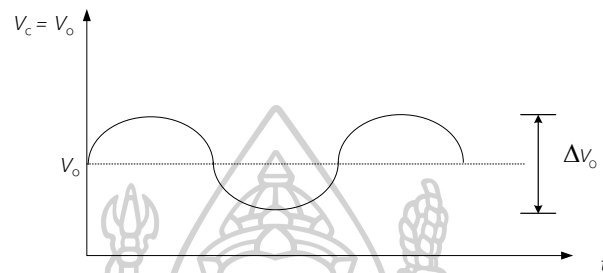
ในกรณีที่ L_{\min} มีค่าเท่ากับศูนย์ จะส่งผลให้วงจรมีการทำงานในช่วงรอยต่อระหว่างการทำงานในโหมดนำกระแสต่อเนื่อง (CCM) และโหมดนำกระแสไม่ต่อเนื่อง (DCM) หรือเรียกว่า “โหมดนำกระแสที่ขอบ (BCM)” นั่นเอง

จ) การคำนวณค่าการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้าขาออก

โดยปกติในวงจรบิกคอนเวอร์เตอร์จะมีตัวเก็บประจุไฟฟ้าขนาดใหญ่ เพื่อรักษาให้แรงดันไฟฟ้าขาออกมีค่าคงที่ แต่ในทางปฏิบัติไม่สามารถเลือกใช้ตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่มีขนาดใหญ่ มาก ๆ ได้ ทั้งนี้เนื่องจากมีราคาแพงและใช้พื้นที่มาก ดังนั้นจึงจำเป็นต้องเลือกใช้ตัวเก็บประจุไฟฟ้าที่มีขนาดที่เหมาะสม และมีค่าการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้าขาออกอยู่ในระดับที่ยอมรับได้ กล่าวคือ มีค่าการกระเพื่อมในช่วงไม่เกิน $\pm 10\%$ ของแรงดันไฟฟ้าขาออก นอกจากนั้นในการคำนวณหาค่าการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้าขาออก ($\Delta V_o / V_o$) สามารถคำนวณได้จากความสัมพันธ์ของแรงดันกับกระแสของตัวเก็บประจุไฟฟ้างแสดงในรูปที่ 2.9



(ก)



(ข)

รูปที่ 2.9 รูปคลื่นการทำงานของวงจรถูกบีกคอนเวอร์เตอร์; (ก) กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุไฟฟ้า (ข) การกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุไฟฟ้า

จากรูปที่ 2.9(ก) เมื่อกระแสไฟฟ้าที่ไหลตัวเก็บประจุไฟฟ้ามีค่าเป็นบวก ตัวเก็บประจุไฟฟ้าจะสะสมประจุ เกิดเป็นพื้นที่สามเหลี่ยมที่เกิดจากกระแสของตัวเก็บประจุไฟฟ้าคูณกับเวลา (ΔQ) โดยสามารถคำนวณได้จาก

$$\Delta Q = \frac{1}{2} \left(\frac{T}{2} \right) \left(\frac{\Delta i_L}{2} \right) = \frac{T \Delta i_L}{8} \quad (2.22)$$

เมื่อกำหนดให้ $\Delta Q = c \Delta V_o$ จะได้

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{c} \quad (2.23)$$

นำ (2.22) แทนค่าลงใน (2.23) จะได้ดัง

$$\Delta V_o = \frac{T \Delta i_L}{8C} \quad (2.24)$$

กำหนดให้ค่า Δi_L มีค่าเท่ากับ $\frac{V_o}{L}(1-D)T$ ดังนั้นเมื่อนำค่าดังกล่าวไปแทนลงใน (2.24) จะได้

$$\Delta V_o = \frac{T}{8C} \left(\frac{V_o}{L} \right) (1-D)T \quad (2.25)$$

ดำเนินการจัดรูปสมการใหม่สามารถแสดงได้ต่อไปนี้

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{T^2}{8C} \left(\frac{1}{L} \right) (1-D) \quad (2.26)$$

หรือ

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1-D)}{8LCf^2} \quad (2.27)$$

จาก (2.27) จะสามารถเรียก $\Delta V_o / V_o$ ว่า “อัตราการกระเพื่อม (Ripple ratio)” มักใช้แสดงเป็นอัตราส่วนของการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้าขาออกระหว่างค่ายอดถึงยอด (Peak to peak) กับค่าแรงดันไฟฟ้าขาออก ซึ่งหากต้องการให้อัตราการกระเพื่อมมีค่าน้อยลง สามารถทำได้ โดยการปรับค่าตัวดีไซเคิล หรือการเพิ่มค่าตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า ตัวเก็บประจุไฟฟ้า หรือความถี่ในการสวิตช์ให้มากขึ้น นอกจากนั้นสามารถคำนวณค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้าได้จาก

$$C = \frac{(1-D)}{8Lf^2} \left(\frac{V_o}{\Delta V_o} \right) \quad (2.28)$$

เมื่อ C หมายถึง ตัวเก็บประจุไฟฟ้า

L หมายถึง ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า

f หมายถึง ความถี่

ฉ) ข้อดีและข้อด้อยของวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์

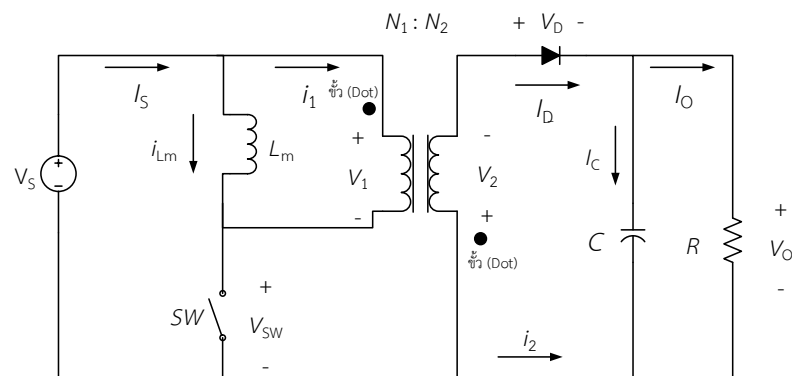
วงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์นั้นเป็นวงจรที่นิยมนำมาประยุกต์ใช้งานต่าง ๆ เช่น ไฟฉาย (Flashlight), ไฟถนน (Street light), วงจรขับแอลอีดี (LED driver circuit) เป็นต้น ซึ่งวงจรมีข้อดีและข้อด้อยได้ดังตารางที่ 2.3

ตารางที่ 2.3 ข้อดีและข้อด้อยของวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์

ข้อดี	ข้อด้อย
1. มีโครงสร้างไม่ซับซ้อน มีขนาดเล็ก ราคาถูก	1. มีการตอบสนองช้าเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงที่อินพุต (Transient response)
2. ประสิทธิภาพของวงจรมีค่าประมาณ 90%	2. จำเป็นต้องมีส่วนของวงจรกรองกระแสไฟฟ้า
3. ทนต่อการเปลี่ยนแปลงแรงดันไฟฟ้าได้ดี	3. มีค่าการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้าขาออก (Output voltage ripple) สูง ในกรณีที่วงจรมีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูง
	4. ในกรณีแรงดันไฟฟ้าสูงอาจไม่ปลอดภัยเนื่องจากวงจรไม่มีการแยกกราวด์ทางไฟฟ้า (Isolation)

2.2.2 วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ (Flyback converter circuit)

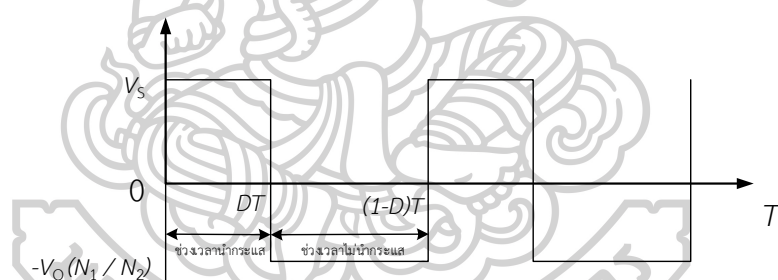
วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ เป็นรูปแบบหนึ่งที่นิยมใช้ในภาคอุตสาหกรรม มีหลักการทำงานโดยอาศัยจำนวนรอบขดลวดของหม้อแปลงไฟฟ้าเพื่อลดหรือเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าให้กับวงจร [31] และมีลักษณะเด่นคือ การใช้หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงทำหน้าที่แยกกราวด์ทางไฟฟ้า (Ground isolation) ระหว่างด้านขาเข้าและด้านขาออกของวงจรเพื่อความปลอดภัยในการใช้งาน ซึ่งโครงสร้างของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ สามารถแสดงดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 วงจรสมมูลของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 2.10 แสดงวงจรสมมูลที่ใช้ในการวิเคราะห์การทำงานของวงจร และเพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์หลักการทำงานของวงจร จะกำหนดเงื่อนไขการวิเคราะห์วงจรดังต่อไปนี้

- อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังทั้งหมด เช่น สวิตช์และไดโอด จะถือว่าเป็นอุดมคติ (ไม่มีการสูญเสียเกิดขึ้น)
- วงจรสมมูลของหม้อแปลงไฟฟ้าถือว่าเป็นอุดมคติ กล่าวคือไม่มีตัวเหนี่ยวนำรั่วไหล (Leakage inductance: L_k) แต่จะมีค่าตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (Magnetizing inductor: L_m) ขนานอยู่กับขดลวดปฐมภูมิ (N_1) เท่านั้น
- ตัวเก็บประจุไฟฟ้าด้านออก (C) จะมีขนาดใหญ่มาก จนถือได้ว่าแรงดันไฟฟ้าด้านออกของวงจรมีค่าคงที่
- พิจารณาวงจรขณะที่ทำงานในสภาวะคงตัวเท่านั้น ซึ่งหมายถึงแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าเป็นสัญญาณรายคาบ (Periodic signal)
- ค่าดิวตี้ไซเคิล (Duty cycle: D) ของสวิตช์ [32] จะมีช่วงเวลานำกระแสเท่ากับ DT และมีช่วงเวลาขณะไม่นำกระแสเท่ากับ $(1 - D)T$ ดังรูป 2.11



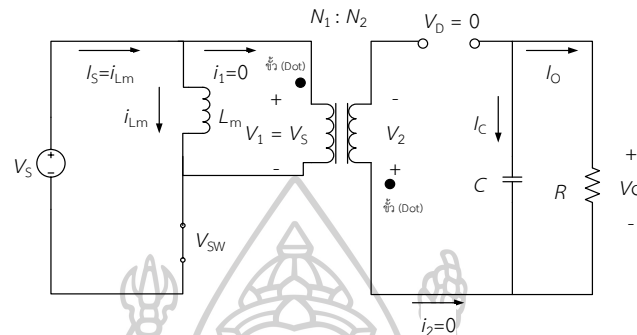
รูปที่ 2.11 ค่าดิวตี้ไซเคิลขณะนำกระแสและไม่นำกระแส

สำหรับการทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์จะคล้ายกับการทำงานของวงจรบัส

- บัสต์คอนเวอร์เตอร์ กล่าวคือ ได้อาศัยหลักการทำงานของขดลวดไฟฟ้า (ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า / หม้อแปลงไฟฟ้า) ในการสะสมพลังงานไฟฟ้าขณะสวิตช์นำกระแส และจะคายพลังงานไปยังโหลดขณะสวิตช์ไม่นำกระแส [33] ซึ่งการวิเคราะห์การทำงานของวงจรจะพิจารณาจากการทำงานของสวิตช์ทั้งสองสถานะดังต่อไปนี้

ก) ขณะสวิตช์นำกระแส (Switch on)

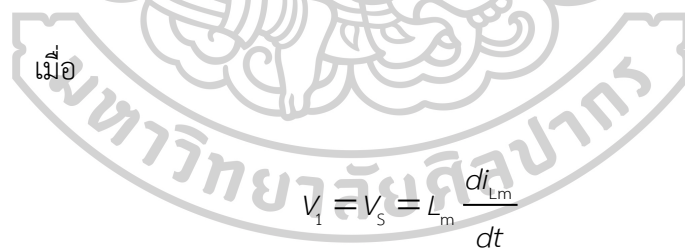
เมื่อสวิตช์นำกระแส จะส่งผลให้กระแสไฟฟ้าจะไหลจากแหล่งจ่ายไฟ (V_S) ผ่านไปยังตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (L_m) โดยผ่านสวิตช์ และส่งต่อไปยังหม้อแปลงไฟฟ้า ขณะเดียวกันไดโอดจะถูกไบอัสกลับ (Reverse bias) ทำให้ไม่สามารถนำกระแสได้ ($V_D = 0$) แสดงในรูปที่ 2.12



รูปที่ 2.12 วงจรสมมูลของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์นำกระแส

และเมื่อพิจารณาด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (N_1) โดยจากกฎของเคอร์ชอฟฟ์ จะได้สมการของแรงดันไฟฟ้าดังนี้

$$-V_S + V_1 = 0 \tag{2.29}$$



$$V_1 = V_S = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} \tag{2.30}$$

จะได้

$$\frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{\Delta i_{Lm}}{DT} = \frac{V_S}{L_m} \tag{2.31}$$

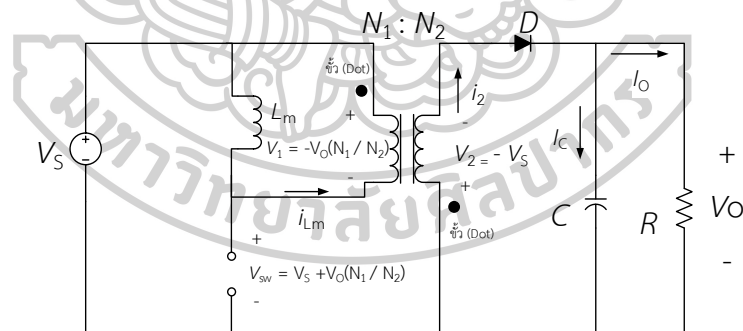
จากสมการข้างต้นค่า dt จะมีค่าเท่ากับค่าดิฟเฟอเรนเชียลในช่วงสวิตช์นำกระแส (DT) และการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้า (Δi_{Lm}) จะมีค่าคงที่ โดยอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กขณะนำกระแส ($\Delta i_{Lm,on}$) จะคำนวณได้จาก

$$\Delta i_{Lm,on} = \frac{V_s DT}{L_m} \quad (2.32)$$

นอกจากนั้น เมื่อพิจารณาที่ขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (N_2) พบว่าไดโอดไม่นำกระแสเป็นผลทำให้กระแสไฟฟ้าด้านทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (i_2) มีค่าเป็นศูนย์ ซึ่งหมายถึงกระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า (i_1) ก็จะมีค่าเท่ากับศูนย์เช่นเดียวกัน ทั้งนี้เนื่องจากการสะสมพลังงานในตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (L_m) มีค่าน้อยมาก จนถือได้ว่ากระแสไฟฟ้าด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้ามีค่าเป็นศูนย์

ข) ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส (Switch off)

เมื่อสวิตช์เปลี่ยนสถานะจากนำกระแสมาเป็นไม่นำกระแส ดังรูปที่ 2.13 กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (L_m) จะไม่สามารถเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดได้ เป็นผลทำให้ยังคงมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านขดลวดปฐมภูมิภายในของหม้อแปลงไฟฟ้าอยู่ โดยกระแสไฟฟ้า (i_{Lm}) จะไหลเข้าไปที่จุดที่ไม่มีขั้ว (Undotted) ด้านขดลวดปฐมภูมิ และกระแสไฟฟ้าด้านทุติยภูมิจะไหลออกจากจุดที่ไม่มีขั้วและแรงดันไฟฟ้าจะเป็นบวก ณ จุดที่ไม่มีขั้วเช่นกัน ซึ่งจะทำให้ไดโอดได้รับไบอัสตรงและนำกระแส และส่งผลให้เกิดแรงดันไฟฟ้าขาออกขึ้น



รูปที่ 2.13 วงจรสมมูลของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ขณะสวิตช์ไม่นำกระแส

จากรูปที่ 2.13 เมื่อสวิตช์ไม่นำกระแส ตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก L_m จะปล่อยแรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับ ทำให้สามารถคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้าปฐมภูมิ (V_1) ได้จาก

$$V_1 = -V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \quad (2.36)$$

หรือ

$$V_1 = L_m \left(\frac{di_{Lm}}{dt} \right) \quad (2.37)$$

แทนค่า V_1 จาก (2.37) ลงใน (2.36) จะได้

$$L_m \left(\frac{di_{Lm}}{dt} \right) = -V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \quad (2.38)$$

กำหนดให้ $di_{Lm} = \Delta i_{Lm}$ และ $dt = (1-D)T$ จะได้ว่า

$$L_m \left(\frac{\Delta i_{Lm}}{(1-D)T} \right) = -V_o \left(\frac{N_1}{N_2} \right) \quad (2.39)$$

จัดรูปใหม่จะได้

$$\frac{\Delta i_{Lm}}{(1-D)T} = -\frac{V_o}{L_m} \times \frac{N_1}{N_2} \quad (2.40)$$

ดังนั้นการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กขณะสวิตช์
ไม่นำกระแส ($\Delta i_{Lm,off}$) สามารถคำนวณได้จาก

$$\Delta i_{Lm,off} = \frac{-V_o (1-D)T}{L_m} \times \frac{N_1}{N_2} \quad (2.41)$$

เมื่อ L_m หมายถึง แรงดันที่ขดลวดปฐมภูมิ

V_o หมายถึง แรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุต

$(1-D)T$ หมายถึง ค่าตัวดีไซเคิลในช่วงที่สวิตช์ไม่นำกระแส

ค) การคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้าขาออกของวงจร (V_o)

ที่สภาวะคงที่การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (i_{Lm}) จะมีค่าเท่ากับ “0” กล่าวคือ การเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (ขณะนำกระแส) จะเท่ากับการเปลี่ยนแปลงของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (ขณะไม่นำกระแส) ดังนั้นจาก (2.32) และ (2.41) จะได้

$$\Delta i_{Lm,on} + \Delta i_{Lm,off} = 0 \quad (2.42)$$

หรือ

$$\left(\frac{V_s D T}{L_m} \right) - \left(\frac{V_o (1-D) T}{L_m} \times \frac{N_1}{N_2} \right) = 0 \quad (2.43)$$

จัดรูป (2.43) ใหม่จะสามารถคำนวณค่าแรงดันไฟฟ้าขาออกได้จาก

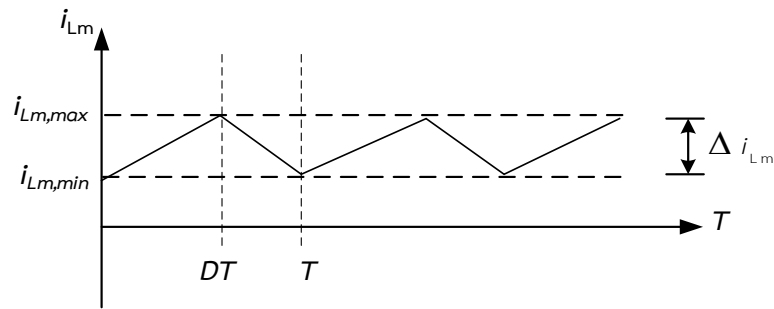
$$V_o = V_s \times \frac{D}{1-D} \times \frac{N_2}{N_1} \quad (2.44)$$

นอกจากนี้จาก (2.44) จะสามารถคำนวณค่าตัวคูณไคเคิลได้จาก

$$D = \frac{V_o}{\left(V_s \times \frac{N_2}{N_1} \right) + V_o} \quad (2.45)$$

ง) การคำนวณค่าความเหนี่ยวนำที่ต่ำที่สุดของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

โดยปกติค่าความเหนี่ยวนำที่ต่ำที่สุด ($L_{m,min}$) มีความสัมพันธ์กับค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (i_{Lm}) ซึ่งจะนำมาใช้พิจารณาในการกำหนดโหมดการทำงานของวงจร เช่น โหมดนำกระแสต่อเนื่อง (CCM), โหมดนำกระแสที่ขอบ (BCM), และโหมดนำกระแสไม่ต่อเนื่อง (DCM) ตามลำดับ โดยการคำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำที่ต่ำที่สุดของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ จะสามารถพิจารณากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กได้ในรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 รูปร่างของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

จากรูปสามารถพิจารณาค่า $i_{Lm,min}$ และ $i_{Lm,max}$ ได้ดังนี้

$$i_{Lm,min} = i_{Lm} - \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (2.46)$$

และ

$$i_{Lm,max} = i_{Lm} + \frac{\Delta i_{Lm}}{2} \quad (2.47)$$

กำหนดให้ i_{Lm} มีค่าเท่ากับ $\frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \times \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2$ และ Δi_{Lm} มีค่าเท่ากับ $\frac{V_s D T}{L_m}$

ดังนั้นสามารถนำไปแทนใน (2.46) และ (2.47) จะได้

$$i_{Lm,min} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \times \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 - \frac{V_s D T}{2L_m} \quad (2.48)$$

และ

$$i_{Lm,max} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \times \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 + \frac{V_s D T}{2L_m} \quad (2.49)$$

ในกรณีการกำหนดโหมดการทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ในโหมดนำกระแสแบบต่อเนื่องนั้น จะกำหนดให้ค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่ต่ำที่สุด ($i_{Lm,min}$) มีค่าเท่ากับศูนย์ ($i_{Lm,min} = 0$) ดังนั้นเมื่อจัดรูป (2.49) ใหม่ จะได้

$$i_{L_m, \min} = \frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \times \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 - \frac{V_s D T}{2L_m} = 0 \quad (2.50)$$

หรือ

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

เมื่อ $T = 1/f$ จะได้

$$\frac{V_s D}{(1-D)^2 R} \times \left(\frac{N_2}{N_1} \right)^2 = \frac{V_s D}{2L_m f} \quad (2.51)$$

$$L_m = \frac{V_s D}{2f} \times \frac{(1-D)^2 R}{V_s D} \times \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2$$

จาก (2.51) สามารถพิจารณาได้ว่าค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (L_m) จะมีค่าเท่ากับค่าความเหนี่ยวนำแม่เหล็กที่ต่ำที่สุด ($L_{m, \min}$) ซึ่งคำนวณได้จาก [5]

$$L_{m, \min} = \frac{(1-D)^2 R}{2f} \times \left(\frac{N_1}{N_2} \right)^2 \quad (2.52)$$

จ) การคำนวณค่าอัตราการกระเพื่อมของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

การคำนวณค่าอัตราการกระเพื่อมด้านขาออก ($\Delta V_o / V_o$) ของวงจรนั้นจะพิจารณาจากยอดถึงยอดของค่าแรงดันไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุไฟฟ้าดังต่อไปนี้

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{D}{R \times C \times f} \quad (2.53)$$

จาก (2.53) เมื่อต้องการลดอัตราการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้าขาออก สามารถทำได้โดยการลดค่าตัวรีซิสเคิล (D), หรือเพิ่มค่าความต้านทานโหลด (R), ค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้า (C), หรือค่าความถี่สวิตช์ (f) ให้สูงขึ้น อย่างไรก็ตามสามารถจัดรูปสมการเพื่อหาค่าตัวเก็บประจุได้ดังนี้

$$C = \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right) f} \quad (2.54)$$

ฉ) การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

หม้อแปลงไฟฟ้าในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์นั้นจะมีลักษณะเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง (High frequency transformer) ซึ่งโดยทั่วไปแล้วในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจะนิยมใช้ “วิธีผลคูณพื้นที่ (Area product: A_p)” ซึ่งนิยามได้ดังนี้ [34]

$$A_p = A_c \times A_w \quad (2.55)$$

เมื่อ A_p หมายถึง พื้นที่ผลิตภัณฑ์ของแกน (Area product)

A_c หมายถึง พื้นที่หน้าตัดของแกน (Core area)

A_w หมายถึง พื้นที่ภายในกรอบว่างของแกน (Window area)

นอกจากนั้น จากสมการแรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับ (V_{RMS}) ของหม้อแปลงไฟฟ้า ซึ่งมีค่าเท่ากับ $V_{RMS} = K_f V_{av} = K_f \times 4 \times N \times f \times B_m \times A_c$ จะทำให้สามารถคำนวณจำนวนรอบด้านปฐมภูมิ (N_1) และทุติยภูมิ (N_2) ของหม้อแปลงไฟฟ้า ได้จาก [35]

$$N_1 = \frac{V_1}{4K_f A_c B_m f} \quad (2.56)$$

$$N_2 = \frac{V_2}{4K_f A_c B_m f} \quad (2.57)$$

เมื่อ K_f มีค่า “1” กรณีรูปคลื่นสัญญาณสี่เหลี่ยม

หรือ “1.11” กรณีรูปคลื่นสัญญาณไซน์

B_m หมายถึง ค่าความหนาแน่นเส้นแกนแม่เหล็กสูงสุด (Wb/m^2)

และกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวด (I) จะคำนวณได้จาก [36]

$$I = J \times a_{\text{wire}} \quad (2.58)$$

เมื่อ J หมายถึง ความหนาแน่นกระแสไฟฟ้า (A / m^2)

a_{wire} หมายถึง พื้นที่หน้าตัดของตัวนำที่กระแสไฟฟ้าไหลผ่าน (m^2)

อย่างไรก็ตาม กำหนดให้ขดลวดปฐมภูมิ (N_1) มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ a_1 และขดลวดทุติยภูมิ (N_2) มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ a_2 ดังนั้นพื้นที่หน้าตัดของลวดตัวนำทั้งหมดจะมีค่าเท่ากับ $N_1 a_1 + N_2 a_2$ ซึ่งในทางทฤษฎีพื้นที่หน้าตัดของลวดตัวนำทั้งหมดควรจะพอดีกับพื้นที่ภายในกรอบวางของแกน (A_w) แต่ในทางปฏิบัติขดลวดไม่ได้ประกอบด้วยตัวนำเท่านั้น แต่จะประกอบด้วยฉนวนความร้อน กระจกฉนวนระหว่างขดลวด และช่องว่างอากาศเพื่อการระบายความร้อน ดังนั้นจึงต้องมีการนิยามค่าการชดเชยพื้นที่กรอบ (Window utilization factor: K_w) ซึ่งเป็นแฟกเตอร์ที่ใช้ในการชดเชยค่าดังกล่าว ซึ่งจะมีค่าน้อยกว่า “1” ดังคำนวณได้จาก

$$K_w A_w = N_1 a_1 + N_2 a_2 \quad (2.59)$$

และเมื่อแทนค่า $a_{\text{wire}} = I / J$ ลงใน (2.59) จะได้

$$K_w A_w J = N_1 I_1 + N_2 I_2 \quad (2.60)$$

เมื่อ I_1 หมายถึง ค่ารอกกำลังสองเฉลี่ยของกระแสในขดลวดปฐมภูมิ

I_2 หมายถึง ค่ารอกกำลังสองเฉลี่ยของกระแสในขดลวดทุติยภูมิ

ซึ่งสามารถแทนค่า N_1 และ N_2 จาก (2.56) และ (2.57) ลงใน (2.60) จะได้

$$K_w A_w J = \frac{V_1 I_1 + V_2 I_2}{4 K_f A_c B_m f} \quad (2.61)$$

จัดรูปสมการใหม่จะได้

$$A_c A_w = \frac{[V_1 I_1 + V_2 I_2]}{4JK_f K_w B_m f} \quad (2.62)$$

ในทางปฏิบัติจะกำหนดให้ค่า K_w มีค่าในช่วง 0.3 - 0.4 และค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้า (J) จะมีค่าในช่วง 3.5 - 5 A / mm² ตามลำดับ

นอกจากนั้นสามารถคำนวณแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิ (V_1) ได้จาก

$$V_1 = N_1 A_c \left(\frac{dB}{dt} \right) \times 10^{-8} \quad (2.63)$$

เมื่อ dB / dt หรือ ΔB คือ อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็ก อย่างไรก็ตามแรงดันไฟฟ้าขดลวดปฐมภูมิ (V_1) ที่เกิดขึ้นจะมีค่าใกล้เคียงกับแรงดันไฟฟ้าด้านเข้า (V_s) แต่ถ้าแกนเฟอร์ไรต์เกิดการอิ่มตัว อัตราการเปลี่ยนแปลงของฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่าน้อยมากหรือมีค่าเป็นศูนย์ ส่งผลให้แรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมขดลวดปฐมภูมิจะมีค่าลดลงอย่างรวดเร็วเสมือนเกิดการลัดวงจร ซึ่งจะมีผลต่อการทำงานของหม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรที่เกี่ยวข้อง ในขณะเดียวกันสามารถหาค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นในแกนได้จาก [36]

$$\Delta B = \frac{V_p \times t}{N_1 A_c} \times 10^8 \quad (2.64)$$

ดังนั้นจะสรุปได้ว่าการใช้แกนเฟอร์ไรต์ในหม้อแปลงไฟฟ้าจะต้องระวังไม่ทำให้แกนเกิดการอิ่มตัว ผู้ออกแบบควรกำหนดค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดโดยจะต้องไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์เพื่อความปลอดภัยนั่นเอง และการเพิ่มช่องอากาศคั่นทางเดินแม่เหล็ก (Air gap) ในแกนเฟอร์ไรต์เป็นวิธีการอย่างหนึ่งที่ป้องกันการอิ่มตัวของแกน และยังช่วยให้การสะสมพลังงานของขดลวดในหม้อแปลงไฟฟ้ามีค่ามากขึ้น อย่างไรก็ตามช่องอากาศคั่นในแกนเฟอร์ไรต์จะทำให้เกิดการแพร่กระจายสัญญาณรบกวนแม่เหล็กไฟฟ้าออกมาและอาจรบกวนอุปกรณ์ภายนอกได้

จากหลักการการทำงานของหม้อแปลงไฟฟ้าวงจรปลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ที่มีการทำงานในลักษณะการเก็บสะสมพลังงานไว้ภายในตัวแล้วจึงถ่ายเทพลังงานออกไปยังโหลด ดังนั้นกำลังไฟฟ้าที่ได้จากหม้อแปลงไฟฟ้าจึงมาจากค่าพลังงานที่หม้อแปลงไฟฟ้าสะสมไว้ ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$1 / 2(L_p \hat{i}_p^2)$ โดยพลังงานที่สะสมไว้นั้นจะมีความสัมพันธ์กับขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ ซึ่งสามารถหาได้จาก [36]

$$L_p \hat{i}_p^2 = \frac{\Delta B_{(max)}^2 l_g A_c}{0.4\pi} \quad (2.65)$$

เมื่อ l_g	หมายถึง ระยะห่างช่องอากาศคั่นแกนเฟอร์ไรต์
L_p	หมายถึง ค่าความเหนี่ยวนำขดลวดปฐุมภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า
\hat{i}_p	หมายถึง ค่ากระแสไฟฟ้าสูงสุดที่ไหลผ่านขดลวดปฐุมภูมิ
$\Delta B_{(max)}$	หมายถึง ค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูงสุดในแกน

จาก (2.65) จะเห็นได้ว่าค่าพลังงานสะสมในหม้อแปลงไฟฟ้าสามารถเพิ่มขึ้นได้โดยการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น l_g หรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ให้ใหญ่ขึ้น แต่ในทางปฏิบัตินิยมใช้การเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น ทั้งนี้เนื่องจากต้องการให้หม้อแปลงและตัวเหนี่ยวนำเอาต์พุตมีขนาดเล็ก นอกจากนั้นแกนเฟอร์ไรต์ที่ขนาดหนึ่ง ๆ ระยะของช่องอากาศคั่นสูงสุดจะถูกจำกัดด้วยค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นในขดลวด เนื่องจากจำนวนรอบมีค่าเพิ่มขึ้น โดยจำนวนรอบ (N_1) จะมีค่าเพิ่มขึ้นตามระยะช่องอากาศคั่นที่เพิ่มขึ้น ดังนี้

$$N_1 = \frac{\Delta B_{(max)} l_g}{0.4\pi \hat{i}_p} \quad (2.66)$$

เนื่องจากระยะในการพันขดลวดของหม้อแปลงมีค่าจำกัดอาจไม่เพียงพอต่อจำนวนรอบที่เพิ่มขึ้น รวมถึงการสูญเสียที่เกิดในขดลวดทองแดงมากขึ้นเมื่อจำนวนรอบมากขึ้น ซึ่งอาจจะส่งผลให้หม้อแปลงไฟฟ้ามีอุณหภูมิสูงขึ้นตามไปด้วย ดังนั้นในการออกแบบที่ดีจึงต้องพิจารณาจุดที่เหมาะสมในการเพิ่มระยะช่องอากาศคั่น หรือการเพิ่มขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ตามไปด้วย

ข) ข้อดีและข้อด้อยของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่นิยมนำมาประยุกต์ใช้งานต่าง ๆ ยกตัวอย่างเช่น แหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับเครื่องคอมพิวเตอร์ (Switching power supply for PC), เครื่องถ่ายเอกสาร (Copier), หม้อแปลงแรงดันสูงสำหรับหลอดอิเล็กทรอนิกส์ (Cathode ray tube:

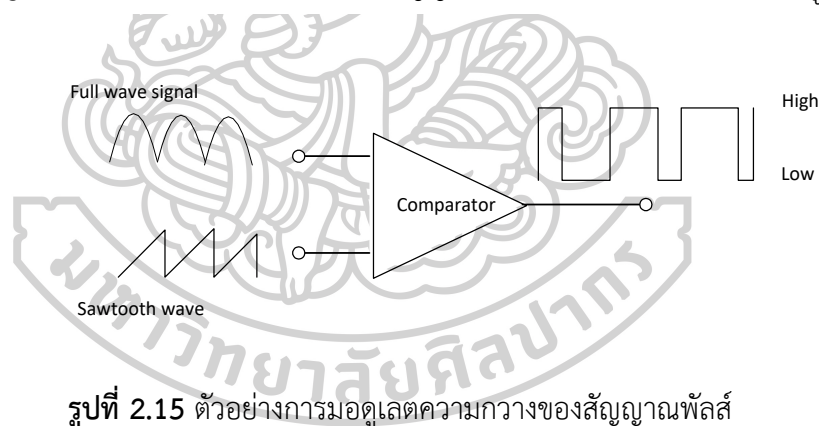
CRT) ที่ใช้กับจอภาพของคอมพิวเตอร์ (Monitor) เป็นต้น นอกจากนั้นยังสามารถแสดงข้อดีและข้อด้อยของวงจรได้ดังตารางที่ 2.4

ตารางที่ 2.4 ข้อดีและข้อด้อยของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

ข้อดี	ข้อด้อย
1. มีการแยกกราวด์ทางไฟฟ้า (Isolation) ทำให้มีปลอดภัย	1. มีกำลังการสูญเสียในแกนแม่เหล็กสูงกว่าวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดอื่น ๆ
2. มีประสิทธิภาพประมาณ 90%	2. มีขนาดใหญ่เนื่องจากหม้อแปลงไฟฟ้า
	3. ไม่สามารถใช้งานกับโหลดที่มีความหลากหลาย

2.2.3 การมอดูเลตความกว้างของสัญญาณพัลส์ (Pulse Width modulation: PWM)

การมอดูเลตความกว้างของสัญญาณพัลส์ หมายถึง การปรับความกว้างของสัญญาณพัลส์ โดยการนำเอาสัญญาณ 2 สัญญาณมาเปรียบเทียบกัน [37] เพื่อให้ได้สัญญาณพัลส์ ยกตัวอย่างเช่น การนำเอาสัญญาณสามเหลี่ยม (Ramp signal) มาเปรียบเทียบกับสัญญาณเรียงกระแสแบบเต็มคลื่น (Full wave signal) จะได้ลักษณะความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่มีค่าเปลี่ยนแปลงไป ดังรูปที่ 2.15

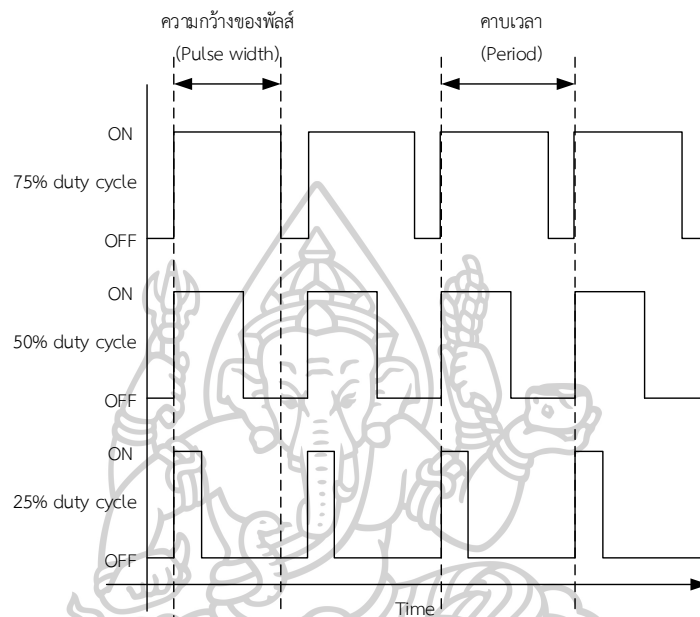


รูปที่ 2.15 ตัวอย่างการมอดูเลตความกว้างของสัญญาณพัลส์

วิธีการมอดูเลตขั้นทางความกว้างของพัลส์ (PWM) จะเป็นการปรับเปลี่ยนค่าความกว้างของสัญญาณพัลส์ โดยความถี่ของสัญญาณพัลส์จะไม่มีเปลี่ยนแปลง หรือเรียกว่าการเปลี่ยนแปลงค่า “ดิวตี้ไซเคิล (Duty cycle)” ซึ่งค่าดังกล่าว คือ ช่วงความกว้างของสัญญาณพัลส์ขณะนำกระแส (T_{on}) โดยคิดสัดส่วนเป็นเปอร์เซ็นต์จากคาบเวลาของสัญญาณพัลส์ (T) ซึ่งสามารถหาค่าความสัมพันธ์ได้ดังนี้ [38]

$$Duty\ cycle = \frac{T_{on}}{T} \times 100\% \quad (2.67)$$

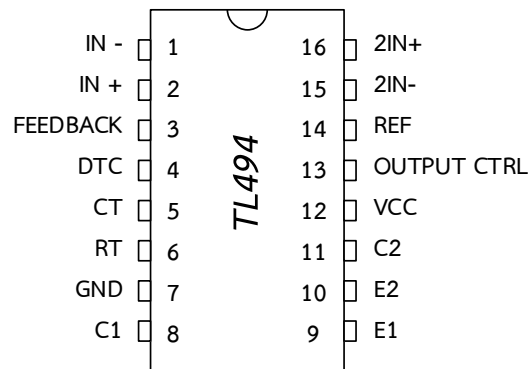
จาก (2.67) สามารถอธิบายได้ว่า ถ้าค่าดิวตี้ไซเคิลมีค่าเท่ากับ 50% จะหมายความว่าใน 1 รูปคลื่นสัญญาณพัลส์จะมีช่วงของสัญญาณที่เป็นสถานะลอจิก “1” (High) อยู่ครึ่งหนึ่ง และสถานะลอจิก “0” อยู่อีกครึ่งหนึ่ง [39] ซึ่งสามารถแสดงตัวอย่างได้ดังรูป 2.16



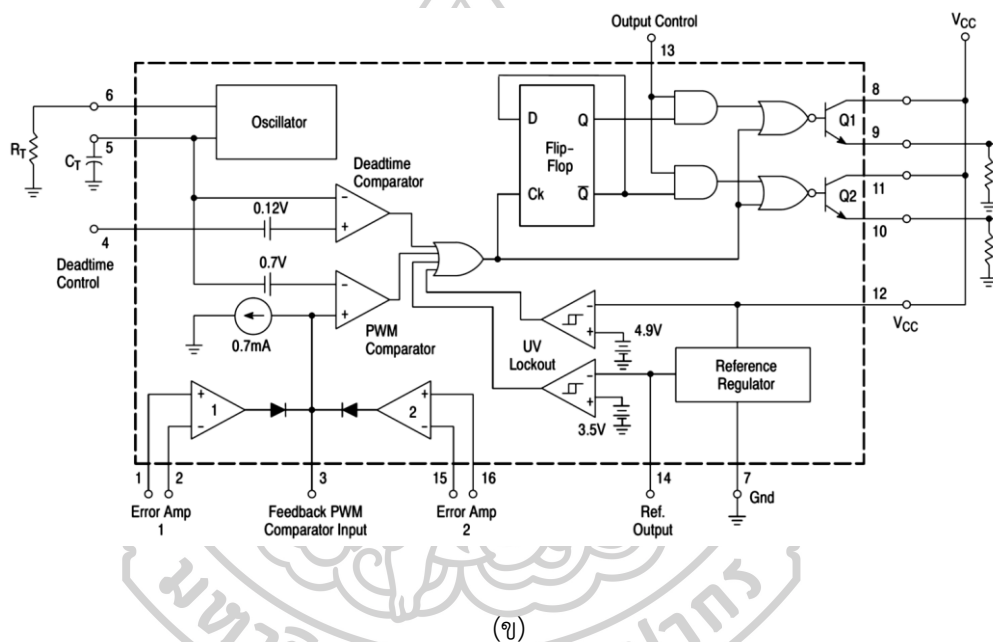
รูปที่ 2.16 ลักษณะของสัญญาณพัลส์ที่มีความกว้างของสัญญาณในช่วง 25% - 75%

2.2.4 ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ TL494

ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ TL494 เป็นไอซีที่ออกแบบมาเพื่อทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์สำหรับใช้ควบคุมการทำงานของสวิตช์ภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์ โดยมีคุณสมบัติเบื้องต้นคือ ใช้ไฟเลี้ยงในช่วง 7 V - 40 V มีแรงดันอ้างอิงภายใน (V_{ref}) เท่ากับ 5 V และสามารถจ่ายกระแสไฟฟ้ายาวได้เท่ากับ 10 มิลลิแอมป์ เพื่อใช้กับวงจรภายนอก อย่างไรก็ตามลักษณะของไอซีดังกล่าวสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.17



(ก)



(ข)

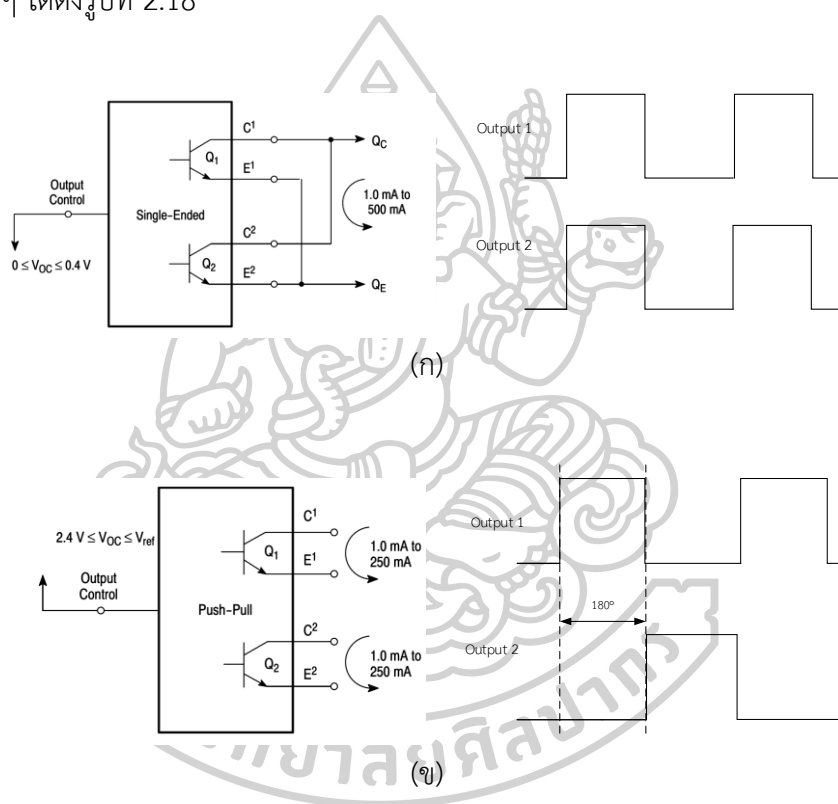
รูปที่ 2.17 ลักษณะของไอซีสำเร็จรูปเบอร์ TL494; (ก) การจัดวางตำแหน่งขา
(ข) โครงสร้างภายใน [40]

จากรูปที่ 2.17(ก) ได้แสดงถึงการจัดวางตำแหน่งขาของไอซี และรูปที่ 2.17(ข) แสดงถึงโครงสร้างภายในของไอซีดังกล่าว โดยในการกำหนดความกว้างของสัญญาณเอาต์พุตจะมาจาก การเปรียบเทียบสัญญาณฟันเลื่อย (Ramp signal) กับแรงดันป้อนกลับที่ได้จากวงจรขยายความแตกต่าง (Error amp) กล่าวคือ ถ้าแรงดันไฟฟ้าป้อนกลับของวงจรคอนเวอร์เตอร์มีค่าสูงขึ้น ค่าความกว้างของสัญญาณจะมีค่าลดลง ในทางตรงกันข้ามถ้าแรงดันป้อนกลับมีค่าลดลง จะส่งผลให้ค่าความกว้างของสัญญาณมีค่าเพิ่มขึ้น ตามลำดับ [40]

อย่างไรก็ตามสามารถอธิบายฟังก์ชันทำงานของไอซีเบอร์ดังกล่าวได้ดังต่อไปนี้

ก) โหมดการทำงาน

ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ TL494 นั้นสามารถแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ลักษณะ คือ การทำงานในโหมด *Single-ended* และโหมด *Push-pull* ซึ่งทั้ง 2 โหมดการทำงานนั้นสามารถสร้างสัญญาณพัลส์จำนวน 2 สัญญาณพร้อมกัน โดยที่โหมด *Single-ended* สัญญาณเอาต์พุตที่ 1 และ 2 จะทำงานพร้อมกัน ขณะที่โหมด *Push-pull* สัญญาณเอาต์พุตที่ 1 และ 2 จะทำงานสลับกัน โดยมีการเลื่อนเฟส (Phase shift) เท่ากับ 180° ซึ่งสามารถแสดงลักษณะของสัญญาณพัลส์ในโหมดการทำงานต่าง ๆ ได้ดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 ลักษณะโหมดการทำงานของไอซีสำเร็จรูปเบอร์ TL494; (ก) โหมด *Single-ended*
(ข) โหมด *Push-pull* [27]

ข) การกำหนดความถี่การทำงาน

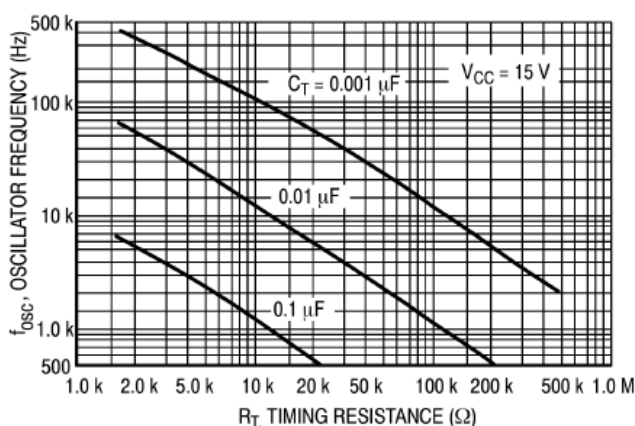
การทำงานของไอซีสำเร็จรูปเบอร์ TL494 นั้นเป็นวงจรมีความถี่ (f_{osc}) คงที่ โดยสามารถกำหนดความถี่ได้ตั้งแต่ 1 Hz – 300 kHz ซึ่งสามารถทำได้โดยการกำหนดค่า R_T และ C_T ที่ขา 6 และ 5 ของไอซีดังกล่าว สำหรับในโหมดการทำงานแบบ *Single-ended* สามารถคำนวณค่าความถี่ได้จาก

$$f_{osc} = \frac{1}{R_T \times C_T} \quad (2.68)$$

อย่างไรก็ตามสำหรับโหมดการทำงานแบบ *Push - pull* สามารถคำนวณค่าความถี่ได้ดัง

$$f_{osc} = \frac{1}{2(R_T \times C_T)} \quad (2.69)$$

นอกจากนี้ยังสามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่า R_T และ C_T เพื่อใช้ในการกำหนดความถี่ได้จากรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า R_T และ C_T เพื่อใช้ในการกำหนดความถี่ [40]

ค) การกำหนดค่าเวลาเฉื่อย (Dead time: T_D)

ไอซีสำเร็จรูปเบอร์ TL494 สามารถกำหนดค่าเวลาเฉื่อย (Dead time: T_D) ของวงจรได้ ทั้งนี้เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดสัญญาณเอาต์พุตของวงจรทั้ง 2 ตัวทำงานพร้อมกัน สามารถทำได้โดยด้วยการต่อแรงดันขนาด 0 V - 3.3 V เข้าที่ขา 4 (Dead time control) ของไอซีดังกล่าว อย่างไรก็ตามหากแรงดันที่ขา 4 มีค่าเท่ากับ 0 V ค่าเวลาเฉื่อยที่ต่ำสุดจะมีค่าไม่ต่ำกว่า 4% ของคาบเวลาการทำงาน เนื่องจากมีแรงดันออฟเซตขนาด 120 mV ต่ออยู่ภายใน นอกจากนี้ในกรณีที่ต่อขา 13 (Output control) เข้ากับไฟเลี้ยง (V_{ref}) จะส่งผลให้ช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแส (T_{ON}) สูงสุดมีค่าเท่ากับ 48% ของคาบเวลาการทำงาน และในกรณีที่ต่อขา 13 ลงกราวด์ ช่วงเวลาที่สวิตช์นำกระแส (T_{ON}) สูงสุดมีค่าเท่ากับ 96% ของคาบเวลาการทำงาน ตามลำดับ [41]

2.3 การปรับปรุงประสิทธิภาพ (Performance improvement)

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีและเทคนิคต่าง ๆ ที่เกี่ยวข้องกับการปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจรขับเคลื่อนไฟแอลอีดี ได้แก่ ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าและเทคนิคในการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า ค่าฮาร์มอนิก และอัตรากำลังไฟฟ้าสูญเสีย เป็นต้น ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

2.3.1 ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power factor: PF)

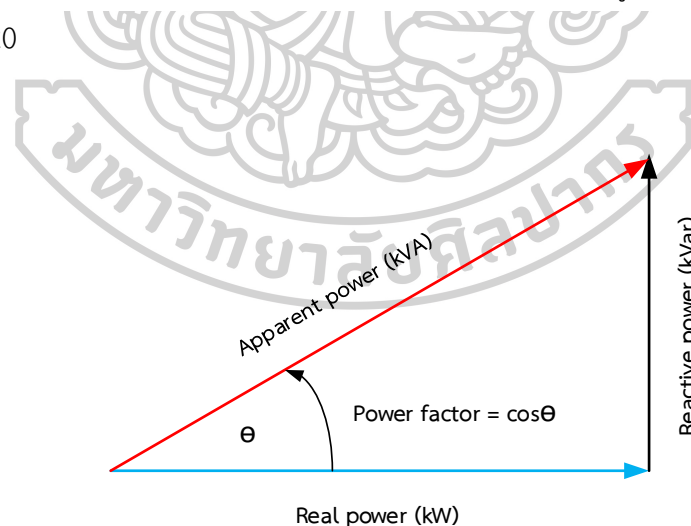
ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า คือค่าตัวเลขที่บ่งบอกประสิทธิภาพการใช้งานของระบบไฟฟ้า กล่าวคือ ถ้าค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามีค่าใกล้เคียง “1” หรือ 100% จะหมายความว่าระบบไฟฟ้ามีประสิทธิภาพที่ดี สามารถคำนวณได้โดย [42]

$$PF = \frac{\text{Real power}(P)}{\text{Apparent power}(S)} \quad (2.70)$$

เมื่อ P หมายถึง กำลังงานไฟฟ้าจริง (Real power)

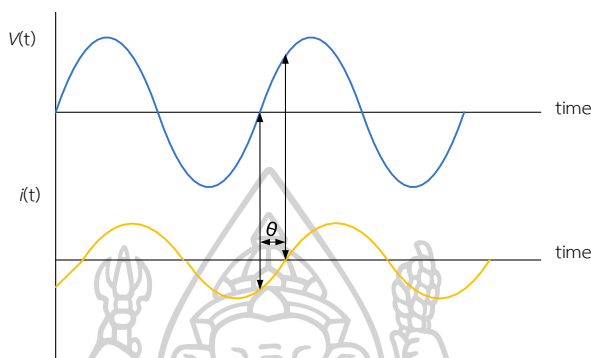
S หมายถึง กำลังไฟฟ้าปรากฏ (Apparent power)

นอกจากนั้นสามารถพิจารณาค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าในรูปของสามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าจริง (P), กำลังไฟฟ้าปรากฏ (S) และกำลังไฟฟ้รีแอกทีฟ (Q)

จากรูปที่ 2.20 พบว่าจากความสัมพันธ์ของสามเหลี่ยมกำลังไฟฟ้า สามารถนำมาคำนวณหาค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่เกิดขึ้นได้ โดยจะถูกกำหนดให้อยู่ในรูปของมุมที่เกิดขึ้นระหว่างกำลังงานจริง (P) และกำลังงานที่ปรากฏ (S) ซึ่งมีค่าเท่ากับ $\cos \theta$ โดยที่ค่าดังกล่าวสามารถพิจารณาในรูปของสัญญาณแรงดันไฟฟ้า (V_i) และกระแสไฟฟ้า (i_i) ที่เวลาใด ๆ ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.21



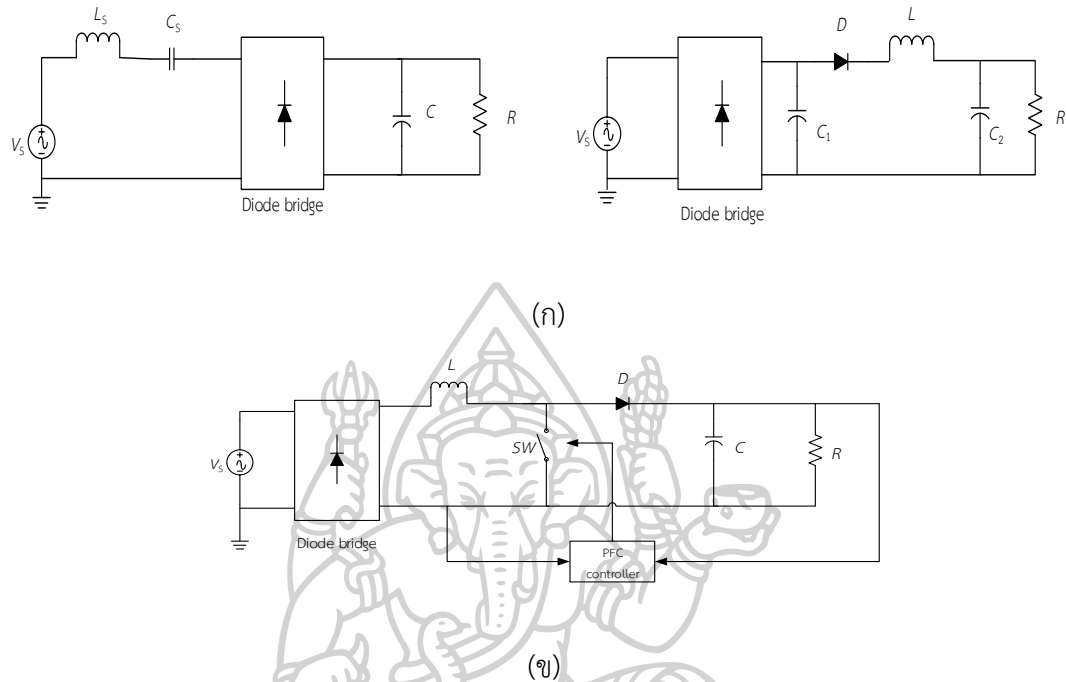
รูปที่ 2.21 ความสัมพันธ์ของค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าระหว่างสัญญาณแรงดันไฟฟ้า (V_i) และกระแสไฟฟ้า (i_i)

จากนิยามของตัวประกอบกำลังไฟฟ้า พบว่าระบบไฟฟ้าใดที่มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำจะส่งผลให้เกิดการสูญเสียทั้งระบบไฟฟ้าและอุปกรณ์ต่าง ๆ อีกทั้งยังเป็นภาระให้แก่เครื่องกำเนิดไฟฟ้า หม้อแปลงไฟฟ้า สายส่ง เป็นต้น ดังนั้นค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าจึงมีความสำคัญที่สามารถบ่งชี้ประสิทธิภาพของวงจรได้

อย่างไรก็ตามหากค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามีค่าต่ำ จำเป็นต้องมีการปรับปรุงแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเพื่อให้สามารถลดกำลังไฟฟ้าสูญเสีย และเพิ่มความสามารถในการรับโหลดของอุปกรณ์ต่าง ๆ ทั้งในส่วนของผู้ใช้ไฟฟ้า ระบบจำหน่าย ระบบส่งไฟฟ้าและเครื่องกำเนิดไฟฟ้า ซึ่งจะเป็นการประหยัดการใช้พลังงานไฟฟ้าของผู้ใช้ไฟฟ้าและของประเทศชาติ อันจะก่อให้เกิดการอนุรักษ์พลังงานไฟฟ้าทางอ้อม โดยในการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้านั้นขึ้นอยู่กับตำแหน่งของวงจรที่ต้องการแก้ไข สามารถแบ่งออกเป็น 2 กรณี คือ การแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่ด้านอินพุต และการแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่ด้านเอาต์พุต ตามลำดับ

นอกจากนั้นวิธีการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ายังสามารถแบ่งได้เป็น 2 กรณีย่อย ๆ คือการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบพาสซีฟ (Passive) และแบบแอคทีฟ (Active) โดยในการแก้ไขแบบพาสซีฟจะมีการใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์พื้นฐาน เช่น ตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า และตัวเก็บประจุไฟฟ้า มาต่อรวมเข้ากับวงจรดังรูป 2.22(ก) ส่วนการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบแอคทีฟ โดยทั่วไปจะใช้หลักการการชดเชยการผิดเฟสของกระแสอินพุต โดยนำวงจรคอนเวอร์เตอร์

ต่าง ๆ มาใช้ ซึ่งเป็นระบบที่มีความซับซ้อนมากกว่าแบบวงจรพาสซีฟ แสดงตัวอย่างได้ในรูป 2.22(ข) [43]



รูปที่ 2.22 เทคนิคการแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้า; (ก) แบบพาสซีฟ (Passive)
(ข) แบบแอคทีฟ (Active)

จากรูปที่ 2.22(ข) หลักการทำงานของวงจรจะเป็นการแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นกระแสตรง และมีการปรับรูปร่างของกระแสไฟฟ้าด้านขาเข้าให้มีความเป็นรูปคลื่นไซน์ที่มีมุมเฟสตรงกับแรงดันไฟฟ้าขาเข้า ซึ่งเทคนิคการแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้านี้จะใช้สัญญาณเต็มคลื่น (Full wave rectifier signal) เป็นสัญญาณอ้างอิงรูปคลื่นไซน์เพื่อนำไปควบคุมการทำงานของสวิตช์สารกึ่งตัวนำ โดยรูปร่างของกระแสไฟฟ้าด้านขาเข้านั้นจะขึ้นอยู่กับชนิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาใช้ [44]

จากข้อมูลทีกล่าวมาข้างต้นสามารถนำเทคนิคการแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบพาสซีฟและแบบแอคทีฟมาเปรียบเทียบในด้านต่าง ๆ โดยสรุปได้ดังตารางดังต่อไปนี้

ตารางที่ 2.5 ข้อดีและข้อด้อยของการแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบพาสซีฟและแบบแอกทีฟ

การแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบพาสซีฟ	การแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบแอกทีฟ
<p><u>ข้อดี</u></p> <ul style="list-style-type: none"> - วงจรมีโครงสร้างไม่ซับซ้อน - เหมาะสมกับที่มีกำลังไฟฟ้าขนาดต่ำ <p><u>ข้อด้อย</u></p> <ul style="list-style-type: none"> - ไม่สามารถรับแรงดันอินพุตในช่วงกว้างได้ - มีขนาดใหญ่ 	<p><u>ข้อดี</u></p> <ul style="list-style-type: none"> - มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา - สามารถควบคุมการทำงานของวงจรได้ - สามารถแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าได้สูงถึง 0.99 - สามารถรับแรงดันอินพุตในช่วงกว้างได้ <p><u>ข้อด้อย</u></p> <ul style="list-style-type: none"> - วงจรมีโครงสร้างซับซ้อน - ราคาสูง

อย่างไรก็ตาม ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้เทคนิคการแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบแอกทีฟชนิดวงจรมอเตอร์คอนเวอร์เตอร์มาดำเนินการสำหรับใช้ในวงจรขับโหลดไฟแอลอีดีเท่านั้น เนื่องจากเทคนิคดังกล่าวมีประสิทธิภาพในการทำงานที่ดีกว่า และสามารถควบคุมการทำงานได้ง่ายนั่นเอง

2.3.2 ค่าฮาร์โมนิก (Harmonic)

ค่าฮาร์โมนิก (Harmonic) คือส่วนประกอบในรูปสัญญาณคลื่นไซน์ (Sinusoidal waveform) ที่มีความถี่เป็นจำนวน n เท่าของความถี่ฐาน (Fundamental frequency) ซึ่งมีความถี่เท่ากับ 50 Hz [45] ยกตัวอย่างเช่น ค่าฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 จะมีความถี่เท่ากับ 150 Hz กล่าวคือค่าดังกล่าวมีความถี่เป็น 3 เท่าของความถี่ฐานนั่นเอง

โดยทั่วไปการหาค่าฮาร์โมนิกมักนิยามมาจากค่าเปอร์เซ็นต์ความเพี้ยนเชิงฮาร์โมนิกรวม (Total Harmonics Distortion: %THD) ซึ่งจะเป็นค่าที่บอกถึงปริมาณผลรวมของค่าฮาร์โมนิกลำดับที่ 2 ขึ้นไป ($THD = 0\%$ หมายความว่า เป็นรูปคลื่นไซน์ในอุดมคติ) ในมาตรฐาน IEC และ IEEE นั้นจะใช้ค่า %THD เพื่อบอกระดับความเพี้ยนฮาร์โมนิก โดยจะเทียบจากอัตราส่วนระหว่างค่ารากที่สองของผลบวกกำลังสองของส่วนประกอบฮาร์โมนิกกับค่าส่วนประกอบความถี่ฐานในรูปแบบของร้อยละ [46] ซึ่งผลลัพธ์ดังกล่าวสามารถแยกออกได้เป็นค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวม ($THDi$) และค่าความเพี้ยนของแรงดันฮาร์โมนิกรวม ($THDv$) ดังแสดงวิธีการคำนวณได้จาก

$$\%THDi = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_{fund}} \times 100\% \quad (2.71)$$

$$\%THDv = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V^2 h}}{V_{fund}} \times 100\% \quad (2.72)$$

เมื่อ	$I^2 h$	หมายถึง ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแสฮาร์โมนิกลำดับที่ h
	$V^2 h$	หมายถึง ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันฮาร์โมนิกลำดับที่ h
	I_{fund}	หมายถึง ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแสที่ความถี่ฐาน
	V_{fund}	หมายถึง ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันที่ความถี่ฐาน

โดยทั่วไปค่าความเพี้ยนฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นนี้จะส่งผลกระทบต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้า โดยจะทำให้อุปกรณ์ในระบบมีการทำงานผิดพลาด และทำให้อุปกรณ์ในระบบมีอายุการใช้งานสั้นลง หรือเกิดการชำรุดเสียหายเนื่องจากมีค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดันไฟฟ้าหรือกระแสไฟฟ้าสูงขึ้น [47] นอกจากนี้ปัญหาฮาร์โมนิกยังส่งผลกระทบต่ออุปกรณ์ในระบบไฟฟ้า ดังต่อไปนี้

- ทำให้เกิดความร้อนในตัวพิวส์เพิ่มมากขึ้น
- ทำให้รีเลย์ทำงานผิดพลาด
- ทำให้เกิดความสูญเสียเพิ่มขึ้นเป็นผลให้อุปกรณ์ไฟฟ้ามีอุณหภูมิสูงกว่าปกติ เช่น สายไฟ มอเตอร์ หม้อแปลงไฟฟ้า เป็นต้น
- ทำให้กำลังงานสูญเสียของหม้อแปลงเพิ่มขึ้นทั้งจากลวดตัวนำและแกนแม่เหล็ก
- ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในสายตัวนำมากขึ้นเนื่องจากกระแสฮาร์โมนิกทำให้ค่ากระแสไฟฟ้าและความต้านทานของสายสูงขึ้น
- ทำให้เกิดกำลังงานสูญเสียในตัวเก็บประจุไฟฟ้า (Capacitor bank) ในวงจรและทำให้เกิดความร้อนสูงขึ้น
- กระแสฮาร์โมนิก Triple n (ลำดับที่ 3, 6, 9...) จะรวมกันไหลอยู่ในสายนิวทรัลทำให้เกิดความร้อนสูง
- อุปกรณ์ได้รับความเสียหายเนื่องจากได้รับกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าเกินปกติ
- ทำให้กำลังงานไฟฟ้าสูญเสียเพิ่มขึ้นเป็นผลทำให้เครื่องจักรร้อนและมีอายุการใช้งานสั้นกว่าปกติ
- ทำให้มิเตอร์วัดค่าไฟฟ้า (Watt - hour meter) วัดค่าผิดพลาด
- ทำให้เกิดสัญญาณรบกวน (Noise) ในระบบสื่อสารและอุปกรณ์ทำงานผิดพลาด

ถึงแม้ว่าแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกบางประเภทอาจจะส่งผลเพียงเล็กน้อยต่อระบบไฟฟ้ากำลัง แต่ถ้าจำนวนของอุปกรณ์ไฟฟ้าที่เป็นแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิกมีจำนวนมากขึ้น จะส่งผลกระทบต่อระบบไฟฟ้ามากขึ้นเช่นกัน ด้วยเหตุผลดังกล่าวทำให้จำเป็นต้องมีการกำหนดมาตรฐานขึ้นมา เพื่อจำกัดปริมาณฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นจากอุปกรณ์ไฟฟ้าแต่ละชิ้น ซึ่งสามารถอธิบายได้ดังต่อไปนี้

2.3.3 มาตรฐาน IEC 61000-3-2

มาตรฐาน IEC 61000-3-2 นั้นมีจุดประสงค์เพื่อกำหนดขีดจำกัดของกระแสฮาร์โมนิกในอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้า (กระแสอินพุตน้อยกว่าหรือเท่ากับ 16 A) [11] โดยมาตรฐานนี้ได้แบ่งอุปกรณ์เครื่องใช้ไฟฟ้าออกเป็น 4 ประเภท (Class) ดังต่อไปนี้

- Class A: อุปกรณ์ 3 เฟสสมดุล และอุปกรณ์อื่น ๆ
- Class B: อุปกรณ์ที่ใช้งานในระยะเวลายาว ๆ หรือสามารถเคลื่อนย้ายได้ โดยในขณะทำงานปกติขีดจำกัดการแพร่กระแสฮาร์โมนิกใน Class B มีค่ามากกว่า Class A ประมาณ 1.5 เท่า
- Class C: อุปกรณ์ประเภทส่องสว่างทุกชนิด
- Class D: อุปกรณ์ประเภทโทรทัศน์ จอคอมพิวเตอร์ เครื่องคอมพิวเตอร์ โดยมีขนาดกำลังไฟฟ้าไม่เกิน 600 วัตต์

ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้ได้ศึกษาเกี่ยวกับโหลดไฟแอลอีดี และมีความสอดคล้องกับมาตรฐาน IEC 61000-3-2 ชนิด Class C โดยจะสามารถแสดงรายละเอียดข้อกำหนดได้ดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 2.6 ข้อกำหนดสำหรับอุปกรณ์ต่าง ๆ ตามมาตรฐาน IEC 61000-3-2 ชนิด Class C

ลำดับฮาร์โมนิก (n)	กระแสไฟฟ้าฮาร์โมนิกที่ยอมให้สูงสุด แสดงเป็นร้อยละของกระแสไฟฟ้าขาเข้าที่ความถี่ฐาน (%)
2	2
3	$30 \times PF^*$
5	10
7	7
9	5
$8 \leq n \leq 40$	3

* PF คือ ตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจร

2.4 โปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม

ในปัจจุบันโปรแกรมที่ใช้วิเคราะห์การทำงานของวงจรไฟฟ้านั้นมีมากมาย เช่น *LTSpice*, *OrCAD*, *Multisim* เป็นต้น เนื่องจากมีอุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ให้เลือกใช้ได้หลากหลาย พร้อมทั้งฟังก์ชันและเครื่องมือต่าง ๆ ที่เพียงพอ ทำให้มีความแม่นยำในการวิเคราะห์วงจรไฟฟ้าสูง โดยตัวอย่างหนึ่งของโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรมคือ โปรแกรม *LTSpice* ซึ่งจะช่วยในการวิเคราะห์หลักการการทำงานของวงจรไฟฟ้า [48] โดยผู้ใช้งานจะสามารถเลือกรูปแบบการวิเคราะห์ต่าง ๆ ได้ด้วยตนเอง อาทิเช่น การวิเคราะห์แบบ *Time domain (Transient)*, การวิเคราะห์วงจรไฟฟ้าแบบ *DC sweep*, และการวิเคราะห์วงจรไฟฟ้าแบบ *AC sweep* เป็นต้น ซึ่งผลลัพธ์ที่ได้จากการวิเคราะห์วงจรไฟฟ้าจะแสดงในรูปแบบของรูปคลื่นสัญญาณทางไฟฟ้า (Waveform), ค่าแรงดันไฟฟ้า (Voltage) และค่ากระแสไฟฟ้า (Current) ตามจุดที่ต้องการวัดภายในวงจรได้ เป็นต้น อย่างไรก็ตาม ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ประยุกต์ใช้โปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรมสำหรับจำลองการทำงานของวงจรพื้นฐาน ได้แก่ บั๊กคอนเวอร์เตอร์และวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

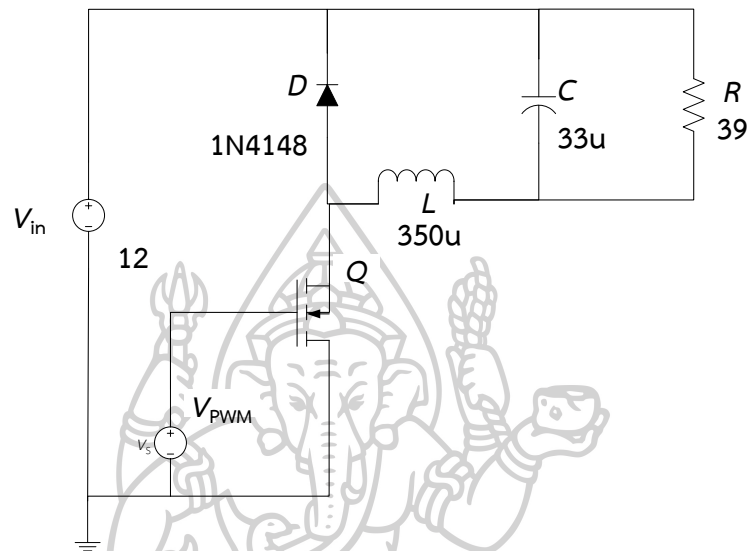
2.4.1 การจำลองการทำงานของวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม

ในการจำลองวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม สามารถนำหลักทฤษฎีของวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ดังกล่าวข้างต้นมาออกแบบวงจรได้ กำหนดให้มีแรงดันไฟฟ้าขาเข้า (V_{in}) เท่ากับ 12 V และแรงดันไฟฟ้าขาออก (V_{out}) เท่ากับ 6 V ทำงานที่ความถี่ 25 kHz และมีอัตราการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้าขาออกเท่ากับ 1% นอกจากนั้นยังสามารถคำนวณค่าดิวตี้ไซเคิล (D), ค่าความเหนี่ยวนำที่ต่ำที่สุด (L_{min}), และค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้า (C) ได้ดัง (2.11), (2.21) และ (2.28) ตามลำดับ โดยรายละเอียดของอุปกรณ์แสดงได้ดังตารางที่ 2.7

ตารางที่ 2.7 การกำหนดค่าตัวแปรที่สำคัญในวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์

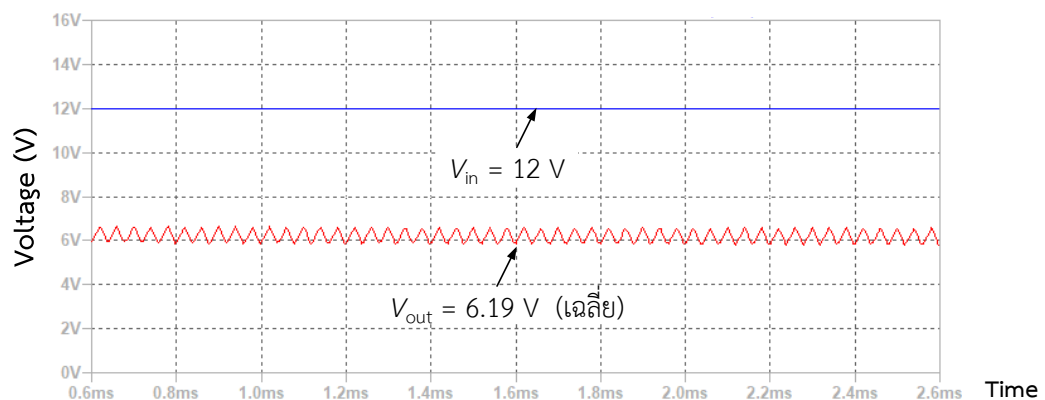
ตัวแปรที่เกี่ยวข้อง	สมการ	ค่าที่คำนวณได้	ค่าที่เลือกใช้
- ความต้านทานโหลด (R)	$R = \frac{V_o}{I_o}$	37.5 Ω	39 Ω
- ดิวตี้ไซเคิล (D)	$D = \frac{V_o}{V_s}$	0.5	0.5
- ตัวความเหนี่ยวนำไฟฟ้า (L)	$L = \frac{(1-D)R}{2f}$	315 μH	350 μH
- ตัวเก็บประจุไฟฟ้า (C)	$C = \frac{(1-D_{min})}{8Lf^2(\Delta V_o / V_o)}$	26.7 μF	33 μF

จากตารางที่ 2.7 แสดงถึงการคำนวณค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้ในวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งในการจำลองวงจรได้เลือกใช้อุปกรณ์ที่มีจำหน่ายโดยทั่วไปในท้องตลาด และต้องมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้ ดังสามารถสร้างวงจรได้ในรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 การจำลองวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม

จากรูปที่ 2.23 แสดงการจำลองวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม ซึ่งสามารถวัดค่าแรงดันไฟฟ้าขาเข้าและแรงดันไฟฟ้าขาออกได้ดังรูปที่ 2.24



รูปที่ 2.24 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าขาเข้าและขาออกของวงจรบัคคอนเวอร์เตอร์

จากรูปจะเห็นได้ว่าแรงดันไฟฟ้าขาออกที่ได้จากโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรมมีค่าเท่ากับ 6.19 V เมื่อเทียบกับค่าแรงดันไฟฟ้าขาออกที่กำหนดไว้ (6 V) และสามารถคำนวณค่าความคลาดเคลื่อน (Error) ได้เท่ากับ 3.07 %

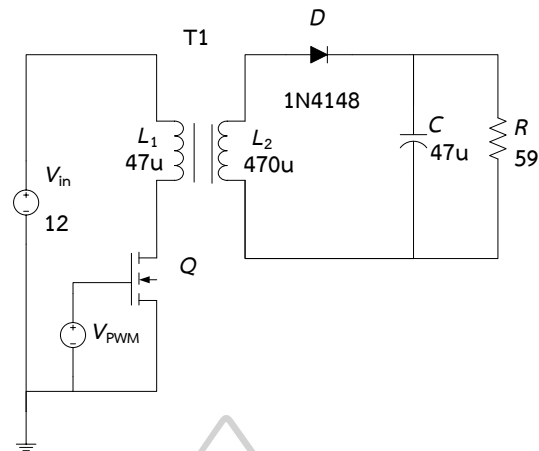
2.4.2 การจำลองการทำงานวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม

ในการจำลองวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรมสามารถนำหลักทฤษฎีมีวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ข้างต้น มาประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรโดยกำหนดให้ แรงดันไฟฟ้าขาเข้า (V_{in}) เท่ากับ 12 V, แรงดันไฟฟ้าขาออก (V_{out}) เท่ากับ 30 V, ความถี่ (f) เท่ากับ 25 kHz, ค่าอัตราการกระเพื่อมของแรงดันไฟฟ้าขาออกเท่ากับ 1%, และค่าอัตราส่วนของหม้อแปลงไฟฟ้า (n) เท่ากับ 3 เท่า นอกจากนั้นสามารถคำนวณค่าดิวตี้ไซเคิล (D), ค่าความเหนี่ยวนำที่ต่ำที่สุด ($L_{m,min}$) และค่าตัวเก็บประจุไฟฟ้า (C) ได้จาก (2.45), (2.52) และ (2.54) ตามลำดับ โดยสามารถแสดงรายละเอียดของอุปกรณ์ได้ดังตารางที่ 2.8

ตารางที่ 2.8 การกำหนดตัวแปรที่สำคัญในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

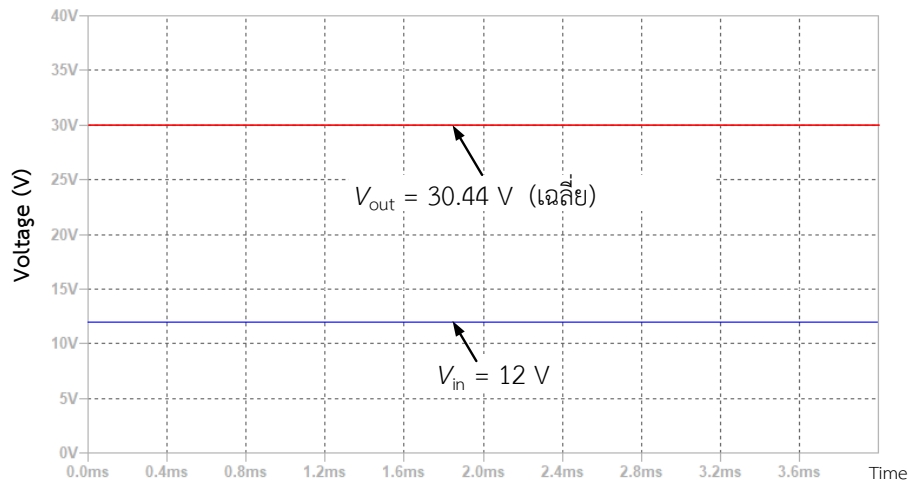
ตัวแปรที่เกี่ยวข้อง	สมการ	ค่าที่คำนวณได้	ค่าที่เลือกใช้
- ความต้านทานโหลด (R)	$R = \frac{V_o}{I_o}$	58.30 Ω	59 Ω
- ดิวตี้ไซเคิล (D)	$D = \frac{(1-D)V_o}{V_s} \times \frac{N_1}{N_2}$	0.49	50 %
- ตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็ก (L_m)	$L_m = \frac{1}{2} \times \frac{V_s \times D \times T}{(I_{Lm} - I_{Lm,min})}$	41.6 μH	47 μH
- อัตราส่วนหม้อแปลงไฟฟ้า (n)	$n = \frac{N_1}{N_2}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$
- ตัวเก็บประจุไฟฟ้า (C)	$C = \frac{D}{R \left(\frac{\Delta V_o}{V_o} \right) f}$	33.8 μF	47 μF

จากตารางแสดงการคำนวณค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้ในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งในการจำลองวงจรได้เลือกใช้อุปกรณ์ที่มีจำหน่ายทั่วไปโดยมีค่าใกล้เคียงกับค่าที่คำนวณได้ โดยสามารถสร้างวงจรได้ดังรูปที่ 2.25



รูปที่ 2.25 การจำลองวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม

จากรูปที่ 2.25 เนื่องจากในโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรมได้มีการใช้อุปกรณ์หม้อแปลงไฟฟ้าเสมือน (T1) ในการจำลองการทำงาน โดยสามารถวัดค่าแรงดันไฟฟ้าทั้งขาเข้าและขาออกด้วยเครื่องมือวัดแรงดันไฟฟ้า โดยสามารถแสดงรายละเอียดได้ดังรูปที่ 2.26



รูปที่ 2.26 ผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าขาเข้าและขาออกของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

จากรูปจะเห็นได้ว่าแรงดันไฟฟ้าขาออกที่ได้จากโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรมมีค่าเท่ากับ 30.44 V เมื่อเทียบกับค่าแรงดันไฟฟ้าขาออกที่กำหนดไว้เท่ากับ 30 V ดังนั้นสามารถคำนวณค่าความคลาดเคลื่อน (Error) ได้เท่ากับ 1.45%

2.5 วรรณกรรมวิจารณ์ที่เกี่ยวข้อง

จากที่กล่าวไว้ข้างต้น จะเห็นว่าวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีเป็นการประยุกต์ใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์ในการทำงาน ซึ่งได้มีการศึกษากันมาอย่างแพร่หลาย ดังนั้นจึงมีงานวิจัยที่เกี่ยวข้องต่าง ๆ มากมาย ยกตัวอย่างเช่น Wang, Y., et al [2] ได้รวบรวมข้อมูลและเทคโนโลยีที่เกี่ยวข้องกับหลอดไฟแอลอีดี ซึ่งมีข้อดีคือ มีอายุการใช้งานที่ยาวนาน ประสิทธิภาพการส่องสว่างสูง เป็นมิตรกับสิ่งแวดล้อม เป็นต้น โดยคุณสมบัติดังกล่าวจะสัมพันธ์กับเทคนิคของวงจรขับที่นำมาใช้ในการทำงาน ยกตัวอย่างเช่น เทคนิค PFC DC - DC converter, Current balance, SMPS, Capacitor less เป็นต้น ทั้งนี้วงจรขับหลอดไฟได้มีการทดสอบตามมาตรฐาน IEC 61000 และ Energy star ซึ่งพิจารณาในเรื่องของค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิก และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า นอกจากนี้ Villanueva, I., et al. [49] ได้เปรียบเทียบวงจรขับสำหรับหลอดไฟแอลอีดีกำลังสูงขนาด 54.6 วัตต์ กับวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์และวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ ในด้านของอายุการใช้งานและความล้มเหลวที่อาจเกิดขึ้นในการใช้งาน ซึ่งอ้างอิงจากมาตรฐาน MIL-HDBK-217 โดยผลการทดลองพบว่าวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์มีอัตราการเสื่อมลดลงต่ำกว่าวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ จึงทำให้มีอายุการใช้งานที่ยาวนานกว่า นอกจากนี้ Pollock, A., et al. [50] ได้ออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับ LED ขนาด 14 โวลต์ เพื่อใช้ในรถยนต์ โดยเปรียบเทียบการทำงานระหว่างวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์แบบทั่วไป (Conventional buck converter) และวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์ประสิทธิภาพสูงที่ได้ออกแบบขึ้น (High efficiency buck converter) ผลการทดลองพบว่า วงจรบีกคอนเวอร์เตอร์ที่ได้ออกแบบขึ้นมีประสิทธิภาพเท่ากับ 95% ซึ่งมีค่าเพิ่มขึ้นจากเดิม 3% อีกทั้ง Jane, G. C., et al. [51] ได้ทำการพัฒนางจรขับแอลอีดีแบบใหม่โดยใช้เทคนิคการขนาน (Parallel) วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ 2 ชุดเข้าด้วยกัน โดยชุดที่ 1 ทำงานในโหมดควบคุมแรงดันและชุดที่ 2 ทำงานในโหมดควบคุมกระแส ทั้งนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อต้องการให้วงจรขับมีประสิทธิภาพที่สูงขึ้น และสามารถทำงานได้ในช่วงกำลังไฟฟ้า 80 – 300 วัตต์ รวมถึงมีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่ดีขึ้นกว่าวงจรขับแบบเดิม นอกจากนี้ยังมีงานวิจัยที่ศึกษาเกี่ยวกับการแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าและฮาร์โมนิกในวงจรขับแอลอีดี ยกตัวอย่าง เช่น Trujillo, C., et al. [14] ได้พัฒนางจรปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเพื่อใช้สำหรับหลอดไฟแอลอีดี โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อปรับปรุงคุณภาพการใช้พลังงาน ซึ่งจำลองการทำงานของวงจรบีก - บูสต์คอนเวอร์เตอร์ในโหมดการทำงานแบบต่าง ๆ ซึ่งพบว่าการทำงานในโหมดนำกระแสไฟฟ้าที่ขอบ (Boundary conduction mode: BCM) นั้นสามารถให้ผลการทำงานดีที่สุด นอกจากนี้ได้ทำการสร้างวงจรต้นแบบพร้อมทั้งวัดค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าได้เท่ากับ 0.992 และ THDi เท่ากับ 8.84% นอกจากนี้ Cheng, C. A., et al. [52] ได้ออกแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าในวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีชนิดไฟถนน ซึ่งรวมเทคนิคการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบไม่ใช้ไดโอดบริดจ์ (Bridgeless) กับวงจรรีโซแนนซ์ฮาล์ฟบริดจ์คอนเวอร์เตอร์เข้าด้วยกัน ส่งผล

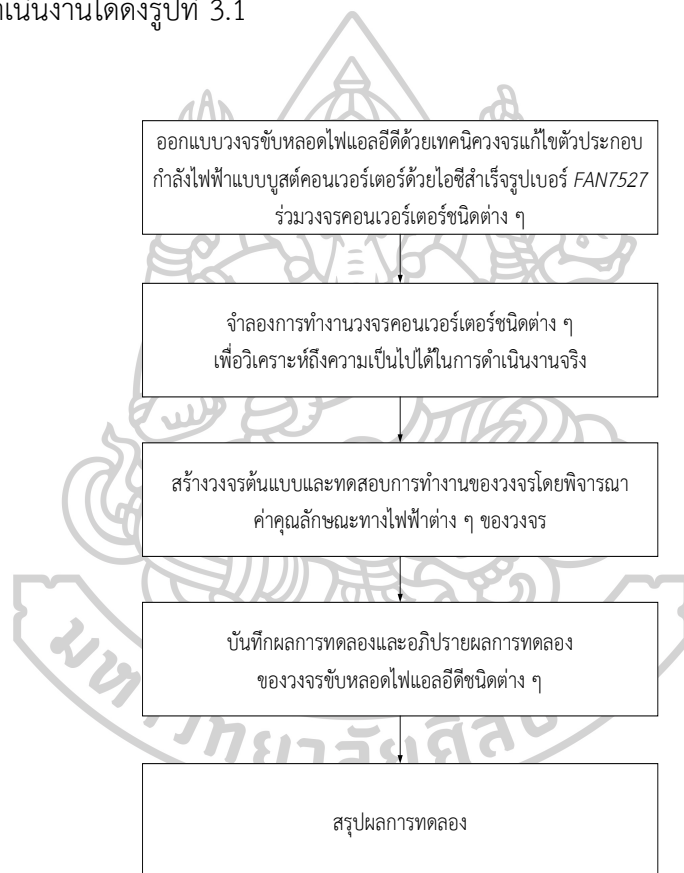
ให้วงจรมีประสิทธิภาพมากกว่า 92%, ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามากกว่า 0.99, รวมถึงค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวมต่ำกว่า 8% ตามลำดับ นอกจากนี้ เอกชัย ชัยดี และคณะฯ [11] ได้มีการตรวจสอบคุณภาพไฟฟ้าและประสิทธิภาพของหลอดประหยัดพลังงาน พบว่าหลอดประหยัดพลังงานนั้นเป็นแหล่งกำเนิดฮาร์โมนิก ซึ่งเป็นสาเหตุของปัญหาคุณภาพไฟฟ้าและยังทำงานที่ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำ ทำให้ต้องการกำลังไฟรีแอคทีฟจากการไฟฟ้าเพิ่มมากขึ้น โดยได้ทำการเลือกกลุ่มตัวอย่างเป็นหลอดประหยัดพลังงานที่มีขายในท้องตลาดของประเทศไทย โดยนำมาทดสอบค่าแสงสว่างแบบทรงกลมรวมแสงตามมาตรฐาน IEC และมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรมที่ 623 โดยทำการเปรียบเทียบค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าตามข้อกำหนดของการไฟฟ้า และทำการเปรียบเทียบค่าฮาร์โมนิกตามมาตรฐาน IEEE 519-1992, IEC 61000-3-2 และตามเกณฑ์ที่เกี่ยวข้องกับไฟฟ้าประเภทธุรกิจและอุตสาหกรรมของประเทศไทย ผลการเปรียบเทียบพบว่าค่าฮาร์โมนิกแรงดัน (THDv) ที่ได้จากการทดสอบกับกลุ่มหลอดตัวอย่างมีค่าเกินมาตรฐาน IEEE 519-1992 ในขณะที่ค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวม (THDi) ของหลอดประหยัดพลังงานเกือบทั้งหมดเกินค่าพิกัดของมาตรฐาน IEC 61000-3-2 นอกจากนี้ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของหลอดประหยัดพลังงานมีค่าต่ำกว่าที่การไฟฟ้ากำหนดไว้ สรุปได้ว่าการเลือกหลอดไฟควรพิจารณาระดับค่าฮาร์โมนิก ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า การใช้พลังงาน ประสิทธิภาพ เป็นต้น ซึ่งนวัตกรรมหลอดประหยัดพลังงานสามารถพัฒนาให้มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าและค่าฮาร์โมนิกได้ รวมถึง Sohel, U., et al. ได้ศึกษาการเกิดฮาร์โมนิกจากหลอดไฟแอลอีดีที่กำลังไฟขนาด 3 - 10 วัตต์ จำนวน 35 หลอดที่มีจำหน่ายตามท้องตลาด ซึ่งผลการทดลองดังกล่าวจะถูกนำไปเปรียบเทียบกับมาตรฐาน IEC 61000-3-2 โดยพบว่าจำนวนวัตต์ที่แตกต่างกันนั้นไม่มีผลต่อการเกิดฮาร์โมนิก แต่ชนิดของวงจรกรองสัญญาณที่ใช้ในวงจรนั้นจะส่งผลกระทบต่อระดับการเกิดฮาร์โมนิกนั่นเอง [53]

ในบทนี้ได้กล่าวถึงข้อมูลทั่วไปของหลอดไฟชนิดแอลอีดี ซึ่งประกอบไปด้วยเทคนิคในการออกแบบ หลักการทำงาน และการควบคุมการทำงานของวงจร นอกจากนี้ได้อธิบายถึงวิธีการในการปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจร ในด้านของค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า เทคนิคในการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบต่าง ๆ ค่าฮาร์โมนิก อีกทั้งได้แสดงตัวอย่างการจำลองการทำงานของวงจรและงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีในด้านต่าง ๆ ซึ่งทุกหัวข้อที่กล่าวถึงล้วนเป็นองค์ความรู้ที่มีความสำคัญ อย่างไรก็ตามในบทถัดไปจะเป็นการกล่าวถึงขั้นตอนการดำเนินงานซึ่งครอบคลุมถึงการออกแบบวงจรและการทดสอบการทำงานของวงจร

บทที่ 3

ขั้นตอนการดำเนินการ

ในบทนี้จะกล่าวถึงขั้นตอนการออกแบบโครงสร้างการทำงานของวงจร และการออกแบบวิธีการทดสอบการทำงานสำหรับวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีขนาด 100 วัตต์ โดยใช้เทคนิควงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ร่วมกับวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์ วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ และวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ ตามลำดับ โดยสามารถแสดงแผนผังขั้นตอนการดำเนินงานได้ดังรูปที่ 3.1



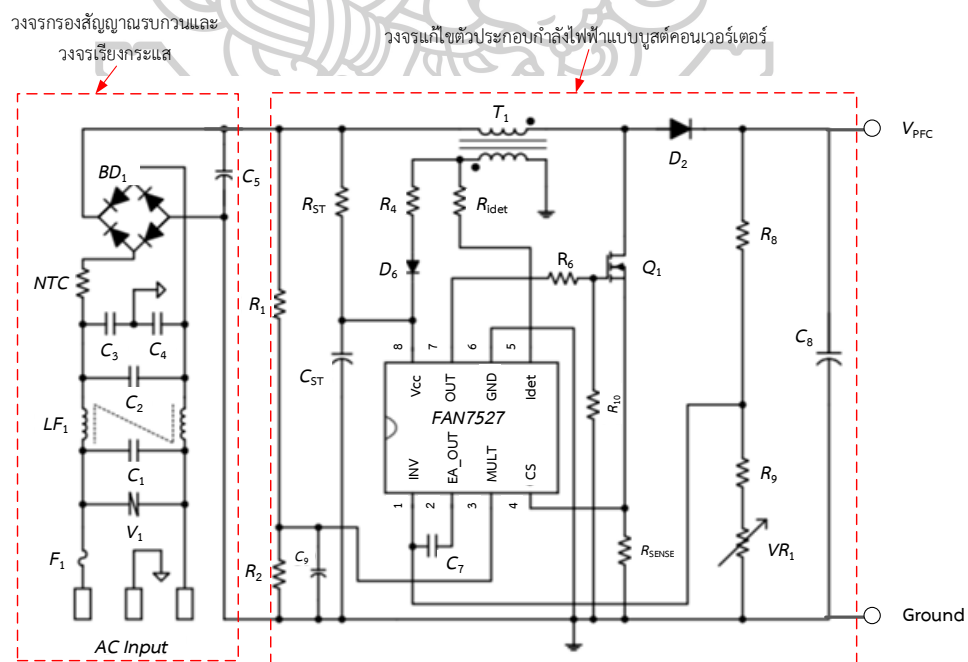
รูปที่ 3.1 แผนผังขั้นตอนการดำเนินงาน

จากรูปจะเห็นว่าในขั้นตอนการดำเนินงานในวิทยานิพนธ์นี้ จะเริ่มต้นจากการออกแบบวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยไอซีสำเร็จรูปเบอร์ FAN7527 ซึ่งมีลักษณะการทำงานแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ทำหน้าที่ในการแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าและลดความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกกรวม โดยวงจรดังกล่าวจะทำงานร่วมกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ ดังที่กล่าวไว้ข้างต้น

ออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์นั้นได้มีการจำลองการทำงานของวงจรโดยใช้โปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม เพื่อพิจารณาถึงค่าคุณลักษณะในการทำงานของวงจรขับต่าง ๆ ที่ได้ออกแบบไว้ จากนั้นจะทำการทดสอบ (Verify) แนวคิดในการทำงานของวงจรด้วยการสร้างวงจรต้นแบบ พร้อมทั้งวิเคราะห์ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าต่าง ๆ ยกตัวอย่างเช่น ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (PF), ค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวม ($THDi$), และประสิทธิภาพ (η) เป็นต้น โดยผลลัพธ์ที่ได้จากการดำเนินการทดสอบจะนำมาสู่แนวทางในการเลือกใช้งานวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีที่เหมาะสมได้ ซึ่งรายละเอียดของวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีชนิดต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังต่อไปนี้

3.1 การออกแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์

สำหรับวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์นั้น มีทำหน้าที่ในการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าของวงจรให้มีค่าใกล้เคียง “1” เพื่อลดการสูญเสียของกำลังไฟฟ้า อีกทั้งยังช่วยลดค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นทางด้านขาเข้าของวงจร [54] โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้มีการประยุกต์ใช้อิซีสำเร็จรูปเบอร์ *FAN7527* มาดำเนินการในการขับหลอดไฟแอลอีดีขนาด 100 วัตต์ ซึ่งรายละเอียดคุณสมบัติต่าง ๆ ของอิซีสำเร็จรูปดังกล่าวนี้ได้แสดงเอาไว้ใน *ภาคผนวก ก* อย่างไรก็ตามในการออกแบบวงจรดังกล่าวนี้สามารถแบ่งโครงสร้างการทำงานของวงจรออกเป็น 2 ส่วน ซึ่งสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.2

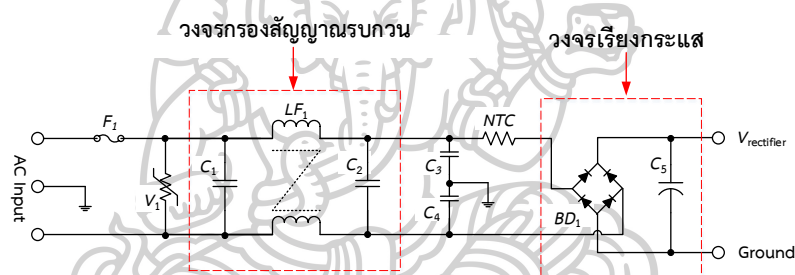


รูปที่ 3.2 แผนผังโครงสร้างการทำงานวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 3.2 แสดงโครงสร้างการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ โดยได้มีการเชื่อมต่อการทำงานของวงจรกรองสัญญาณรบกวนและวงจรเรียงกระแสในด้านขาเข้าของวงจร ซึ่งสามารถแสดงรายละเอียดการออกแบบของวงจรต่าง ๆ ดังต่อไปนี้

ก) วงจรกรองสัญญาณรบกวน และวงจรเรียงกระแส

ในการออกแบบวงจรกรองสัญญาณรบกวนได้เลือกใช้วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Lowpass filter) ซึ่งเป็นวงจรที่ยอมให้สัญญาณที่ความถี่ที่กำหนดผ่านไปได้ (50 Hz) โดยความถี่ที่สูงกว่าที่กำหนดนั้นจะถูกลดทอนไปตามลำดับ อย่างไรก็ตามวงจรกรองความถี่ต่ำจะใช้ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า (Inductor) ต่ออนุกรมเข้ากับวงจรหลัก และต่อตัวเก็บประจุไฟฟ้า (Capacitor) ขนานกับวงจรหลัก ซึ่งจะเรียกลักษณะการต่อวงจรแบบนี้ว่า “Pi type low pass filter” [55] แสดงดังรูปที่ 3.3

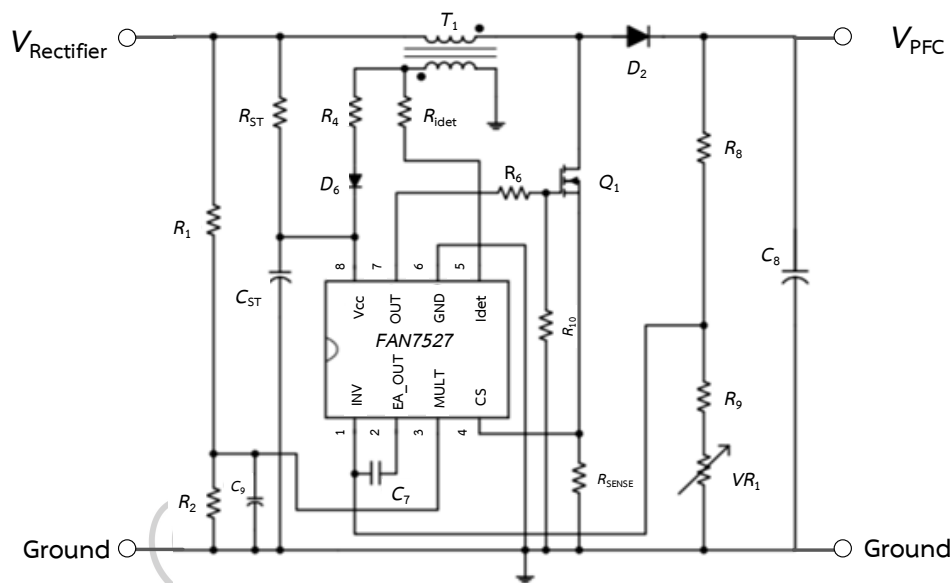


รูปที่ 3.3 โครงสร้างของวงจรกรองสัญญาณรบกวน และวงจรเรียงกระแสไฟฟ้า

จากรูปสามารถอธิบายได้ว่าเมื่อจ่ายไฟฟ้าให้แก่วงจรผ่านฟิวส์ (Fuse: F_1) และวาริสเตอร์ (Varistor: V_1) ซึ่งทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์ป้องกันกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าเกิน สัญญาณไฟฟ้าดังกล่าวจะถูกส่งผ่านไปยังวงจรกรองสัญญาณรบกวนชนิดความถี่ต่ำผ่าน ซึ่งตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าจะยอมให้ความถี่ต่ำผ่านไปได้ เนื่องจากค่าความต้านทานของขดลวด (Inductive reactance: X_L) มีค่าต่ำ โดยจะทำงานตรงข้ามกับตัวเก็บประจุไฟฟ้า อย่างไรก็ตามเมื่อความถี่มีค่าสูง ส่งผลทำให้ค่าความต้านทานของขดลวดมีค่ามากขึ้น และค่าความต้านทานของตัวเก็บประจุ (Capacitive reactance: X_C) มีค่าลดลง ทำให้ความถี่ผ่านขดลวดได้น้อยลง และบางส่วนจะถูกเชื่อมต่อลงกราวด์ จึงส่งผลให้ระดับความถี่ของสัญญาณเอาต์พุตจึงผ่านออกไปได้น้อยลงเช่นกัน [56]

ข) วงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์

สำหรับในการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าและลดค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวม ได้ทำการออกแบบวงจรโดยอ้างอิงจากเอกสารข้อมูล (Datasheet) ของไอซีสำเร็จรูปเบอร์ FAN7527 ซึ่งวงจรมีลักษณะการทำงานแบบวงจรบูสต์คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมการทำงานในโหมดนำกระแสที่ขอบ (BCM) ซึ่งได้อธิบายหลักการทำงานไว้ในหัวข้อที่ 2.3.1 ที่ผ่านมานอกจากนั้นสามารถแสดงแผนผังการทำงาน (Schematic diagram) ของวงจรได้ดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 แผนผังการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าด้วยไอซีสำเร็จรูปเบอร์ FAN7527

จากรูปจะเห็นว่าการทำงานของวงจรดังกล่าวประกอบด้วยไอซีสำเร็จรูปเบอร์ FAN7527 ซึ่งทำหน้าที่เป็นตัวควบคุมการทำงานของวงจร โดยได้มีการกำหนดค่าของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจร ยกตัวอย่างเช่น ตัวต้านทานตรวจจับกระแส (R_{sense}), ตัวต้านทานเริ่มต้น (R_{ST}), ตัวเก็บประจุไฟฟ้าเริ่มต้น (C_{ST}), และตัวต้านทานตรวจจับกระแสเป็นศูนย์ (R_{idet}) เป็นต้น อย่างไรก็ตามสามารถแสดงค่าของตัวแปรต่าง ๆ ที่สำคัญ ซึ่งได้มีการเปลี่ยนแปลงค่าตัวแปรดังกล่าวให้เหมาะสมตามที่ใช้งานจริง ดังแสดงได้ในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 การออกแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์

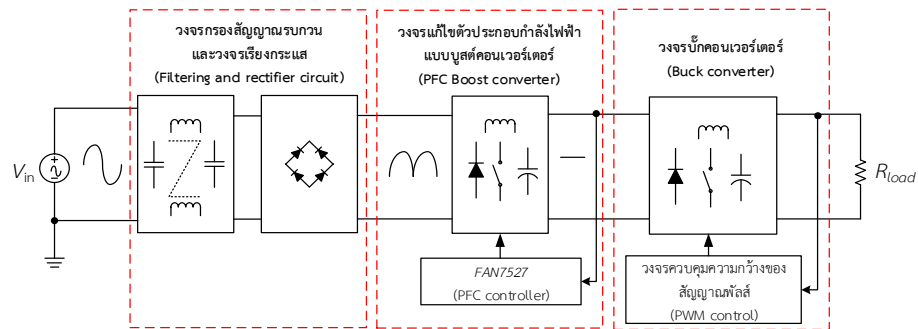
ตัวแปร	ปริมาณ	หน่วย
แรงดันไฟฟ้าขาเข้า (V_{in})	85 – 265	V_{RMS}
แรงดันไฟฟ้าขาออก (V_{out})	400	V
กำลังไฟฟ้า (P_{out})	100	W
ความถี่ (f_{line})	50	Hz
ค่าความต้านทานโหลด (R)	1,600	Ω
ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า (L)	860	μH
ตัวเก็บประจุไฟฟ้า (C)	100	μF
ตัวต้านทานตรวจจับกระแส (R_{sense})	0.5	Ω
ตัวต้านทานเริ่มต้น (R_{ST})	150	$k\Omega$
ตัวเก็บประจุไฟฟ้าเริ่มต้น (C_{ST})	100	μF
ตัวต้านทานตรวจจับกระแสเป็นศูนย์ (R_{idet})	22	$k\Omega$

3.2 การออกแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ร่วมกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์มาทำงานร่วมกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ ได้แก่ วงจรบู้คคอนเวอร์เตอร์ วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ และวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์สำหรับใช้ในการขับโหลดไฟแอลอีดี โดยในหัวข้อนี้จะเป็นการอธิบายถึงการออกแบบการทำงานของวงจรดังกล่าวข้างต้น ซึ่งสามารถแสดงรายละเอียดได้ดังต่อไปนี้

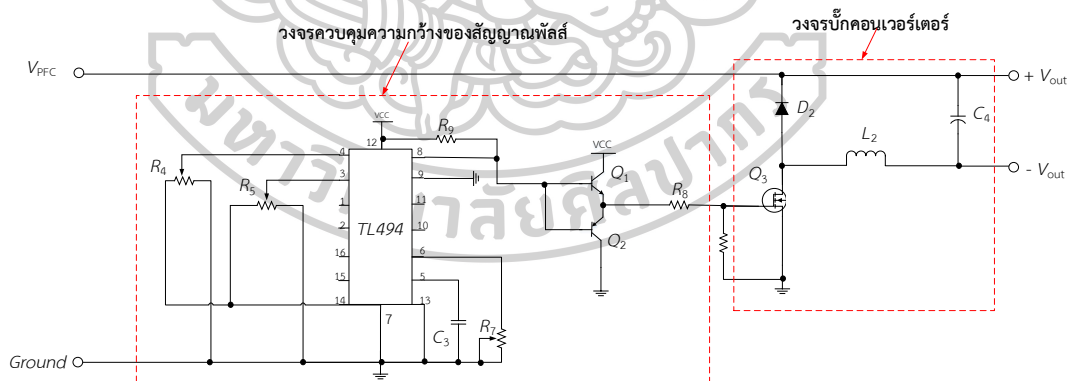
3.2.1 การออกแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรบู้คคอนเวอร์เตอร์

ในการทดลองนี้ได้ทำการออกแบบวงจรสำหรับขับโหลดไฟแอลอีดี โดยวงจรถูกกล่าวว่ามีคุณสมบัติในการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า ลดความถี่ของกระแสฮาร์มอนิก และสามารถควบคุมกระแสไฟฟ้าขาออกให้มีค่าคงที่ได้ โดยโครงสร้างการทำงานของวงจรมีแสดงได้ในรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 โครงสร้างการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรบักคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 3.5 จะเห็นว่าวงจรประกอบไปด้วยส่วนสำคัญ 3 ส่วนคือ วงจรกรองสัญญาณรบกวนและวงจรเรียงกระแส วงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ซึ่งหลักการการทำงานของวงจรทั้ง 2 นั้นได้มีการกล่าวไว้ในหัวข้อที่ผ่านมา และในส่วนที่ 3 คือ ส่วนของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์และวงจรควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์ ซึ่งจะทำหน้าที่ลดระดับแรงดันไฟฟ้าจากภาคจ่ายไฟให้เหมาะสมกับโหลดแอลอีดี และสร้างสัญญาณพัลส์ในการควบคุมค่ากระแสไฟฟ้าของวงจรให้มีค่าคงที่ อย่างไรก็ตามสามารถอธิบายรายละเอียดโครงสร้างของวงจรในส่วนที่ 3 ได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 โครงสร้างของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์และวงจรควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์

จากรูปที่ 3.6 สามารถสังเกตเห็นได้ว่าส่วนของวงจรบักคอนเวอร์เตอร์นั้นจะรับค่าแรงดันไฟฟ้ามาจากวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (V_{PFC}) เพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าภายในวงจร นอกจากนี้ในการควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์ ได้เลือกใช้ไอซี

สำเร็จรูปเบอร์ TL494 โดยหลักการในการทำงานนั้นได้อธิบายไว้ในหัวข้อ 2.2.4 ที่ผ่านมา และคุณสมบัติของไอซีสำเร็จรูปดังกล่าวยังสามารถแสดงรายละเอียดได้ใน *ภาคผนวก ก* นอกจากนั้นในการออกแบบวงจรการทำงานของวงจรได้กำหนดค่าตัวแปรที่สำคัญไว้ดังแสดงในตารางที่ 3.2

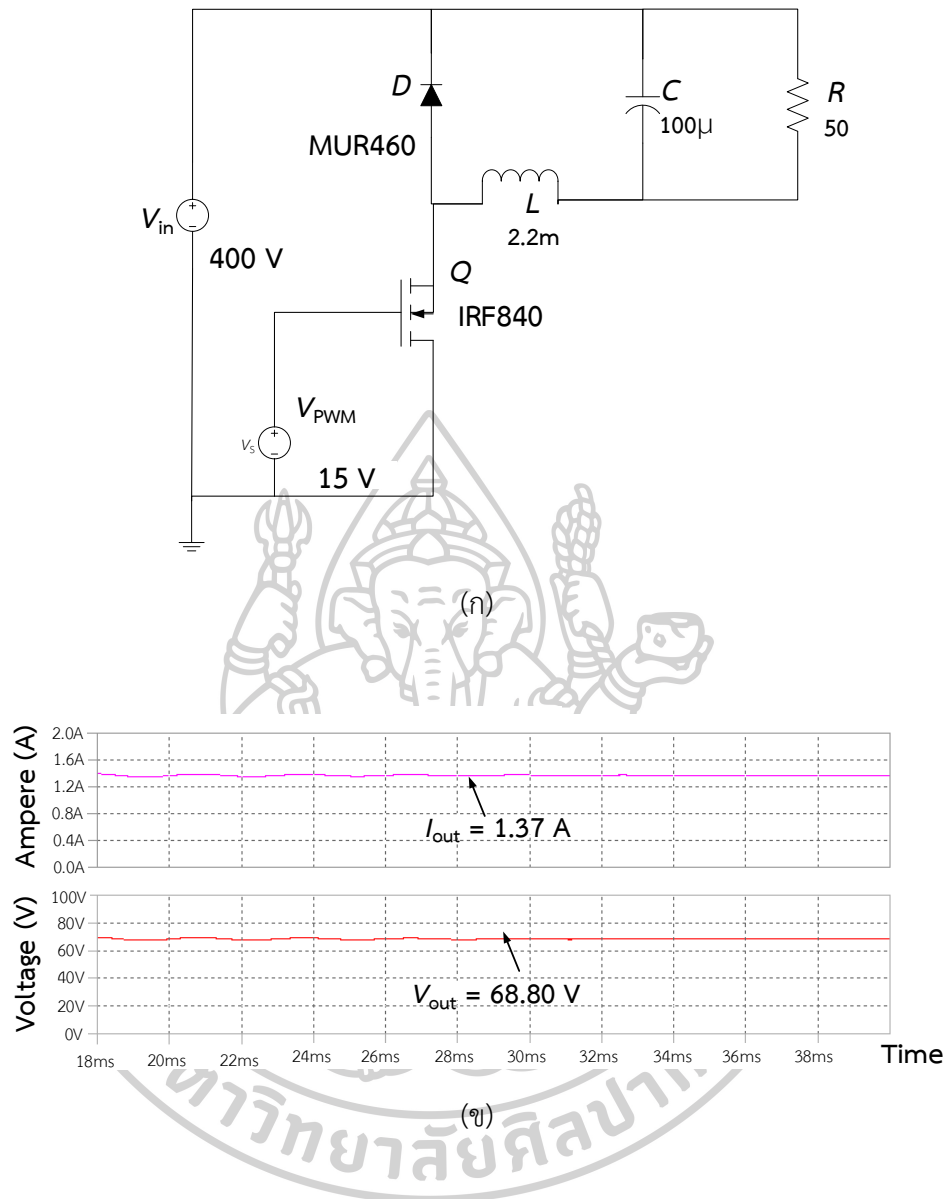
ตารางที่ 3.2 ค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้ในการออกแบบวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์

ตัวแปร	ปริมาณ	หน่วย
1. แรงดันไฟฟ้าขาเข้า (V_{in})	400	V
2. แรงดันไฟฟ้าขาออก (V_{out})	70	V
3. พิกัดกำลังไฟฟ้าขาออก (P_{out})	100	W
4. ความถี่สวิตช์ (f)	75	kHz
5. ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า (L)	2.2	mH
6. ตัวเก็บประจุไฟฟ้า (C)	100	μ F
7. ค่าความต้านทานโหลด (R)	50	Ω
8. ค่าตัวดีไอเซิล (D)	18	%

จากข้อมูลข้างต้นจะเห็นว่าวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์มีแรงดันไฟฟ้าขาเข้าเท่ากับ 400 V ซึ่งได้รับมาจากส่วนของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ (V_{PFC}) โดยวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์จะทำการลดระดับแรงดันไฟฟ้าขาออกให้มีค่าเท่ากับ 70 V และมีกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 100 วัตต์ ซึ่งโหลดที่ใช้จะมีค่าความต้านทานเทียบเท่ากับ 50 Ω โดยวงจรสามารถทำงานที่ความถี่ในช่วง 10 kHz – 1 MHz เนื่องจากเป็นย่านความถี่ที่หม้อแปลงแกนเฟอร์ไรต์สามารถทำงานได้ [57] ซึ่งในเบื้องต้นได้ทดลองที่ความถี่เท่ากับ 75 kHz นอกจากนั้นค่าตัวแปรต่าง ๆ เช่น ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า ตัวเก็บประจุไฟฟ้า และค่าตัวดีไอเซิล จะได้มาจากการคำนวณตามหัวข้อที่ 2.2.1 เช่นเดียวกับการออกแบบวงจรควบคุมความกว้างสัญญาณพัลส์สามารถอ้างอิงได้ในหัวข้อที่ 2.2.3 ที่ผ่านมา ดังนั้นสามารถนำค่าตัวแปรต่าง ๆ มาออกแบบวงจรที่ใช้ในการจำลองและวงจรต้นแบบได้ โดยจะมีรายละเอียดดังนี้

ก) การจำลองการทำงานของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์และวงจรควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์

ในส่วนของการทำงานด้วยโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรมนั้น วงจรที่นำมาใช้พิจารณาจะประกอบไปด้วย 2 ส่วน คือ วงจรควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์และวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์ โดยสามารถแสดงโครงสร้างของวงจรได้ดังรูปที่ 3.7(ก) และแสดงผลค่าแรงดันไฟฟ้าขาออกและกระแสไฟฟ้าขาออกดังรูปที่ 3.7(ข) ตามลำดับ



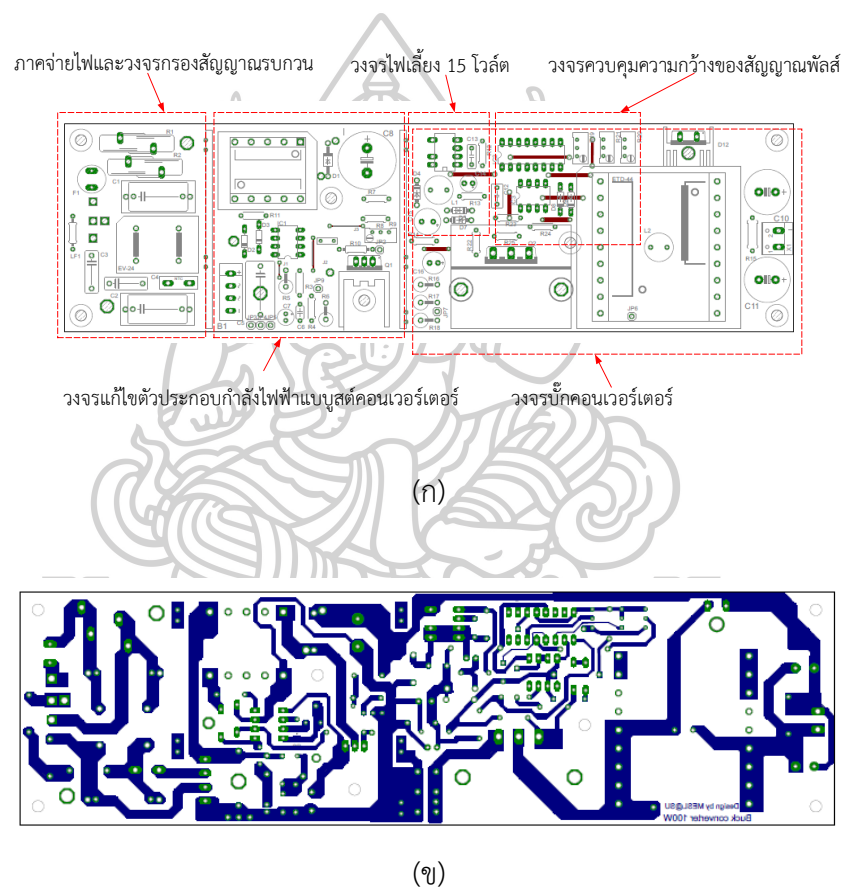
รูปที่ 3.7 การจำลองการทำงานด้วยเทคนิควงจรบักคอนเวอร์เตอร์; (ก) โครงสร้างวงจร
(ข) ค่าแรงดันไฟฟ้าขาออก (V_{out}) และกระแสไฟฟ้าขาออก (I_{out}) ของวงจร

จากรูป 3.7(ก) แสดงโครงสร้างวงจรสมมุติที่นำมาใช้จำลองการทำงานของวงจรและ
ในรูปที่ 3.7(ข) เป็นการแสดงผลการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าขาออก (V_{out}) และกระแสไฟฟ้าขาออก (I_{out})
ของวงจรในรูปของรูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้า โดยมีค่าเท่ากับ 68.80 โวลต์ และ 1.37 แอมแปร์
ตามลำดับ ซึ่งถือว่ามีความใกล้เคียงกับค่าที่กำหนดไว้ในตารางที่ 3.2 อย่างไรก็ตามจากผลการจำลองการ
ทำงานของวงจรสามารถสรุปได้ว่าลักษณะโครงสร้างและค่าของตัวแปรต่าง ๆ ที่นำมาใช้นั้นมีความ

เป็นไปได้ในการดำเนินงานเพื่อสร้างวงจรต้นแบบจริง ดังนั้นจึงได้ทำการออกแบบและสร้างวงจรต้นแบบเป็นลำดับต่อไป

ข) การสร้างวงจรต้นแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรบ้กคอนเวอร์เตอร์

ในการสร้างวงจรต้นแบบนั้นได้ใช้โปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรมเข้ามามีส่วนช่วยในการออกแบบแผ่นลายวงจรพิมพ์ (PCB) ซึ่งสามารถแสดงรายละเอียดได้ดังรูปที่ 3.8

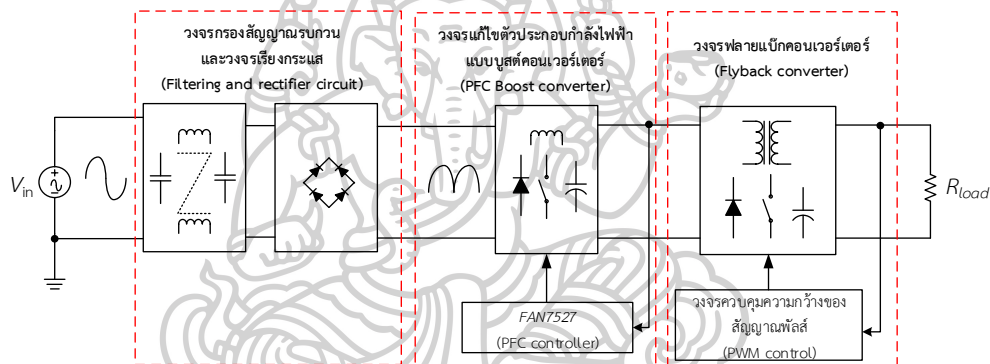


รูปที่ 3.8 วงจรต้นแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรบ้กคอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม; (ก) ตำแหน่งการวางอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ (Overlay layer) (ข) ลายวงจรพิมพ์ (Bottom layer)

จากรูปที่ 3.8(ก) แสดงโครงสร้างตำแหน่งของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ของวงจรต้นแบบ โดยวงจรต้นแบบที่ได้จะมีขนาดเท่ากับ 222 x 65 มิลลิเมตร นอกจากนั้นสามารถแสดงลายวงจรพิมพ์ดังรูป 3.8(ข) ตามลำดับ

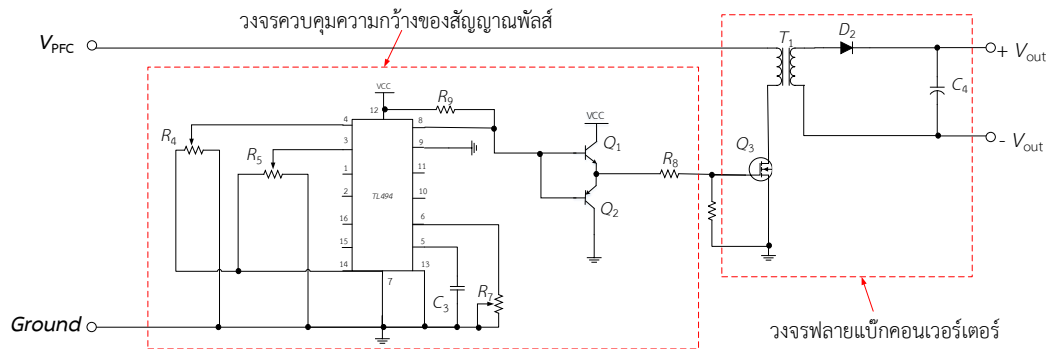
3.2.2 การออกแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

วงจรสำหรับขับหลอดไฟแอลอีดีนี้ถูกออกแบบให้ทำงานโดยอาศัยการทำงานพื้นฐานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งมีขั้นตอนการดำเนินงานดังรูปที่ 3.1 ที่ผ่านมา โดยคุณสมบัติหลัก ๆ ของวงจรได้แก่ การเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า และลดค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกกรรม รวมถึงการควบคุมกระแสไฟฟ้าขาออกให้คงที่ ซึ่งสามารถแสดงผังการทำงานได้ในรูปที่ 3.9



รูปที่ 3.9 โครงสร้างการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

จากรูปจะเห็นว่าโครงสร้างการทำงานของวงจรประกอบด้วย 3 ส่วนหลัก ๆ ซึ่งในการทำงานของวงจรดังกล่าวนี้มีข้อแตกต่างจากวงจรที่ผ่านมาคือ ได้เลือกใช้เทคนิควงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ในการลดระดับแรงดันไฟฟ้าแทนวงจรบักคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งจะใช้หลักการของหม้อแปลงไฟฟ้าในการเหนี่ยวนำกำลังไฟฟ้าให้ได้ระดับที่ต้องการ และมีการควบคุมสัญญาณพัลส์ให้เหมาะสมกับวงจรเช่นกัน ดังนั้นสามารถแสดงโครงสร้างของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์และวงจรควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์ได้ดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.10 โครงสร้างของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์
และวงจรควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์

จากรูปพบว่าวงจรดังกล่าวประกอบด้วยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ต่าง ๆ ซึ่งในการกำหนดค่าของอุปกรณ์ในวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์นั้นจะอ้างอิงการคำนวณในหัวข้อที่ 2.2.2 และการออกแบบวงจรควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์ในหัวข้อที่ 2.2.3 ที่ผ่านมา โดยสามารถสรุปได้ดังตารางที่ 3.3

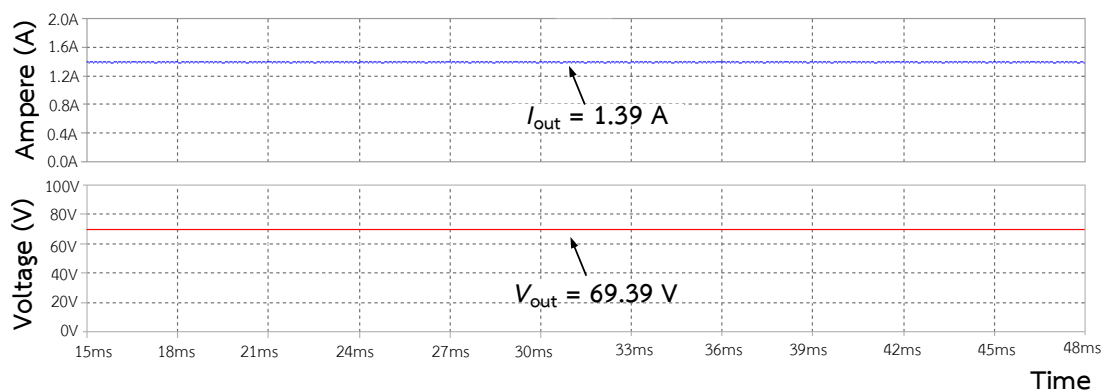
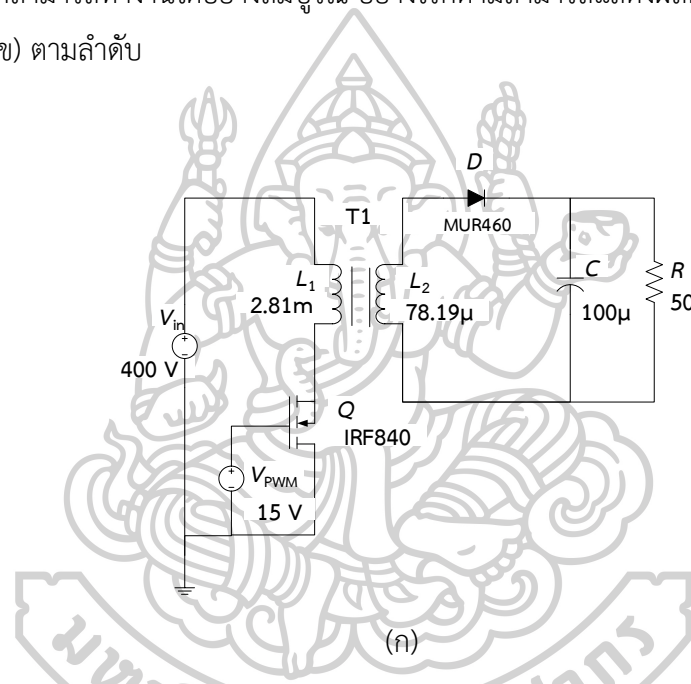
ตารางที่ 3.3 ค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้ในการออกแบบวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

ตัวแปร	ปริมาณ	หน่วย
1. แรงดันไฟฟ้าขาเข้า (V_{in})	400	V
2. แรงดันไฟฟ้าขาออก (V_{out})	70	V
3. พิกัดกำลังไฟฟ้าขาออก (P_{out})	100	W
4. ความถี่สวิตช์ (f)	75	kHz
5. จำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิ (N_1)	80	turns
6. จำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิ (N_2)	14	turns
7. ตัวเก็บประจุ (C)	100	μF
8. ค่าความต้านทานโหลด (R)	50	Ω
9. ค่าดีวตี้ไซเคิล (D)	48	%

จากตารางข้างต้นได้แสดงถึงค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้ในวงจร ซึ่งสามารถทำงานในช่วงกำลังไฟฟ้า 100 วัตต์ ได้โดยอาศัยหลักการในการผันหม้อแปลงไฟฟ้า และการควบคุมค่าความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่ป้อนให้แก่สวิตช์สารกึ่งตัวนำของวงจร อย่างไรก็ตามค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้ในวงจรมานั้นจะถูกนำมาสร้างวงจรจำลองและวงจรต้นแบบเพื่อใช้ในการวิเคราะห์ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าต่าง ๆ ซึ่งสามารถแสดงรายละเอียดได้ดังนี้

ก) การจำลองการทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์และวงจรควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์

สำหรับการจำลองการทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์นั้นสามารถแสดงโครงสร้างของวงจรดังกล่าวได้ในรูปที่ 3.11(ก) โดยวงจรจะมีความซับซ้อนเพิ่มมากขึ้น และมีข้อจำกัดเพิ่มเติมในด้านของอุปกรณ์ที่นำมาใช้ กล่าวคือ การจำลองการทำงานของหม้อแปลงไฟฟ้าจะถูกแทนด้วยอุปกรณ์ตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าแบบคู่ควบ (Coupled inductor) ทั้งนี้เนื่องจากไม่สามารถหาแบบจำลองของหม้อแปลงไฟฟ้าได้ ซึ่งต้องมีการกำหนดค่านำทาง (SPICE directive) ที่อุปกรณ์ดังกล่าวเพื่อให้สามารถทำงานได้อย่างสมบูรณ์ อย่างไรก็ตามสามารถแสดงผลการจำลองการทำงานได้ในรูปที่ 3.11(ข) ตามลำดับ



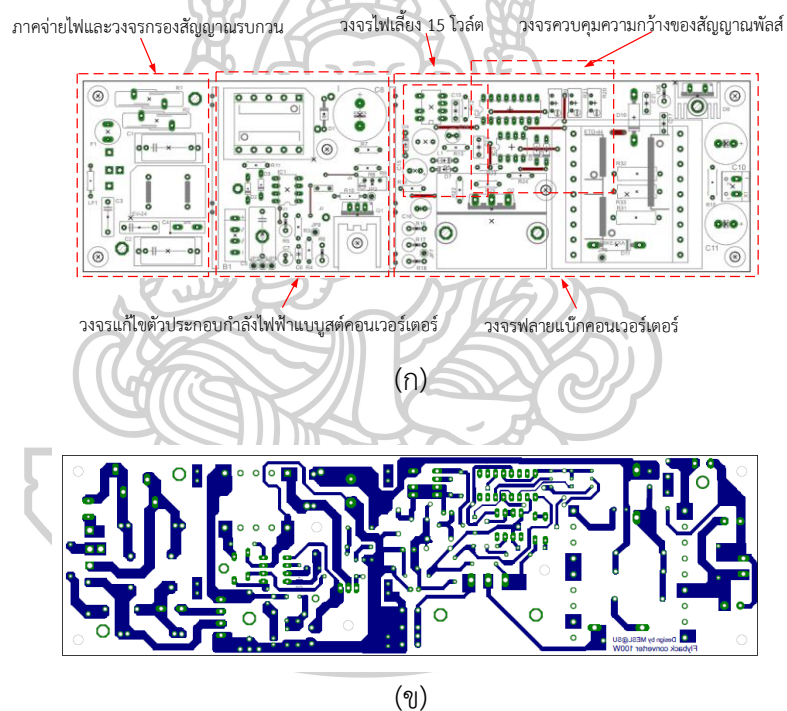
รูปที่ 3.11 ผลการจำลองการทำงานของวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์; (ก) โครงสร้างวงจร

(ข) แรงดันไฟฟ้าขาออก (V_{out}) และกระแสไฟฟ้าขาออก (I_{out})

จากรูปที่ 3.11(ข) จะเห็นรูปคลื่นว่าสัญญาณไฟฟ้าด้านขาออกของวงจรมีค่าแรงดันไฟฟ้าขาออก (V_{out}) เท่ากับ 69.39 โวลต์ และกระแสไฟฟ้าขาออก (I_{out}) ของวงจรมีค่าเท่ากับ 1.39 แอมแปร์ ตามลำดับ ซึ่งเมื่อพิจารณาค่าตัวแปรในตารางที่ 3.3 พบว่ามีค่าใกล้เคียงกับผลการจำลองการทำงาน ดังนั้นจึงสามารถนำแนวทางการจำลองวงจรนี้ไปใช้ในการสร้างวงจรต้นแบบจริงได้

ข) การสร้างวงจรต้นแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

ในขั้นตอนนี้เป็นการออกแบบวงจรต้นแบบเพื่อนำไปทดสอบการทำงานของวงจรซึ่งลักษณะต่าง ๆ ของวงจรต้นแบบสามารถแสดงได้ในรูปที่ 3.12

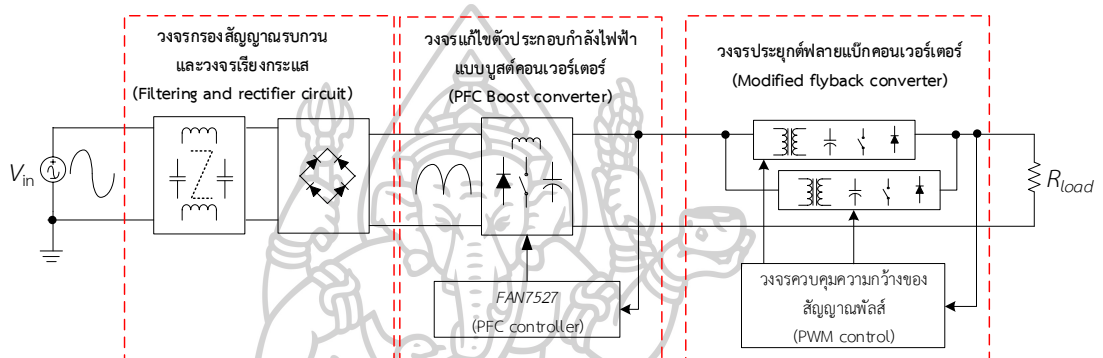


รูปที่ 3.12 วงจรต้นแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม; (ก) ตำแหน่งการวางอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ (Overlay layer)
(ข) ลายวงจรพิมพ์ (Bottom layer)

จากรูปสามารถแสดงวงจรต้นแบบของวงจรขับโหลดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ โดยถูกออกแบบด้วยโปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม (EAGLE programming) โดยวงจรมีขนาดใกล้เคียงกับวงจรที่ผ่านมา ซึ่งวัดได้เท่ากับ 220 x 65 มิลลิเมตร

3.2.3 การออกแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

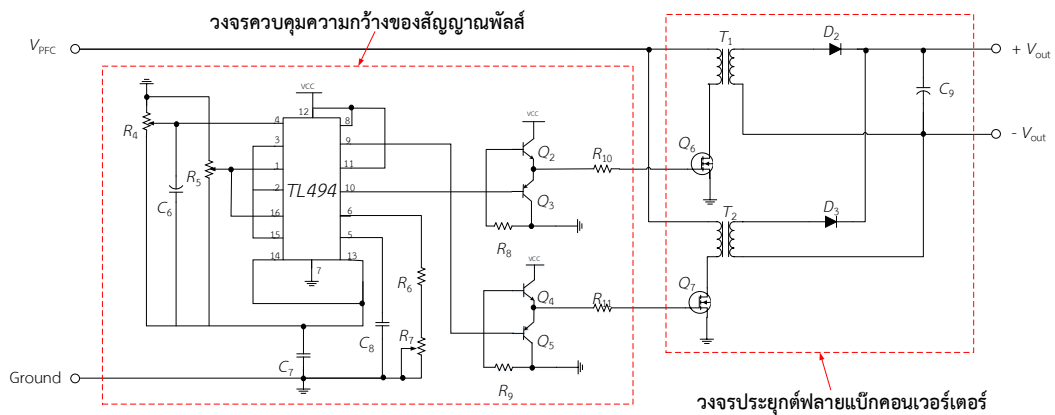
วงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์นั้นเป็นวงจรที่ประยุกต์มาจากวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์พื้นฐาน ทั้งนี้เพื่อต้องการลดภาระการทำงานของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ภายในวงจร ส่งผลทำให้วงจรมีประสิทธิภาพการทำงานที่ดีขึ้น ซึ่งวงจรดังกล่าวโดยมีคุณสมบัติของวงจรและขั้นตอนการทดลองเช่นเดียวกับวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีที่ผ่าน ๆ มา โดยในส่วนของผังการทำงานนั้นสามารถแสดงได้ในรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 โครงสร้างการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 3.13 สามารถสังเกตได้ว่าโครงสร้างการทำงานของวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ จะประกอบด้วยชุดวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์จำนวน 2 ชุด โดยทั้ง 2 ชุดนั้นจะเชื่อมต่อกับวงจรควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์ เพื่อป้อนสัญญาณพัลส์ให้กับสวิตช์สารกึ่งตัวนำที่อยู่ภายในวงจร ซึ่งหลักการทำงานของสวิตช์ทั้ง 2 ตัวนั้นจะทำงานคนละช่วงเวลา กล่าวคือเมื่อสวิตช์ตัวหนึ่งอยู่ในสถานะปิด (Switch on) สวิตช์อีกตัวจะอยู่ในสถานะเปิด (Switch off) และมีเฟสของสัญญาณ (Phase) ห่างกันประมาณ 180° นอกจากนี้ได้มีการกำหนดช่วงเวลาเฟสของสัญญาณดังกล่าว ทั้งนี้เพื่อป้องกันการเสียหายที่อาจเกิดขึ้นในกรณีที่สวิตช์ทั้งสองตัวทำงานพร้อมกัน

ในส่วนโครงสร้างของวงจรดังกล่าวนี้ สามารถสังเกตได้ว่าวงจรจะประกอบด้วยสวิตช์สารกึ่งตัวนำจำนวน 2 ตัว โดยรับสัญญาณพัลส์จำนวน 2 สัญญาณ มาจากวงจรควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์ด้วยไอซีสำเร็จรูปเบอร์ TL494 ดังแสดงในรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 โครงสร้างของวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ และวงจรควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์

นอกจากนั้นในการคำนวณค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้ในวงจรนี้ สามารถอ้างอิงถึงสมการในการคำนวณเช่นเดียวกับวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ในหัวข้อที่ 2.2.2 ที่ผ่านมา แต่มีข้อแตกต่างคือ ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าของวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์จะถูกกำหนดให้ทำงานที่ กำลังไฟฟ้าเท่ากับครึ่งหนึ่งของกำลังไฟฟ้าทั้งหมด กล่าวคือการทดลองนี้ได้กำหนดโหลดแอลอีดีให้มีขนาดเท่ากับ 100 วัตต์ ดังนั้นจะต้องออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าที่ กำลังไฟฟ้าขนาด 50 วัตต์ ทำให้สามารถกำหนดค่าตัวแปรที่ใช้ในวงจรได้ดังตารางที่ 3.4

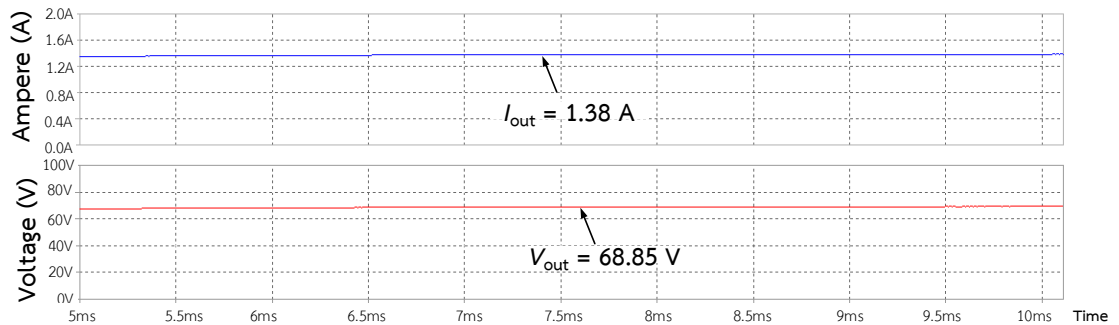
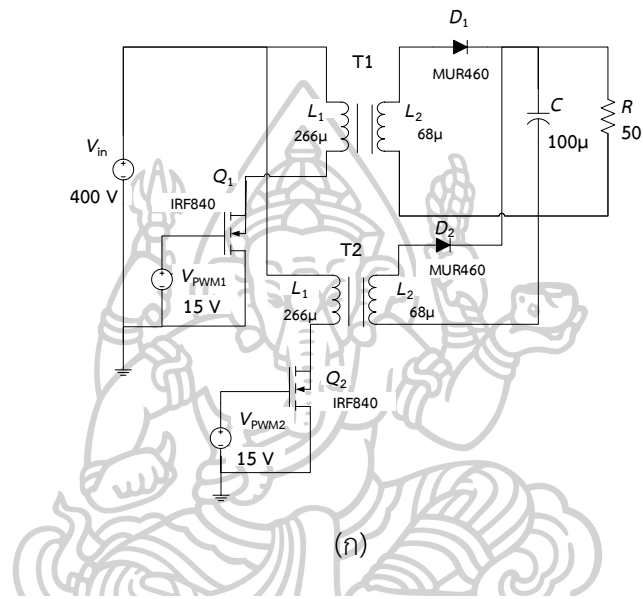
ตารางที่ 3.4 ค่าตัวแปรต่าง ๆ ที่ใช้ในการออกแบบวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

ตัวแปร	ปริมาณ	หน่วย
1. แรงดันไฟฟ้าขาเข้า (V_{in})	400	V
2. แรงดันไฟฟ้าขาออก (V_{out})	70	V
3. พิกัดกำลังไฟฟ้าขาออก (P_{out})	50	W
4. ความถี่สวิตช์ (f)	75	kHz
5. จำนวนรอบขดลวดปฐมภูมิ (N_1)	56	turns
6. จำนวนรอบขดลวดทุติยภูมิ (N_2)	14	turns
7. ตัวเก็บประจุ (C)	100	μF
8. ค่าความต้านทานโหลด (R)	50	Ω
9. ค่าตัวดีไซเคิล (D)	25	%

จากตารางข้างต้นสามารถนำค่าตัวแปรต่าง ๆ มาใช้อ้างอิงในการออกแบบวงจรที่ใช้ในการจำลองการทำงานและวงจรต้นแบบได้ โดยมีรายละเอียดดังนี้

ก) การจำลองการทำงานของวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์และวงจรควบคุมความกว้างของสัญญาณพัลส์

ในส่วนของการจำลองวงจรการทำงาน วงจรนี้จะมีข้อแตกต่างจากวงจรที่ผ่านมาในด้านของโครงสร้างของวงจรที่มีความซับซ้อนมากขึ้น จึงส่งผลให้จำนวนของอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์เพิ่มมากขึ้นตามไปด้วย โดยสามารถแสดงโครงสร้างของวงจรได้ในรูปที่ 3.15(ก) และผลการจำลองได้ในรูปที่ 3.15(ข) ตามลำดับ



(ข)

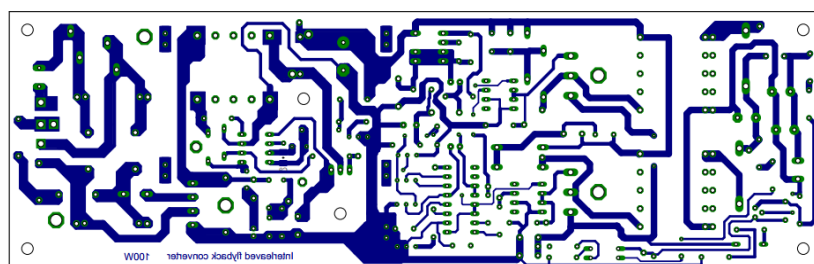
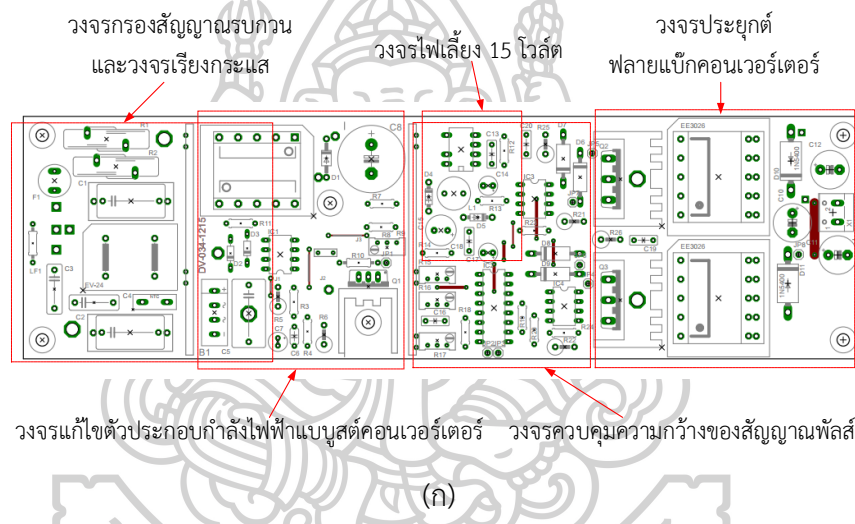
รูปที่ 3.15 การจำลองการทำงานของวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์; (ก) โครงสร้างวงจร (ข) แรงดันไฟฟ้าขาออก (V_{out}) และกระแสไฟฟ้าขาออก (I_{out})

จากรูปข้างต้นแสดงถึงแนวทางการจำลองการทำงานของวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ โดยรูปที่ 3.15(ก) จะเกี่ยวข้องกับโครงสร้างของวงจร นอกจากนั้นในรูปที่ 3.15(ข) ได้

แสดงรูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้าด้านขาออกของวงจร โดยค่าแรงดันไฟฟ้าขาออก (V_{out}) และกระแสไฟฟ้าขาออก (I_{out}) ของวงจรมีค่าเท่ากับ 68.85 โวลต์ และ 1.38 แอมแปร์ ตามลำดับ โดยถือว่ามีค่าใกล้เคียงกับที่กำหนดไว้ในตารางที่ 3.4 ซึ่งสามารถนำมาใช้เป็นแนวทางในการสร้างวงจรต้นแบบได้

ข) การสร้างวงจรต้นแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

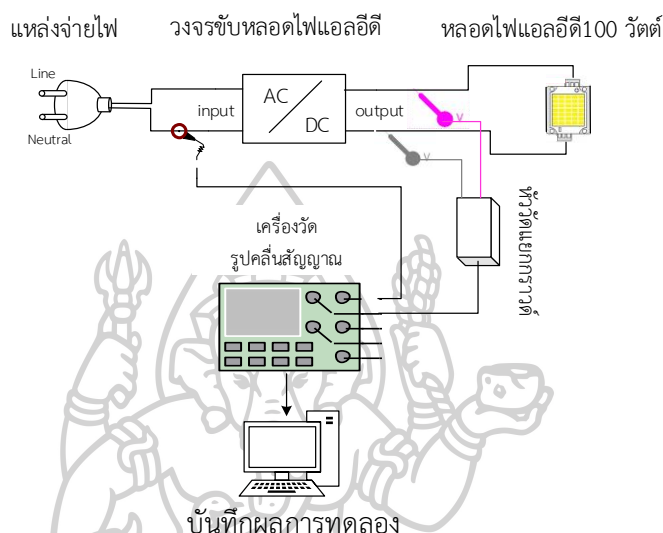
ในการออกแบบวงจรต้นแบบได้ใช้โปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรมเข้ามาช่วยในการดำเนินงาน โดยตำแหน่งการวางอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์นั้นสามารถแสดงได้ในรูปที่ 3.16(ก) และแสดงลายวงจรพิมพ์ได้ดังรูป 3.16(ข) ตามลำดับ



รูปที่ 3.16 วงจรต้นแบบวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์โดยใช้โปรแกรมประยุกต์ทางวิศวกรรม; (ก) ตำแหน่งการวางอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ (Overlay layer) (ข) ลายวงจรพิมพ์ (Bottom layer)

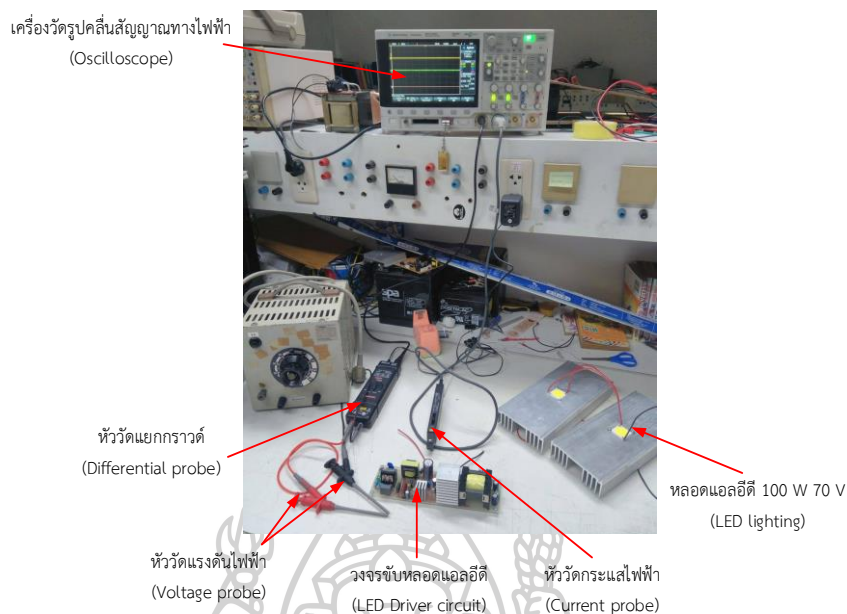
3.3 วิธีการทดสอบการทำงานของวงจรและบันทึกผลการทดลอง

ในส่วนของการทดสอบคุณสมบัติของวงจรขั้วหลอดไฟแอลอีดีในวิทยานิพนธ์นี้ ได้ดำเนินการทดสอบค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้า (Electrical characteristic) ของวงจรต่าง ๆ โดยสามารถแสดงวิธีการทดสอบและการติดตั้งอุปกรณ์เครื่องมือวัดที่ใช้ในการทดสอบได้ดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 โครงสร้างการทดสอบค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรขั้วหลอดไฟแอลอีดี

จากรูปที่ 3.17 สามารถอธิบายวิธีการทดสอบค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรขั้วหลอดไฟแอลอีดีได้ดังนี้ แหล่งจ่ายไฟฟ้าขนาด 230 V จะจ่ายไฟฟ้ามาให้แก่วงจรขั้วหลอดไฟแอลอีดีซึ่งเชื่อมต่อกับหลอดไฟแอลอีดีขนาด 100 วัตต์ โดยเปิดใช้งานเป็นเวลา 30 นาที เพื่อให้วงจรทำงานในสภาวะคงที่ จากนั้นจึงทำการวัดค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าทางด้านขาเข้า (Input) ซึ่งได้แก่ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า ค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวม ค่าแรงดันไฟฟ้า กระแสไฟฟ้า และกำลังไฟฟ้าขาเข้า อีกทั้งยังได้ทำการวัดค่าแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าทางด้านขาออก (Output) ของวงจร ซึ่งผลการทดลองจะถูกแสดงผลในลักษณะของรูปคลื่นสัญญาณทางไฟฟ้า แล้วจึงบันทึกผลการทดลอง ตามลำดับ โดยโครงสร้างของการติดตั้งเครื่องมือวัดและการทดสอบวงจรขั้วหลอดไฟสามารถแสดงได้ในรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 โครงสร้างการทดสอบค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีร่วมกับเครื่องมือวัดทางไฟฟ้าชนิดต่าง ๆ

จากรูปได้แสดงการติดตั้งเครื่องมือวัดต่าง ๆ ที่ใช้ในการทดสอบ ซึ่งได้แก่ หัววัดกระแสและแรงดันไฟฟ้า (Voltage and current probe) ยี่ห้อ Tektronix รุ่น TCP202A, หัววัดแยกกราวด์ (Differential probe), และเครื่องวัดรูปคลื่นสัญญาณทางไฟฟ้า (Oscilloscope) ยี่ห้อ Agilent รุ่น MSO-X-3024A โดยผลการทดสอบดังกล่าวนี้จะบันทึกผลลงในตารางที่ 3.5

ตารางที่ 3.5 ตารางบันทึกผลค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าต่าง ๆ ของวงจรขับหลอดไฟแอลอีดี

ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้า	ค่าที่วัดได้จากวงจรต้นแบบ
- แรงดันไฟฟ้าขาเข้า (V_{in})	
- กระแสไฟฟ้าขาเข้า (I_{in})	
- กำลังไฟฟ้าขาเข้า (P_{in})	
- แรงดันไฟฟ้าขาออก (V_{out})	
- กระแสไฟฟ้าขาออก (I_{out})	
- กำลังไฟฟ้าขาออก (P_{out})	
- ประสิทธิภาพ (η)	

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการดำเนินการในการออกแบบและทดสอบวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบยูสท์คอนเวอร์เตอร์ร่วมกับการทำงานของวงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ รวมถึงวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ สำหรับขับหลอดไฟแอลอีดีขนาด 100 วัตต์ โดยได้ออกแบบโครงสร้างการทำงานของวงจรในแต่ละส่วน วิธีการจำลองการทำงานของวงจร วิธีการทดสอบค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรต้นแบบ รวมถึงการติดตั้งเครื่องมือวัดทางไฟฟ้า ซึ่งผลการทดลองของแต่ละวงจรมานั้นจะถูกนำไปวิเคราะห์ถึงผลกระทบที่เกิดขึ้น ทั้งนี้เพื่อใช้เป็นข้อมูลสำหรับนำไปสู่กระบวนการตัดสินใจในการออกแบบวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีได้ในอนาคตต่อไป



บทที่ 4

ผลการทดลองและอภิปรายผลการทดลอง

ในบทที่ผ่านมาเป็นการออกแบบการทำงานของวงจรและวิธีการทดลองเพื่อทดสอบการทำงานของวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีโดยใช้เทคนิควงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ร่วมกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ สำหรับทำงานที่โหลดกำลังไฟฟ้าขนาด 100 วัตต์ โดยในบทนี้จะเป็นการกล่าวถึงผลการทดลองและการอภิปรายผลการทดลองที่เกิดขึ้น รวมถึงข้อดีและข้อด้อยของแต่ละวงจร ซึ่งเนื้อหาทั้งหมดสามารถแบ่งออกเป็น 2 หัวข้อ โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

- ผลการทดลองของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์
- ผลการทดลองวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ร่วมกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ

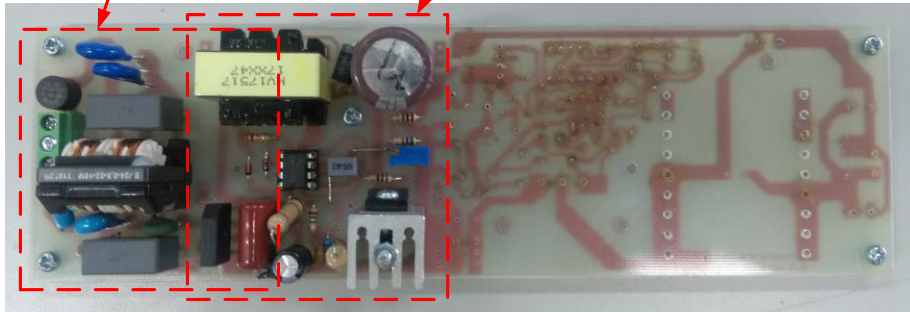
4.1 ผลการทดลองของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์

จากการออกแบบการทำงานของวงจรในหัวข้อที่ 3.1 ที่ผ่านมานั้น จะสามารถแสดงวงจรต้นแบบได้ดังรูปที่ 4.1(ก) ซึ่งประกอบไปด้วยส่วนสำคัญได้แก่ วงจรกรองสัญญาณรบกวนและเรียงกระแส และวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ ตามลำดับ ทั้งนี้ผลการทดลองของวงจรดังกล่าวจะถูกนำมาใช้เป็นค่าอ้างอิง (Reference) เพื่อใช้ในการยืนยันว่าวงจรถูกออกแบบนั้นสามารถทำงานได้ และให้ผลการทดลองเป็นไปตามคุณสมบัติของไอซีสำเร็จรูปที่นำมาใช้ (ดังแสดงคุณสมบัติได้ใน *ภาคผนวก ก*) โดยวงจรถูกนำมาทดสอบกับโหลดตัวต้านทานที่ขนาด 1,664 Ω ดังนั้นสามารถแสดงผลการวัดค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรทางด้านขาเข้าและขาออกในรูปแบบของรูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้า ได้ดังรูปที่ 4.1(ข) และ 4.1(ค) ตามลำดับ

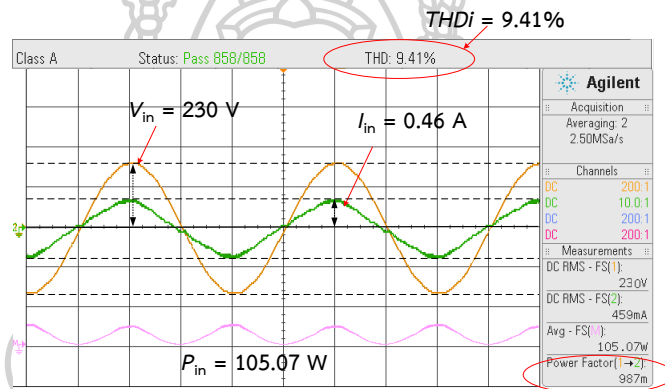
วงจรกรองสัญญาณรบกวนและ
 วงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

เรียงกระแส

แบบบวสต์คอนเวอร์เตอร์

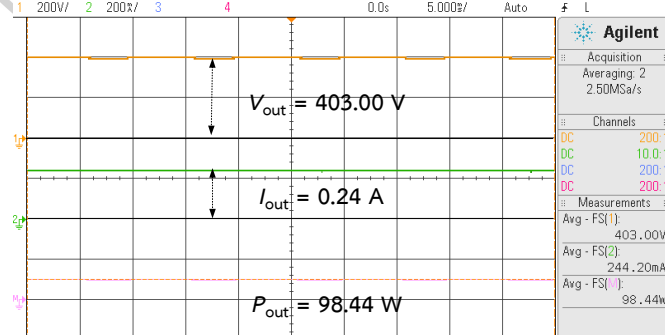


(ก)



PF = 0.99

(ข)

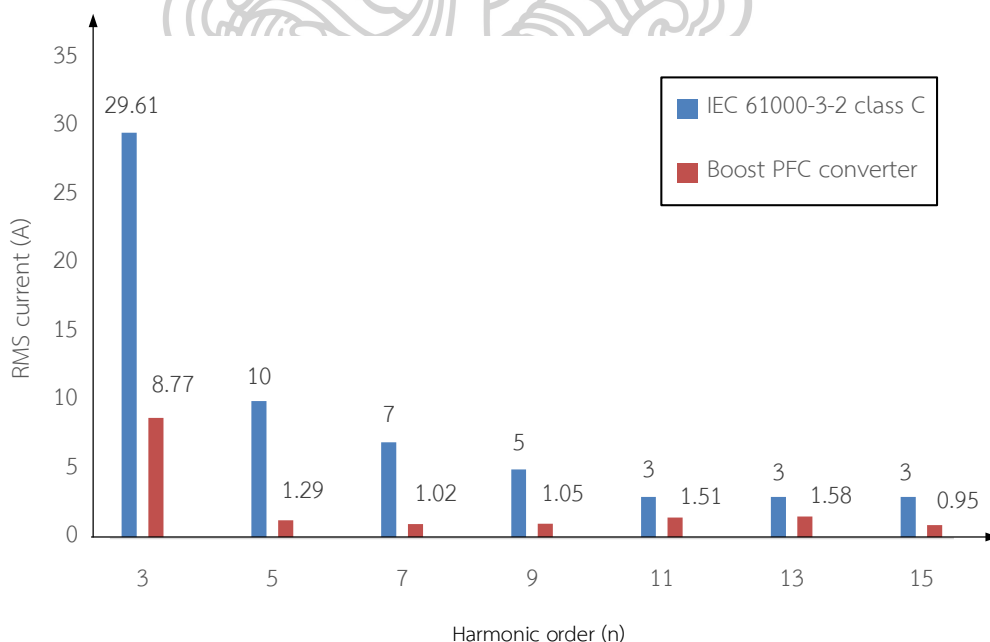


(ค)

รูปที่ 4.1 ผลการทดลองวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบวสต์คอนเวอร์เตอร์; (ก) วงจรต้นแบบ (ข) ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าด้านขาเข้า (ค) ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าด้านขาออก

จากรูปที่ 4.1(ข) เมื่อทดสอบการทำงานที่แรงดันไฟฟ้าขาเข้า (V_{in}) เท่ากับ 230 V ตามระบบไฟฟ้าปกติของประเทศไทยแล้วนั้น พบว่าค่ากระแสไฟฟ้าขาเข้า (I_{in}) ที่เกิดขึ้นมีค่าเท่ากับ 0.46 A และกำลังไฟฟ้าขาเข้ามีขนาดเท่ากับ 105.07 W ตามลำดับ อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณารูปคลื่นกระแสไฟฟ้าขาเข้าเปรียบเทียบกับรูปคลื่นแรงดันไฟฟ้าขาเข้าจะสังเกตได้ว่ารูปดังกล่าวทั้งสองมีความใกล้เคียงกัน โดยสามารถวัดค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวมได้เท่ากับ 9.41% ซึ่งสอดคล้องกับค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าที่มีค่าเท่ากับ 0.99 นอกจากนี้เมื่อพิจารณาในรูปที่ 4.1(ค) จะเห็นว่าค่าแรงดันไฟฟ้าขาออกมีค่าเท่ากับ 403 V และค่ากระแสไฟฟ้ามามีค่าเท่ากับ 0.24 A โดยเมื่อวัดค่ากำลังไฟฟ้าขาออกแล้วนั้นพบว่าค่าดังกล่าวมีค่าเท่ากับ 98.44 W ซึ่งถือว่าใกล้เคียงกับที่กำหนดไว้ที่ 100 W โดยมีค่าเปอร์เซ็นต์ความผิดพลาด (Error) เท่ากับ 1.56% ทั้งนี้เนื่องมาจากโหลดที่นำมาใช้ทดสอบนั้นเป็นโหลดตัวต้านทาน ซึ่งอาจจะมีค่าความต้านทานที่คลาดเคลื่อนไปจากโหลดที่ใช้งานจริง

สำหรับในการทดสอบวงจรดังกล่าวได้มีทดสอบค่ากระแสฮาร์โมนิก (Harmonic order) ในแต่ละลำดับเพิ่มเติม ภายใต้มาตรฐาน IEC 61000-3-2 ชนิด class C ซึ่งได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 2.3.3 ที่ผ่านมา ทั้งนี้เพื่อนำมาใช้เป็นค่าอ้างอิงว่าการทำงานของวงจรมานั้นสามารถผ่านมาตรฐานดังกล่าวได้ โดยแสดงได้ในรูปที่ 4.2



รูปที่ 4.2 ผลการทดสอบค่ากระแสฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 – 15
ตามมาตรฐาน IEC 61000-3-2 ชนิด class C

จากรูปที่ 4.2 เมื่อพิจารณาในแต่ละลำดับจะเห็นว่าค่ากระแสฮาร์โมนิกใน (สีแดง) มีค่าต่ำกว่าค่ามาตรฐาน (สีน้ำเงิน) ในทุก ๆ ลำดับ ยกตัวอย่างเช่น ในลำดับที่ 7 มีค่ามาตรฐานเท่ากับ 7 A ในขณะที่ค่ากระแสฮาร์โมนิกมีค่าเท่ากับ 1.02 A ซึ่งถือว่าสามารถผ่านเกณฑ์มาตรฐานที่กำหนดไว้ได้ อย่างไรก็ตามในการทดสอบได้แสดงค่ากระแสฮาร์โมนิกไว้เพียงลำดับที่ 3 – 15 เท่านั้น เนื่องจากเป็นลำดับที่มีการเปลี่ยนแปลงอย่างมีนัยสำคัญ

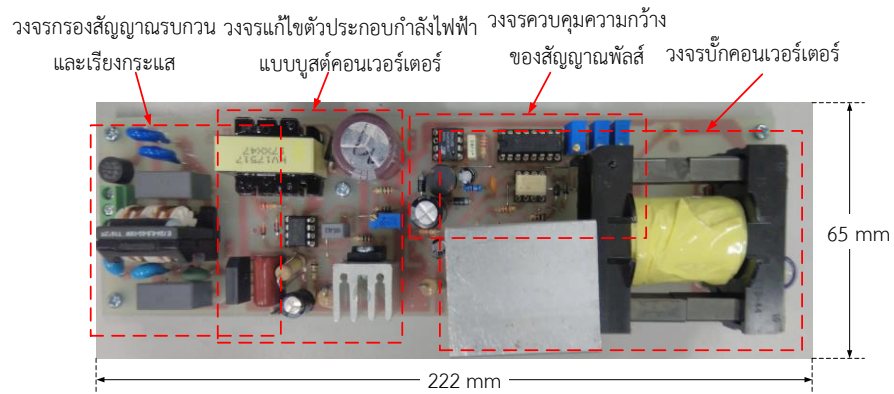
4.2 ผลการทดลองวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ร่วมกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ

ในส่วนนี้จะเป็นการแสดงผลการทดลองของวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ ที่มีผลกระทบต่อการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ โดยผลกระทบดังกล่าวนี้สามารถแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วน คือ ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจร และค่ากระแสฮาร์โมนิกในแต่ละลำดับของวงจร ตามลำดับ

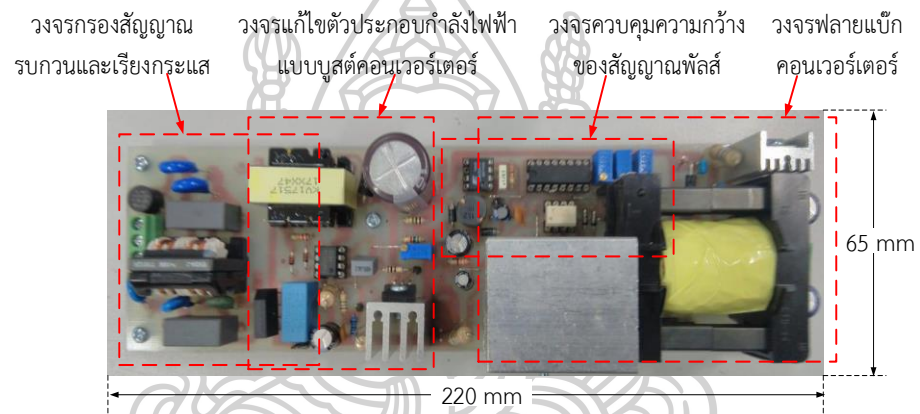
4.2.1 ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าต่าง ๆ ของวงจรขับโหลดไฟแอลอีดี

จากการออกแบบวงจรต้นแบบของวงจรขับโหลดไฟแอลอีดีในหัวข้อ 3.2 ที่ผ่านมา วงจรดังกล่าวนี้จะถูกนำมาทดสอบการทำงานเพื่อให้ได้มาซึ่งค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าต่าง ๆ ซึ่งจะสามารถแสดงวงจรต้นแบบต่าง ๆ ได้ดังรูปที่ 4.3

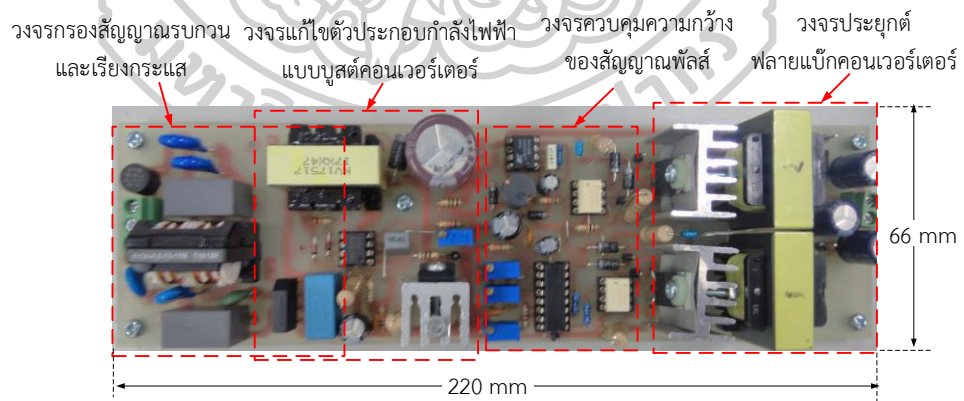




(ก)



(ข)

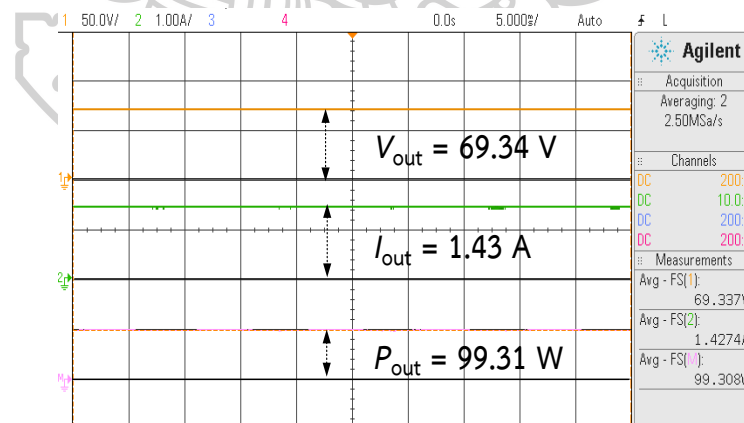
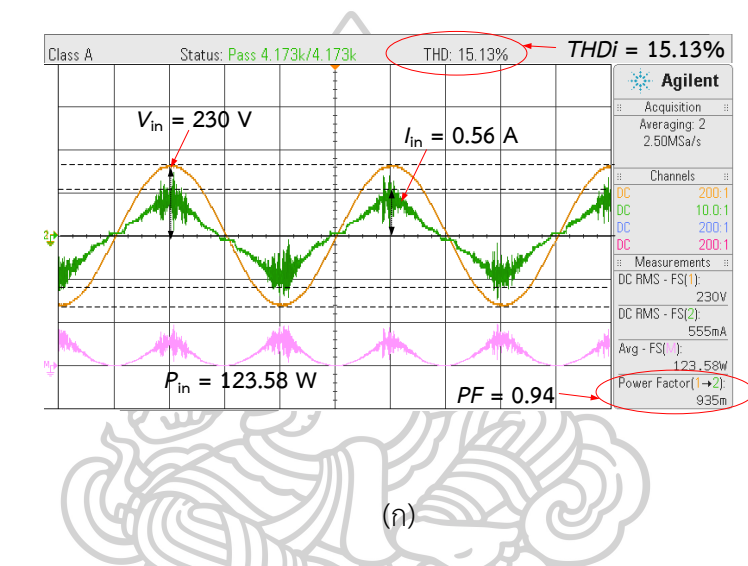


(ค)

รูปที่ 4.3 วงจรต้นแบบวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้า ร่วมกับคอนเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ (ก) วงจรบีกคอนเวอร์เตอร์ (ข) วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ (ค) วงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

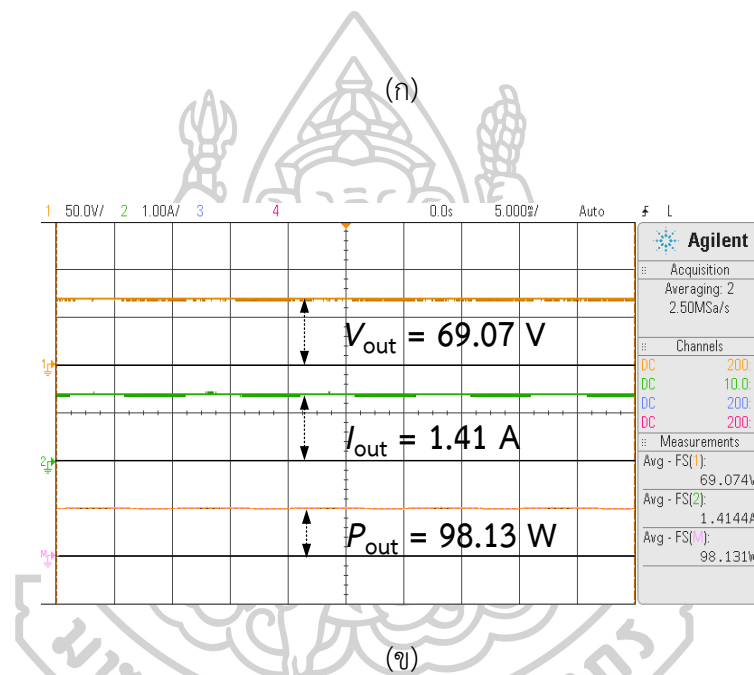
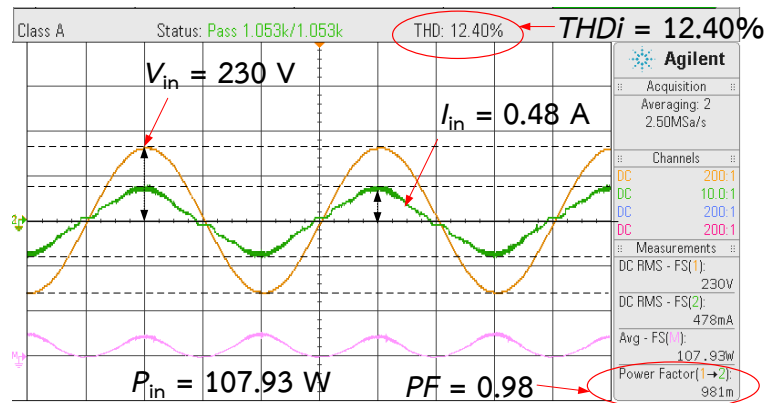
จากรูปข้างต้นได้แสดงวงจรต้นแบบของวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับคอนเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ ซึ่งสังเกตได้ว่าในแต่ละวงจรจะมีโครงสร้างในการทำงานที่คล้ายคลึงกัน โดยจะมีความแตกต่างกันเพียงแคในส่วนของวงจรคอนเวอร์เตอร์เท่านั้น อย่างไรก็ตามวงจรต้นแบบดังกล่าวถูกกำหนดให้มีขนาดประมาณ 220 x 65 มิลลิเมตร ซึ่งรายการวัสดุชิ้นของแต่ละวงจรมันสามารถแสดงได้ใน *ภาคผนวก ข*

โดยผลการทดสอบค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของแต่ละวงจรมันสามารถแสดงได้ดังรูปต่อไปนี้

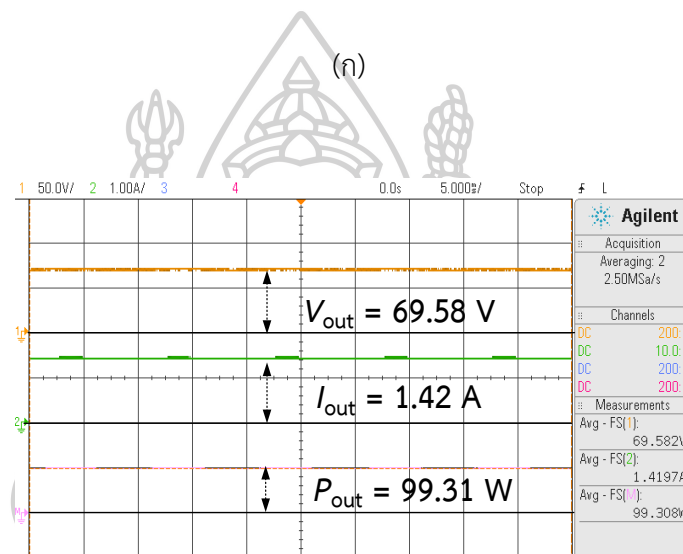
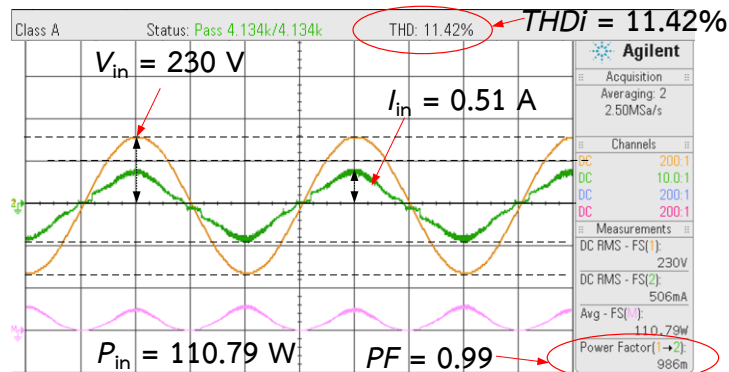


รูปที่ 4.4 ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรขับ

คอนเวอร์เตอร์; (ก) ด้านขาเข้าของวงจร (ข) ด้านขาออกของวงจร



รูปที่ 4.5 ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์; (ก) ด้านขาเข้าของวงจร (ข) ด้านขาออกของวงจร



รูปที่ 4.6 ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าร่วมกับวงจรประยุกต์
ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์; (ก) ด้านขาเข้าของวงจร (ข) ด้านขาออกของวงจร

จากรูปข้างต้นแสดงผลการวัดค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าที่เกิดขึ้นในวงจรต่าง ๆ โดยเมื่อพิจารณารูปคลื่นสัญญาณไฟฟ้าด้านขาเข้าของแต่ละวงจรจะเห็นว่ารูปคลื่นกระแสไฟฟ้าขาเข้า (I_{in}) ของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 4.4(ก) พบว่ามีความผิดเพี้ยนไปจากรูปคลื่นสัญญาณไซน์ (Sinusoidal waveform) อีกทั้งยังมีสัญญาณรบกวน (Noise) เกิดขึ้น ทั้งนี้เนื่องมาจากลักษณะโครงสร้างการทำงานของวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะในการดึงพลังงานจากวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามาใช้เป็นช่วง ๆ จึงทำให้ขาดความต่อเนื่องในการทำงาน ประกอบกับการออกแบบวงจรที่ต้องการลดระดับแรงดันไฟฟ้าจาก 400 V ลดลงมาเหลือ 70 V ซึ่งลดลงมาประมาณ

50 เท่า จึงส่งผลให้ค่าความกว้างของสัญญาณพัลส์มีความแคบมาก นอกจากนั้นยังส่งผลให้ค่ายอดของกระแสไฟฟ้าขาเข้า (Peak current input) มีค่าสูง ดังนั้นสรุปได้ว่าลักษณะการดึงพลังงานของวงจรจึงมีลักษณะเป็นช่วงสั้น ๆ และมีค่ากระแสสูง จึงส่งผลกระทบต่อควบคุมการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าในการควบคุมการทำงานอย่างหนัก เพื่อรักษาเสถียรภาพของวงจร กล่าวคือ ต้องการที่จะรักษาระดับแรงดันและกระแสไฟฟ้าของวงจรให้มีค่าคงที่

ซึ่งผลดังกล่าวนี้จะต่างจากผลการทดลองของเทคนิควงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์และวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 4.5(ก) และ 4.6(ก) ทั้งนี้เนื่องจากโครงสร้างการทำงานของวงจรทั้งสองนั้นได้มีอาศัยหลักการทำงานของหม้อแปลงไฟฟ้าในการลดระดับแรงดันไฟฟ้าเพื่อให้ได้กำลังไฟฟ้าตามที่ต้องการ จึงทำให้ค่าความกว้างของสัญญาณพัลส์ที่เกิดขึ้นจึงมีความกว้างมากกว่าเทคนิควงจรบีกคอนเวอร์เตอร์ อีกทั้งยังส่งผลให้ค่ายอดของกระแสไฟฟ้าขาเข้าของวงจรมีค่าต่ำกว่า จึงทำให้การควบคุมการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามีความสามารถควบคุมการทำงานได้ง่ายขึ้น นอกจากนั้นวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ยังมีคุณสมบัติเด่นในด้านของการลดค่ายอดกระแสไฟฟ้าขาเข้า จึงทำให้เทคนิควงจรดังกล่าวส่งผลกระทบต่อวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าน้อยกว่าวงจรอื่น ๆ จากสาเหตุที่กล่าวมานี้สามารถบ่งชี้ได้ว่าเทคนิควงจรบีกคอนเวอร์เตอร์มีผลกระทบต่อการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามากที่สุด โดยทำให้มีค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวมมากที่สุดเท่ากับ 15.13% และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำที่สุดเท่ากับ 0.94 ในขณะที่วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์มีค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวมเท่ากับ 12.40% และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 0.98 และวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์มีค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวมเท่ากับ 11.42% และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (PF) เท่ากับ 0.99 ตามลำดับ

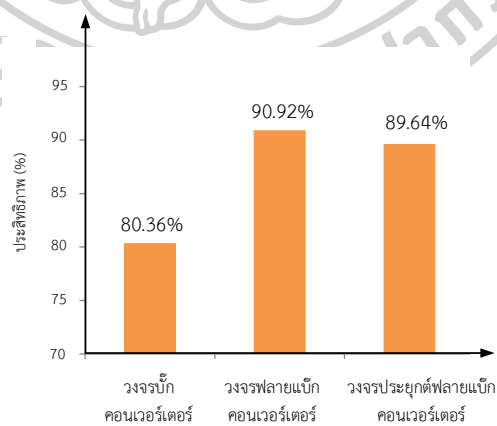
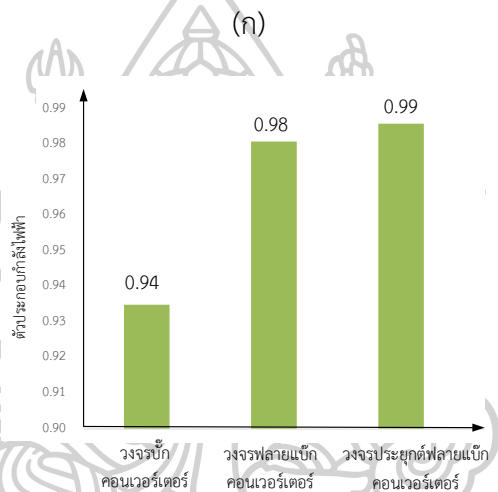
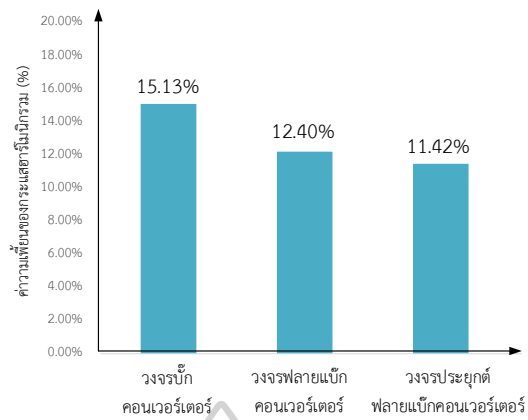
นอกจากนั้นเมื่อพิจารณาค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าในด้านขาออกของแต่ละวงจรนั้น พบว่าทุก ๆ วงจรสามารถวัดค่ากำลังไฟฟ้าขาออกที่เกิดขึ้นได้ใกล้เคียงกับที่กำหนดไว้ที่ 100 W ได้ โดยผลของเทคนิควงจรบีกคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 4.4(ข) มีค่าเท่ากับ 99.31 W, เทคนิควงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 4.5(ข) มีค่าเท่ากับ 98.13 W, และเทคนิควงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ในรูปที่ 4.6(ข) มีค่าเท่ากับ 99.31 W ตามลำดับ อย่างไรก็ตามผลการทดลองค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าต่าง ๆ ที่เกิดขึ้นนั้นสามารถนำมาสรุปได้ดังตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าต่าง ๆ ของวงจร

เทคนิค	ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้า								
	ด้านขาเข้า					ด้านขาออก			ประสิทธิภาพ (%)
	V_{in} (V)	I_{in} (A)	P_{in} (W)	$THDi$ (%)	PF	V_{out} (V)	I_{out} (A)	P_{out} (W)	
- เทคนิควงจรบัพคอนเวอร์เตอร์	230	0.56	123.58	15.13	0.94	69.34	1.43	99.31	80.36
- เทคนิควงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์	230	0.48	107.93	12.40	0.98	69.07	1.41	98.13	90.92
- เทคนิควงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์	230	0.51	110.79	11.42	0.99	69.58	1.42	99.31	89.64

จากตารางข้างต้นแสดงผลการทดสอบค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าต่าง ๆ ของวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีขนาด 100 วัตต์ โดยเมื่อพิจารณาด้านขาเข้าของวงจร ซึ่งวิทยานิพนธ์นี้ได้ให้ความสำคัญกับค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (PF) และค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวม ($THDi$) เนื่องจากค่าดังกล่าวเป็นตัวบ่งชี้ถึงผลกระทบที่มีต่อวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบัสต์คอนเวอร์เตอร์ นอกจากนี้ในวิทยานิพนธ์นี้ยังได้ให้ความสำคัญกับค่าประสิทธิภาพ (η) การทำงานของวงจรอีกด้วย โดยสามารถนำผลการทดลองของแต่ละวงจรมาเปรียบเทียบกันได้ดังรูปที่ 4.7





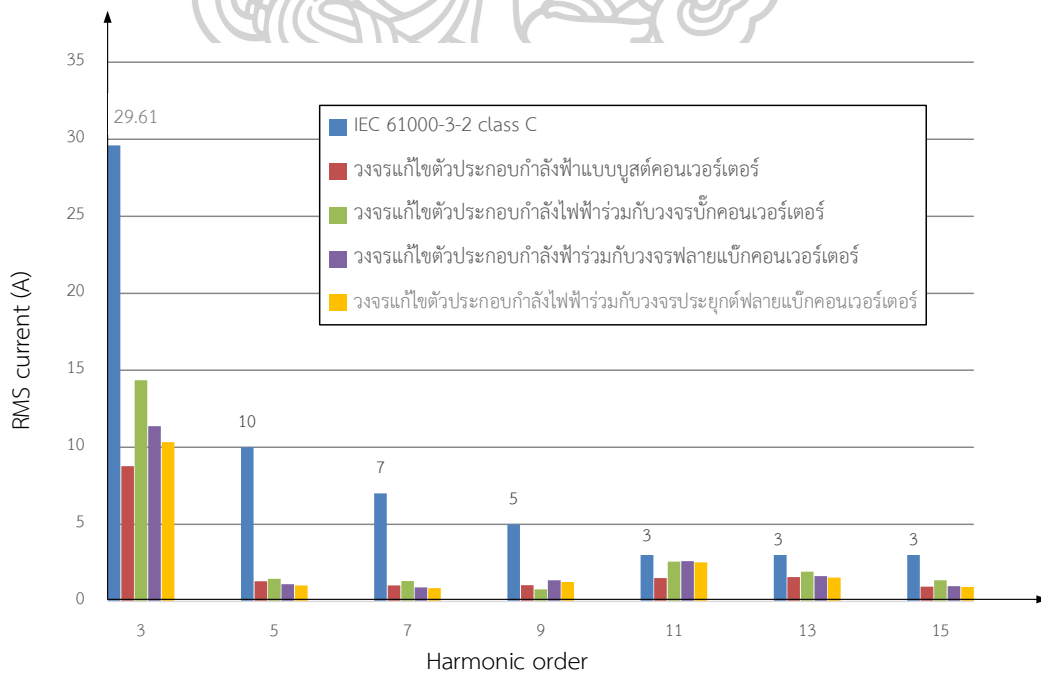
(ค)

รูปที่ 4.7 ผลการเปรียบเทียบค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าต่าง ๆ ของวงจรขับเคลื่อนไฟแอลอีดี;
 (ก) ค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวม (ข) ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (ค) ประสิทธิภาพ

จากรูปแสดงผลการเปรียบเทียบค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้าของวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีต่าง ๆ โดยพบว่าด้านค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวม (THDi) ในรูปที่ 4.7(ก) เทคนิควงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์มีค่าต่ำที่สุดเท่ากับ 11.42%, และด้านค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (PF) ดังแสดงในรูปที่ 4.7(ข) พบว่าเทคนิควงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์มีค่าสูงที่สุดเท่ากับ 0.99 ซึ่งสามารถสรุปได้ว่าเทคนิคดังกล่าวนี้มีผลกระทบต่อการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าต่ำที่สุด นอกจากนี้ด้านประสิทธิภาพการทำงาน (η) ซึ่งแสดงในรูปที่ 4.7(ค) พบว่าวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์มีค่าประสิทธิภาพสูงที่สุดเท่ากับ 90.92% ตามลำดับ ทั้งนี้เนื่องมาจากวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์มีกำลังไฟฟ้าสูญเสีย (Power loss) ต่ำกว่าวงจรอื่น ๆ จึงส่งผลให้วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์มีประสิทธิภาพในการทำงานดีที่สุด

4.2.2 ผลค่ากระแสฮาร์โมนิกในแต่ละลำดับของวงจรตามมาตรฐาน IEC 61000-3-2 class C

ในส่วนนี้จะเป็นการแสดงค่ากระแสฮาร์โมนิกในแต่ละลำดับของวงจรที่เกิดขึ้น นอกเหนือจากค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกที่กล่าวไว้ข้างต้น ซึ่งโดยปกติวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีที่ดีจำเป็นต้องมีค่ากระแสฮาร์โมนิกในแต่ละลำดับสูงกว่าค่ามาตรฐานที่กำหนดไว้ได้ ซึ่งจากการทดลองการทำงานของวงจรต่าง ๆ นั้นจะสามารถแสดงผลค่ากระแสฮาร์โมนิกที่เกิดขึ้นได้ดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 ผลการทดลองค่ากระแสฮาร์โมนิกลำดับที่ 3 – 15 ของวงจรต่าง ๆ เทียบกับมาตรฐาน IEC 61000-3-2 ชนิด class C

จากรูปข้างต้นสังเกตได้ว่าค่ากระแสฮาร์โมนิกในแต่ละลำดับของทุกวงจรนั้นมีค่าต่ำกว่ามาตรฐานที่กำหนดไว้ นอกจากนั้นเมื่อพิจารณาในภาพรวมจะเห็นได้ว่า ค่ากระแสฮาร์โมนิกของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าวรร่วมกับวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์จะมีค่าต่ำที่สุดในทุก ๆ ลำดับ ซึ่งสามารถแสดงรายละเอียดของผลการทดลองดังกล่าวได้ใน *ภาคผนวก ค*

อย่างไรก็ตาม จากการทดลองการทำงานวงจรขับโหลดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิคต่าง ๆ ที่กล่าวมานั้น สามารถนำมาสรุปข้อดีและข้อด้อยของแต่ละวงจรได้ดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 4.2 ข้อดีและข้อด้อยของวงจรขับโหลดไฟแอลอีดีในแต่ละเทคนิค

ชนิดของวงจร	ข้อดี	ข้อด้อย
1) เทคนิควงจรบักคอนเวอร์เตอร์	<ul style="list-style-type: none"> - โครงสร้างไม่ซับซ้อน สามารถประกอบได้ง่าย - สามารถไปประยุกต์ใช้งานกับโหลดได้หลากหลายด้วยการปรับค่าตัวดีไอเคิล 	<ul style="list-style-type: none"> - วงจรไม่มีการแยกกราวด์ทางไฟฟ้า (Isolation) ทำให้เสียหายได้ง่าย - ประสิทธิภาพของวงจรมีค่าต่ำ
2) เทคนิควงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์	<ul style="list-style-type: none"> - วงจรมีความปลอดภัยสูงเนื่องจากมีการแยกกราวด์ทางไฟฟ้า (Isolation) - ประสิทธิภาพของวงจรมีค่าสูง 	<ul style="list-style-type: none"> - โครงสร้างของวงจรมีความซับซ้อน - ไม่สามารถประยุกต์ใช้กับโหลดที่หลากหลายได้เนื่องจากหม้อแปลงไฟฟ้าถูกกำหนดให้ทำงานที่ช่วงแรงดันไฟฟ้าค่าหนึ่ง
3) เทคนิควงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์	<ul style="list-style-type: none"> - วงจรมีความปลอดภัยสูงเนื่องจากมีการแยกกราวด์ทางไฟฟ้า (Isolation) - ประสิทธิภาพของวงจรมีค่าสูง - สามารถควบคุมกระแสไฟฟ้าและแรงดันไฟฟ้าได้คงที่ 	<ul style="list-style-type: none"> - ไม่สามารถประยุกต์ใช้กับโหลดที่หลากหลายได้เนื่องจากหม้อแปลงไฟฟ้าถูกกำหนดให้ทำงานที่ช่วงแรงดันไฟฟ้าค่าหนึ่ง - มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียมากเนื่องจากใช้อุปกรณ์จำนวนมาก

ในบทนี้เป็นการกล่าวถึงผลการทดลองและอภิปรายผลการทดลองวงจรขับโหลดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรคอนเวอร์เตอร์ต่าง ๆ เช่น วงจรบักคอนเวอร์เตอร์ วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ วงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ รวมถึงวงจรขับโหลดไฟแอลอีดีที่มีจำหน่ายตามท้องตลาด โดยได้อธิบายถึงผลการทดสอบวงจรขับโหลดไฟแอลอีดีดังกล่าวในลักษณะต่าง ๆ เช่น ค่าคุณลักษณะทางไฟฟ้า ค่าความเสถียรในการทำงานของวงจร ช่วงการทำงานที่เหมาะสม ข้อดี – ข้อด้อยของวงจรที่ได้ออกแบบขึ้น และผลการเปรียบเทียบการทำงานของวงจรในด้านต่าง ๆ ซึ่งผลดังกล่าวจะถูกนำไปใช้พิจารณาเพื่อหาข้อสรุปในการดำเนินการทำวิทยานิพนธ์ในบทถัดไป

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการศึกษาผลกระทบของชนิดของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีต่อวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ โดยเทคนิควงจรคอนเวอร์เตอร์นั้นจะแบ่งออกเป็น วงจรบ็ีกคอนเวอร์เตอร์ (Buck converter circuit), วงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ (Flyback converter circuit), และวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์ (Modified flyback converter circuit) ตามลำดับ ซึ่งวงจรดังกล่าวได้ถูกนำไปประยุกต์ใช้กับโหลดไฟแอลอีดีขนาด 100 วัตต์ / 70 โวลต์ โดยให้ความสำคัญในด้านของค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวม (Total harmonics current distortion: THDi) และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (Power factor: PF) ซึ่งจะเป็นตัวบ่งชี้ถึงผลกระทบที่เกิดขึ้นต่อวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์ นอกจากนั้นได้ให้ความสำคัญกับค่าประสิทธิภาพการทำงาน (Efficiency: η) ของวงจรเช่นเดียวกัน โดยผลการทดลองพบว่า เทคนิควงจรขับโหลดไฟแอลอีดีทั้ง 3 วงจรนั้นสามารถนำไปใช้งานในการขับโหลดไฟแอลอีดีได้อย่างดี และเมื่อพิจารณาการทำงานของวงจรบ็ีกคอนเวอร์เตอร์จะสามารถสรุปได้ว่าวงจรดังกล่าวส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์มากที่สุด ทั้งนี้เนื่องมาจากหลักการการทำงานของวงจรที่มีการดึงพลังงานมาใช้เป็นช่วงระยะเวลาสั้น ๆ และมีค่ายอดกระแสไฟฟ้าสูง จึงส่งผลให้การควบคุมการทำงานของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้ามีการทำงานอย่างหนักในการรักษาระดับแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าให้คงที่ ส่งผลให้ค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกมีค่าเท่ากับ 15.13% และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 0.94 ในขณะที่การทำงานของวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์นั้นมีผลกระทบต่อวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าน้อยที่สุด สาเหตุมาจากหลักการการทำงานของวงจรที่มีชุดการทำงานของวงจรจำนวน 2 ชุดต่อขนานกัน ซึ่งได้ช่วยแบ่งเบาภาระในการทำงานจึงทำให้ค่ายอดกระแสไฟฟ้ามีค่าต่ำ วงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าจึงทำงานได้ง่ายขึ้นเมื่อเทียบกับวงจรอื่น ๆ โดยสามารถวัดค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกมีค่าเท่ากับ 11.42% และค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าเท่ากับ 0.99 ตามลำดับ อย่างไรก็ตาม เมื่อพิจารณาในด้านประสิทธิภาพของวงจรจะพบว่าวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์มีค่าประสิทธิภาพการทำงานที่ดีที่สุดโดยมีค่าเท่ากับ 90.92% ทั้งนี้เนื่องมาจากวงจรมีการสูญเสียพลังงานไฟฟ้าต่ำกว่าวงจรอื่น ๆ

5.1 ข้อเสนอแนะ

จากการดำเนินการออกแบบและทดสอบวงจรขับหลอดไฟด้วยเทคนิคต่าง ๆ ในวิทยานิพนธ์นี้ พบว่า วงจรขับหลอดไฟดังกล่าวนั้นยังมีจุดบกพร่องบางประการ ซึ่งแนวทางในการแก้ไขปัญหาดังกล่าวนั้นสามารถแสดงได้ดังนี้

5.1.1 อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีนั้นมีลักษณะเป็นแบบมีขา (*Dual in - line package: DIP*) ซึ่งทำให้วงจรขับมีขนาดใหญ่ อย่างไรก็ตามอุปกรณ์ดังกล่าวสามารถลดขนาดลงได้โดยเปลี่ยนมาใช้อุปกรณ์แบบยึดติดบนผิวของแผ่นวงจรพิมพ์ (*Surface - mount device: SMD*) แทนที่อุปกรณ์ชนิดเดิม

5.1.2 วิทยานิพนธ์นี้ได้ออกแบบวงจรขับหลอดไฟแอลอีดี โดยพิจารณาคุณสมบัติทางด้านไฟฟ้า (*Electrical Characteristics*) เป็นสำคัญ ซึ่งได้แก่ ค่าประสิทธิภาพ ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า และค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวม เป็นต้น อย่างไรก็ตามควรมีการพิจารณาในด้านความสว่างของแสง (*Illumination*) เพิ่มเติม เพื่อให้ครอบคลุมถึงการผลิตและการนำไปใช้งาน

5.1.3 สำหรับการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์สำหรับขับหลอดไฟแอลอีดีในวิทยานิพนธ์นี้ ยังขาดส่วนของวงจรป้อนกลับสัญญาณ (*Feedback control circuit*) เนื่องจากผู้วิจัยได้มีการกำหนดให้วงจรขับทำงานที่แรงดันไฟฟ้า 230 โวลต์ กับโหลดขนาด 100 วัตต์ เพียงเท่านั้น ดังนั้นหากต้องการใช้งานวงจรดังกล่าวกับช่วงแรงดันไฟฟ้าและโหลดที่หลากหลายมากขึ้น ควรเพิ่มเติมในส่วนของวงจรป้อนกลับสัญญาณในการควบคุมการทำงาน เพื่อให้วงจรขับหลอดสามารถทำงานได้มีประสิทธิภาพมากขึ้น และรองรับการทำงานที่หลากหลายได้

5.1.4 สำหรับการแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าในวงจรนั้น ในวิทยานิพนธ์นี้ได้ประยุกต์ใช้ไอซีสำเร็จรูปที่มีประสิทธิภาพการทำงานอยู่ในระดับปานกลาง สาเหตุมาจากไอซีดังกล่าวสามารถหาซื้อได้ง่ายและมีราคาถูก ทั้งนี้หากต้องการให้วงจรมีประสิทธิภาพเพิ่มมากขึ้นในด้านของค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า (*PF*) และค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวม (*THDi*) จึงควรออกแบบวงจรสำหรับการแก้ไขปัญหาดังกล่าวโดยเฉพาะ

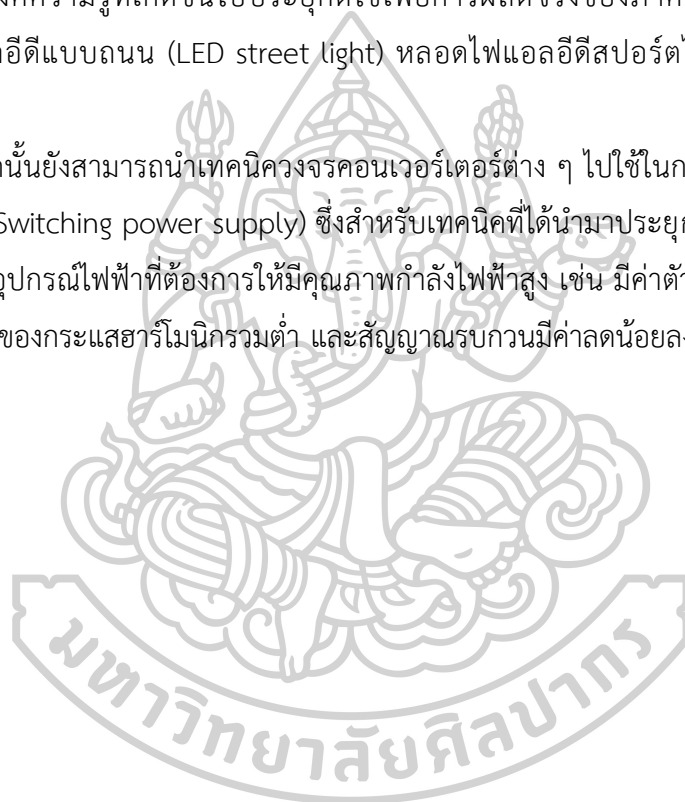
5.1.5 ความถี่สวิตซ์ที่เลือกใช้ในการออกแบบวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีนั้น ผู้จัดทำวิทยานิพนธ์ได้เลือกค่าความถี่หนึ่งที่อยู่ในช่วงที่หม้อแปลงเฟอร์ไรต์สามารถทำงานได้ ดังนั้นหากต้องการให้วงจรขับหลอดสามารถทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพนั้น ควรจะคำนวณหาความถี่ที่เหมาะสมในการทำงาน ซึ่งต้องมีความสอดคล้องกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่เลือกใช้ว่าสามารถทำงานได้ในช่วงความถี่สวิตซ์

5.1.6 สำหรับการนำวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีที่ออกแบบไปต่อยอดในภาคอุตสาหกรรมนั้น จำเป็นต้องมีการเพิ่มเติมในส่วนของการควบคุมการทำงานของวงจร (Feedback control) ในลักษณะโหมดการทำงานแบบกระแสคงที่ (Constant current mode: CC) ทั้งนี้เพื่อให้วงจรมีความสามารถในการทำงานกับโหลดที่หลากหลายได้มากขึ้น

5.2 แนวทางในการพัฒนาในอนาคต

สำหรับวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดต่าง ๆ ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถนำองค์ความรู้ที่เกิดขึ้นไปประยุกต์ใช้เพื่อการผลิตจริงของภาคอุตสาหกรรม อาทิเช่น หลอดไฟแอลอีดีแบบถนน (LED street light) หลอดไฟแอลอีดีสปอร์ตไลท์ (LED sport light) เป็นต้น

นอกจากนั้นยังสามารถนำเทคนิควงจรคอนเวอร์เตอร์ต่าง ๆ ไปใช้ในการสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตซิ่ง (Switching power supply) ซึ่งสำหรับเทคนิคที่ได้นำมาประยุกต์ใช้นั้นจะเป็นเทคนิคที่เหมาะสมกับอุปกรณ์ไฟฟ้าที่ต้องการให้มีคุณภาพกำลังไฟฟ้าสูง เช่น มีค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้าสูง ค่าความเพี้ยนของกระแสฮาร์โมนิกรวมต่ำ และสัญญาณรบกวนมีค่าน้อยลง ตามลำดับ





ภาคผนวก ก

เอกสารข้อมูล (Datasheet) ของไอซีสำเร็จรูป

Application Note AN4107

Design of Power Factor Correction Using FAN7527

1. Introduction

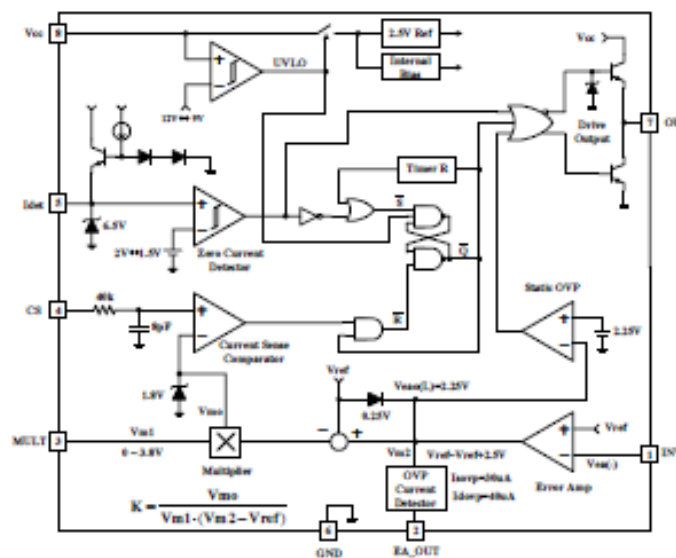
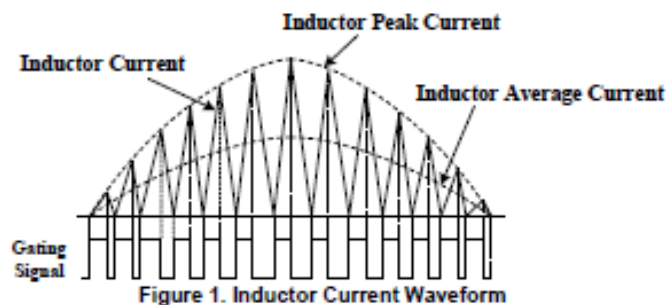
The FAN7527 is an active power factor correction (PFC) controller for boost PFC application which operates in the critical conduction mode. It turns on MOSFET when the inductor current reaches zero and turns off MOSFET when the inductor current meets the desired input current reference voltage as shown in Fig. 1. In this way, the input current waveform follows that of the input voltage, therefore a good

power factor is obtained.

1-1. Internal Block Diagram

It contains following blocks.

- Error amplifier (E/A)
- Zero current detection (Idet)
- Switch current sensing (CS)
- Input voltage sensing (MULT)
- Switch drive (OUT)



2. Device Block Description

2-1. Error Amplifier and Over Voltage Protection Block

The sensed and divided output voltage is feedback to the error amplifier inverting input (INV) to regulate the output voltage. The non-inverting input is internally biased at 2.5V. The error amp output (EA_OUT) is internally connected to the multiplier and is pinned out for the loop compensation. Generally, the control loop bandwidth of PFC converter is set below 20Hz to get a good power factor. In this application, a capacitor is connected between INV and EA_OUT. However, in case of over voltage condition, the E/A must be saturated low as soon as possible, but the narrow E/A bandwidth slows down the response. To make the over voltage protection fast, the soft OVP and dynamic

OVP is added. The FAN7527 monitors the current flowing into the EA_OUT pin. If the monitored current reaches about 30uA, the output of multiplier is forced to be decreased, thus reducing the input current drawn from the mains (soft OVP). If the monitored current exceeds 40uA, the OVP protection is triggered (dynamic OVP), then the external power transistor is switched off until the current falls below about 10uA. In this case, it disables some internal blocks reducing the quiescent current of the chip to 2mA. However, if the over voltage lasts so long that the output of E/A goes below 2.25V, then the protection is activated (static OVP) keeping the output stage and the external power switch turned off. The operation of the device is re-enabled as the E/A output goes back into its linear region.

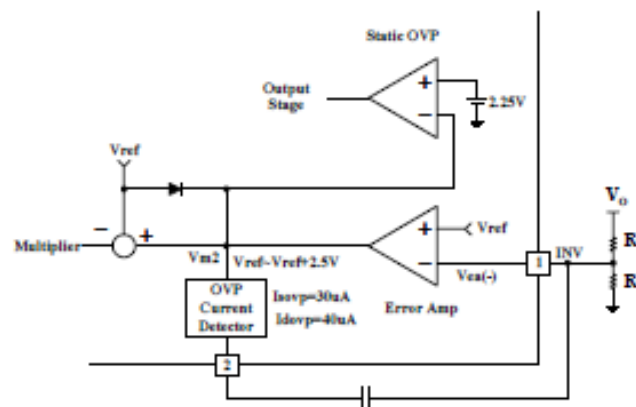


Figure 3. Error Amplifier and OVP Block

2-2. Multiplier

A single quadrant, two input multiplier is the critical element that enables this device to get power factor correction. One input of multiplier (Pin 3) is connected to an external resistor divider which monitors the rectified ac line voltage. The other input is internally driven by a DC voltage which is the difference between error amplifier output (Pin 2) and reference voltage, Vref. The multiplier is designed to have an extremely linear transfer curve over a wide dynamic range, 0V to 3.8V for Pin 3, and 2.25V to 6V for error amplifier output under all line and load conditions.

The multiplier output controls the current sense comparator threshold voltage as the ac voltage traverses sinusoidally from zero to peak line. This allows the inductor peak current to follow the ac line thus forcing the average input current to be sinusoidal. In other words, this has the effect of forcing the MOSFET on-time to track the input line voltage, resulting in a fixed drive output on-time, thus making the pre-converter load appear to be resistive to the ac line.

The equation below describes the relationship between multiplier output and its inputs.

$$V_{mo} = K \times V_{m1} \times (V_{m2} - V_{ref})$$

K : Multiplier gain

V_{m1} : Voltage at Pin 3

V_{m2} : Error amp output voltage

V_{mo} : Multiplier output voltage

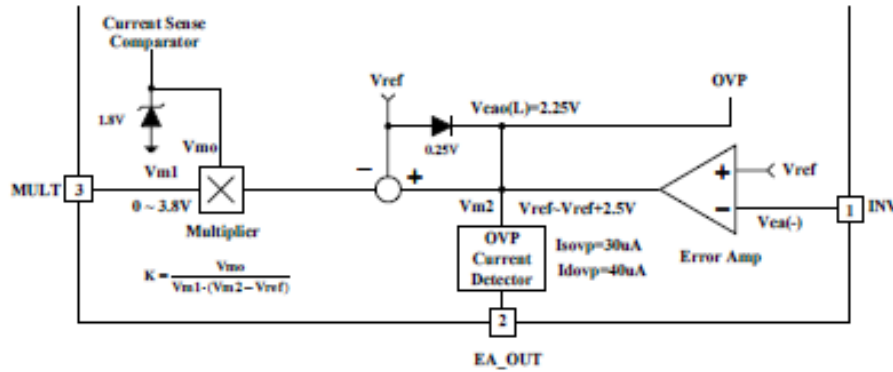


Figure 4. Multiplier block

2-3. Current Sense Comparator

The current sense comparator adopts the RS latch configuration to ensure that only a single pulse appears at the drive output during a given cycle. MOSFET drain current is sensed using an external sense resistor in series with the external MOSFET. When the sensed voltage exceeds the threshold set by the multiplier output, the current sense comparator turns off the MOSFET and resets the PWM latch. The latch insures that the output remains in a low state after the MOSFET drain current falls back to zero. The peak inductor current under the normal operating condition is controlled by the multiplier output, Vm0. The abnormal operating condition occurs during pre-converter

start-up at extremely high line or as output voltage sensing is lost. Under these conditions, the multiplier output and current sense threshold will be internally clamped to 1.8V. Therefore, the maximum peak switch current is limited to:

$$I_{pk(max)} = 1.8V / R_{sense}$$

In the FAN7527, an internal R/C filter has been included to attenuate any high frequency noise that may be present on the current waveform. This circuit block eliminates the need for an external R/C filter otherwise required for proper operation of the circuit.

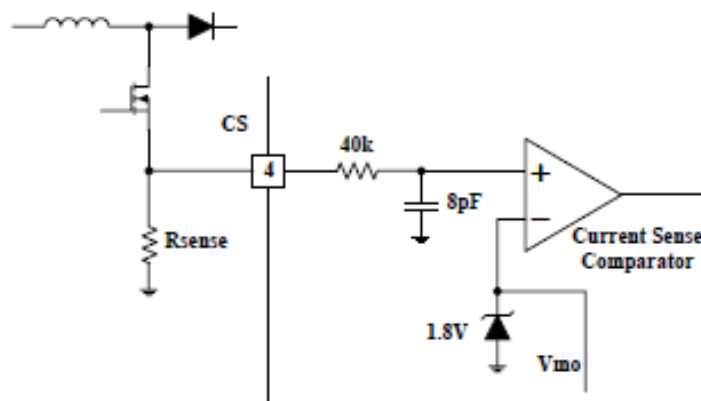


Figure 5. Current Sense Circuit

2-4. Zero Current Detector

FAN7527 operates as a critical conduction current mode controller. The zero current detector switches on the external MOSFET as the voltage across the boost inductor reverses, just after the current through the boost inductor has gone to zero. The slope of the inductor current is indirectly detected by monitoring the voltage across an auxiliary winding and connecting it to the zero current detector Pin 5.

Once the inductor current reaches ground level, the polarity of the voltage across the winding is reversed. When the Idet input falls below 1.5V, the comparator output is triggered to the low state. To prevent false tripping, 0.5V hysteresis is

provided. The zero current detector input is protected internally by two clamps. The upper 6.5V clamp prevents input over voltage breakdown while the lower 0.75V clamp prevents substrate injection. An internal current limit resistor protects the lower clamp transistor in case the Idet pin is shorted to ground accidentally. A watchdog timer function is added to the IC to eliminate the need for an external oscillator when used in stand-alone applications. The timer provides a means to start or restart the pre-converter automatically if the drive output has been off for more than 500us after the inductor current reached zero.

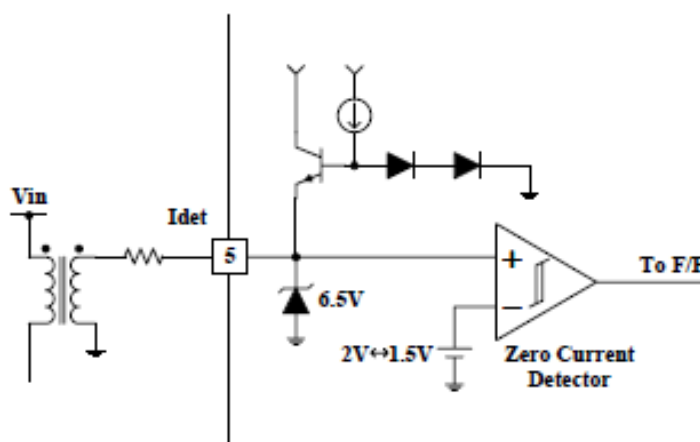


Figure 6. Zero Current Detector Block

2-5. Output Drive

The FAN7527 contains a single totem-pole output stage designed specifically for a direct drive of power MOSFET. The drive output is capable of up to 500mA peak current with a typical rise and fall time of 130ns, 50ns respectively with a 1.0nF load. Additional circuitry has been added to keep the drive output in a sinking mode whenever the UVLO is active. This characteristic eliminates the need for an external gate pull-down resistor. Internal voltage clamping ensures that the output driver is always lower than 14V when supply voltage exceeds the rated Vgs of the external MOSFET. This eliminates an external zener diode and extra power dissipation associated with it that otherwise is required for the reliable circuit operation.

3. Circuit Components Design

3-1. Power stage design

1) Boost inductor design

The boost inductor value is determined by the minimum

switching frequency limitation. The minimum switching frequency has to be above the audio frequency.

The switching period is maximum when the input voltage is highest at maximum load condition. $T_{S(max)}$ is a function of $V_{in(peak)}$ and V_O . It can have maximum value at highest line or at lowest line according to V_O . Check $T_{S(max)}$ at $V_{in(peak_min)}$ and $V_{in(peak_max)}$, then take the higher value for the maximum switching period. The boost inductor value can be obtained by (5)

$$t_{on} = L \frac{I_{L(peak)}(t)}{V_{in(peak)} \sin(\omega t)} = L \frac{2I_{in(peak)} \sin(\omega t)}{V_{in(peak)} \sin(\omega t)} \quad (1)$$

$$= L \frac{2I_{in(peak)}}{V_{in(peak)}}$$

$$t_{off} = L \frac{I_{in(peak)}(t)}{V_O - \sin(\omega t)} = L \frac{2I_{in(peak)} \sin(\omega t)}{V_O - V_{in(peak)} \sin(\omega t)} \quad (2)$$

$$I_{in(peak)} = \frac{2V_O I_O}{\eta \cdot V_{in(peak)}} \quad (3)$$

$$\begin{aligned} T_B &= t_{on} + t_{off} \\ &= 2L I_{in(peak)} \left(\frac{1}{V_{in(peak)}} + \frac{\sin(\omega t)}{V_O - V_{in(peak)} \sin(\omega t)} \right) \quad (4) \\ &= \frac{4LV_O I_O(max)}{\eta} \left(\frac{1}{V_{in(peak)}} + \frac{1}{V_{in(peak)}(V_O - V_{in(peak)})} \right) \\ T_{B(max)} &= \frac{4LV_O I_O(max)}{\eta} \left(\frac{1}{V_{in(peak)}} + \frac{1}{V_{in(peak)}(V_O - V_{in(peak)})} \right) \quad (5) \\ L &= \frac{1}{4t_{sw(min)} V_O I_O(max)} \left(\frac{1}{V_{in(peak)}} + \frac{1}{V_{in(peak)}(V_O - V_{in(peak)})} \right) \quad (6) \end{aligned}$$

2) Auxiliary winding design

The auxiliary winding voltage is lowest at the highest line. So the number of auxiliary winding can be obtained by (7). A small resistor is connected to the auxiliary winding to suppress the high frequency ringing voltage.

$$N_{aux} = \frac{V_{CC} \cdot N_P}{\left(V_O - \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{in(HL)} \right)} \quad (7)$$

3) Input capacitor design

The voltage ripple of the input capacitor is maximum when the line is lowest and the load is heaviest. If $f_{sw(min)} \gg f_{ac}$, the input current can be assumed to be constant during a switching period.

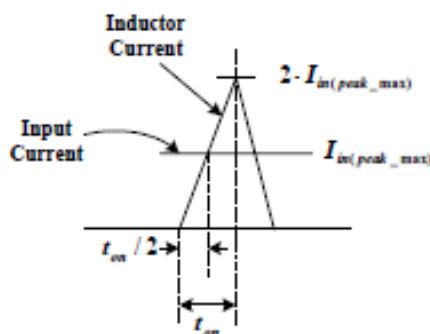


Figure 7. Input Current and Inductor Current Waveform during a Switching Cycle

$$\begin{aligned} C_{in} &\geq \frac{2}{\Delta V_{in(max)}} \cdot \int_0^{t_{on}} \left(I_{in(peak_max)} - \frac{2 \cdot I_{in(peak_max)} t}{t_{on}} \right) dt \\ &\geq \frac{t_{on} \cdot I_{in(peak_max)}}{2 \cdot \Delta V_{in(max)}} \quad (8) \\ &\geq \frac{L \cdot I_O^2(max) \cdot V_O^2}{\Delta V_{in(max)} \cdot V_{in(peak_max)}^3} \end{aligned}$$

The input capacitor must be larger than the value calculated by (8). And the maximum input capacitance is limited by the input displacement factor (IDF), defined as $IDF = \cos \theta$. Therefore the input capacitor must be smaller than $C_{in(max)}$ calculated by (12).

$$V_a = V_A = V_{in(peak)} \cos(\omega t) \quad (9)$$

$$i_a = I_a \cos(\omega t)$$

$$i_A = i_a + i_c = I_a \cos(\omega t) - \omega C_{in} V_{in(peak)} \sin(\omega t) \quad (10)$$

$$\theta = \tan^{-1} \frac{\omega C_{in} V_{in(peak)}}{I_a} \quad (11)$$

$$\begin{aligned} C_{in(max)} &= \frac{I_a}{\omega V_{in(peak)}} \tan(\cos^{-1}(IDF)) \\ &= \frac{2V_O I_O}{\omega V_{in(peak_max)}^2} \tan(\cos^{-1}(IDF)) \quad (12) \end{aligned}$$

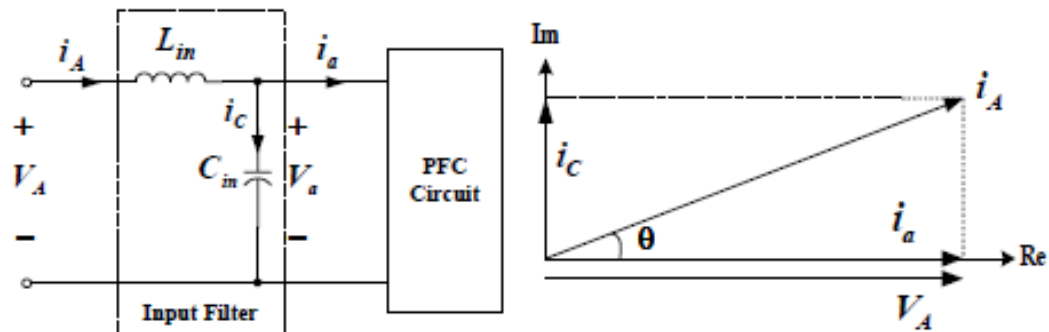


Figure 8. Input voltage and current displacement due to input filter capacitance

4) Output capacitor design

The output capacitor is determined by the relation between the input power and the output power. As shown in Fig. 10, the minimum output capacitance is determined by (14).

$$C_{O(\min)} \geq \frac{I_{O(\max)}}{2\pi f_{sc} \cdot \Delta V_{O(\max)}} \quad (14)$$

5) MOSFET and diode selection

Maximum MOSFET rms current is obtained by (15) and the conduction loss of the MOSFET is calculated by (16). When MOSFET turns on the MOSFET current rises slowly so the turn on loss is negligible. MOSFET turn off loss and MOSFET discharge loss are obtained by (17) and (18) respectively. The switching frequency of the critical conduction mode boost PFC converter varies according to the line condition and load condition. Therefore the switching frequency is the average value during a line period. The total MOSFET loss can be calculated by (19) and then a MOSFET can be selected considering MOSFET thermal characteristic.

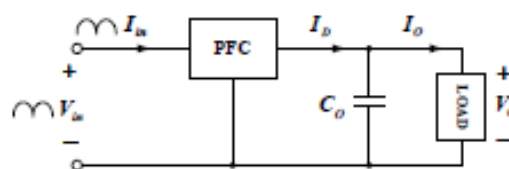


Figure 9. PFC configuration

$$\begin{aligned} P_{in} &= I_{in(rms)} V_{in(rms)} (1 - \cos(2\omega t)) = I_D V_O \\ I_D &= \frac{I_{in(rms)} V_{in(rms)}}{V_O} (1 - \cos(2\omega t)) \\ &= I_O (1 - \cos(2\omega t)) \quad (13) \end{aligned}$$

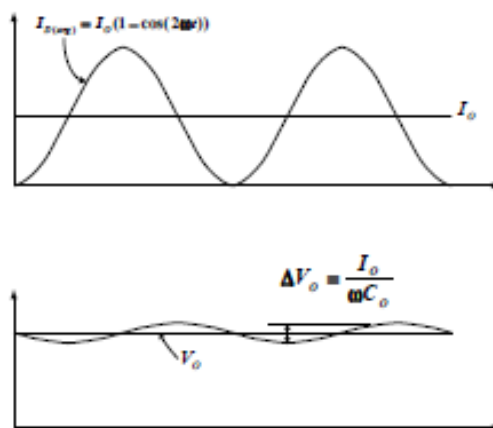


Figure 10. Diode current and output voltage waveform

$$\begin{aligned} I_{Qrms} &= I_{L(peak_max)} \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4\sqrt{2}V_{in(LL)}}{9\pi V_O}} \\ &= \frac{2\sqrt{2} \cdot V_O I_{O(\max)}}{\eta V_{in(LL)}} \sqrt{\frac{1}{6} - \frac{4\sqrt{2}V_{in(LL)}}{9\pi V_O}} \quad (15) \end{aligned}$$

$$P_{on} = I_{Qrms}^2 \cdot R_{DSon} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} P_{turn-off} &= \frac{1}{6} V_O I_{L(peak_max)} \cdot t_f \cdot f_{sw} \\ &= \frac{\sqrt{2} V_O^2 \cdot I_{O(\max)}}{3 \eta V_{in(LL)}} \cdot t_f \cdot f_{sw} \quad (17) \end{aligned}$$

$$P_{discharge} = \frac{4}{3} C_{oss} V_o \cdot V^2 \cdot f_{sw} \quad (18)$$

$$P_{MOSFET} = P_{on} + P_{turn-off} + P_{discharge} \quad (19)$$

And the MOSFET gate drive resistor is determined by (20).

$$R_g > \frac{V_{Omax}}{I_{Omax}} = \frac{16V}{500mA} = 32\Omega \quad (20)$$

Diode average current can be calculated by (21). The total diode loss can be calculated by (22) and then a diode can be selected considering diode thermal characteristic.

$$I_{Davg} = I_{O(max)} \quad (21)$$

$$P_{Diode} = V_f I_{Davg} \quad (22)$$

3-2. Control circuit design

1) Output voltage sensing resistor and feedback loop design

R_1 is determined by the maximum output over voltage, ΔV_{OVP} and R_2 is determined by (23).

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{V_O - 2.5}{2.5} \cdot R_1 = \frac{\Delta V_{OVP}}{40\mu A}$$

$$R_2 = \frac{2.5 R_1}{V_O - 2.5} \quad (23)$$

The feedback loop bandwidth must be narrower than 20Hz for the PFC application. Therefore a capacitor is connected between INV and EA_OUT to eliminate the 120Hz ripple voltage by 40dB. The error amp compensation capacitor can be calculated by (24). To improve the power factor, C_{comp} must be increased than the calculated value. And to improve the system response, C_{comp} must be lowered than the calculated value.

$$C_{comp} = \frac{1}{0.01 \cdot 2\pi \cdot 120Hz \cdot R_1} \quad (24)$$

2) Zero current detection resistor design

I_{det} current should be less than 3mA, therefore zero current detection resistor is determined by (25).

$$R_{idet} > \frac{N_{aux} \cdot V_O}{N_p \cdot 3mA}$$

3) Start-up circuit design

To start up the FAN7527, the start-up current must be supplied through a start-up resistor. The resistor value is calculated by (26) and (27). The start-up capacitor must supply IC operating current before the auxiliary winding supplies IC operating current maintaining Vcc voltage higher than the UVLO voltage. Therefore the start up capacitor is designed by (28).

$$R_{ST} \leq \frac{V_{in(peak_min)} - V_{th(st)max}}{I_{STmax}} \quad (26)$$

$$P_{Rst} = \frac{V_{in(rms_max)}^2}{R_{ST}} \leq 0.5W \quad (27)$$

$$C_{ST} \geq \frac{I_{dec}}{2\pi \cdot f_{ac} \cdot HY_{(ST)min}} \quad (28)$$

4) Line voltage sense resistor and current sense resistor design

The maximum line voltage sensing gain is determined by (29) at the highest line.

$$V_{PIN3} = V_{in(peak_max)} \cdot \frac{R_{in2}}{R_{in1} + R_{in2}}$$

$$= V_{in(peak_max)} \cdot G_{in(max)} < 3.8V \quad (29)$$

Calculate the pin 3 voltage at the lowest line using $G_{in(max)}$ by (30). Then the current sense resistor is determined by (31), (32) and (34). Once the current sense resistor is determined, then the minimum line voltage sensing gain, $G_{in(max)}$ is determined by (31).

$$V_{O(m)} = K \cdot V_{in(peak_min)} \cdot \frac{R_{in2}}{R_{in1} + R_{in2}} \cdot \Delta V_{m2(max)} \quad (30)$$

$$R_{sense} < \frac{V_{O(m)}}{I_{L(peak_max)}} = K \cdot V_{in(peak_min)} \cdot \frac{R_{in2}}{R_{in1} + R_{in2}}$$

$$\cdot 2.5V \cdot \frac{\eta V_{in(peak_min)}}{4 \cdot V_O I_{O(max)}} \quad (31)$$

$$R_{sense} < \frac{1.8V}{I_{L(peak_max)}} = 1.8V \cdot \frac{\eta V_{in(peak_min)}}{4 \cdot V_O I_{O(max)}} \quad (32)$$

$$P_{Rsense} = 2 \cdot \left(\frac{V_O I_{O(max)}}{\eta V_{in(peak_min)}} \right)^2 \cdot R_{sense} < 1W \quad (33)$$

$$R_{sense} < \frac{1W}{2} \cdot \left(\frac{\eta V_{in(peak_min)}}{V_O I_{O(max)}} \right)^2 \quad (34)$$

And attach 1nF capacitor in parallel with R2 to reduce the switching ripple voltage.

4. Design Example

A 100W converter is designed to illustrate the design procedure. The system parameters are as follows.

- Maximum output power : 100W
- Input voltage range : 85Vrms~265Vrms
- Output voltage : 400V
- AC line frequency : 60Hz
- PFC efficiency : 90%
- Minimum switching frequency : 34kHz
- Input displacement factor(IDF) : 0.98
- Input capacitor ripple voltage : 24V
- Output voltage ripple : 8V
- OVP set voltage : 450V

4-1. Inductor design

The boost inductor is determined by (6). Calculate it at both the lowest line and the highest line and choose the lower value. The calculated value is 586uH. To get the calculate inductor value, EI3026 core is used and the primary winding is 62 turns. The air gap is 0.586mm at both legs of the EI core. The auxiliary winding is determined by (7) and the auxiliary winding is 5 turns.

4-2. Input capacitor design

The minimum input capacitance is determined by the input voltage ripple specification. The calculated minimum input

capacitor value is 0.56 μ F. And the maximum input capacitance is restricted by IDf. The calculated value is 0.76 μ F. The selected value is 0.67 μ F for the input capacitor(sum of all capacitors connected to the input).

4-3. Output capacitor design

The minimum output capacitor is determined by (14) and the calculated value is 83 μ F. The selected value is 100 μ F capacitor.

4-4. MOSFET and diode selection

By (15)~(19), 500V/6A MOSFET FQP6N50 is selected and by (21)~(23), and 1000V/1A diode BYV26E is selected by (21)~(22).

4-5. Output voltage sense resistor and feedback loop design

The upper output voltage sense resistor is 1.2M Ω and the bottom output voltage sense resistor is 7k Ω plus 10k Ω variable resistor. A variable resistor is used to adjust the output voltage. The error amp compensation capacitance must be larger than 0.11 μ F by (24). Therefore 0.33 μ F capacitor is used.

4-6. Zero current detection resistor design

The calculate value is 430 Ω and the selected value is 22k Ω

4-7. Start-up circuit design

The maximum start-up resistor is 1 M Ω and the minimum is 140k Ω by (26)~(27). Our selection is 150k Ω . And the start-up capacitance must be larger than 10.6 μ F by (28). The selected value is 47 μ F.

4-8. Line voltage sense resistor and current sense resistor design

The maximum input voltage sensing gain is determined by (29). Using the calculated value, the current sense resistance is determined by (31), (32) and (34). The maximum current sense resistance is 0.48 Ω and the selected value is 0.2 Ω . Then the minimum input voltage sensing gain is determined by (30). If we choose the input voltage sense bottom resistor to be 18k Ω then the maximum input voltage sense upper resistance and the minimum input voltage sense upper resistance can be obtained from $G_{in(min)}$ and $G_{in(max)}$. The selected value is 2.7M Ω .

Fig. 11 shows the designed application circuit diagram and table 1 shows the 100W demo board components list.

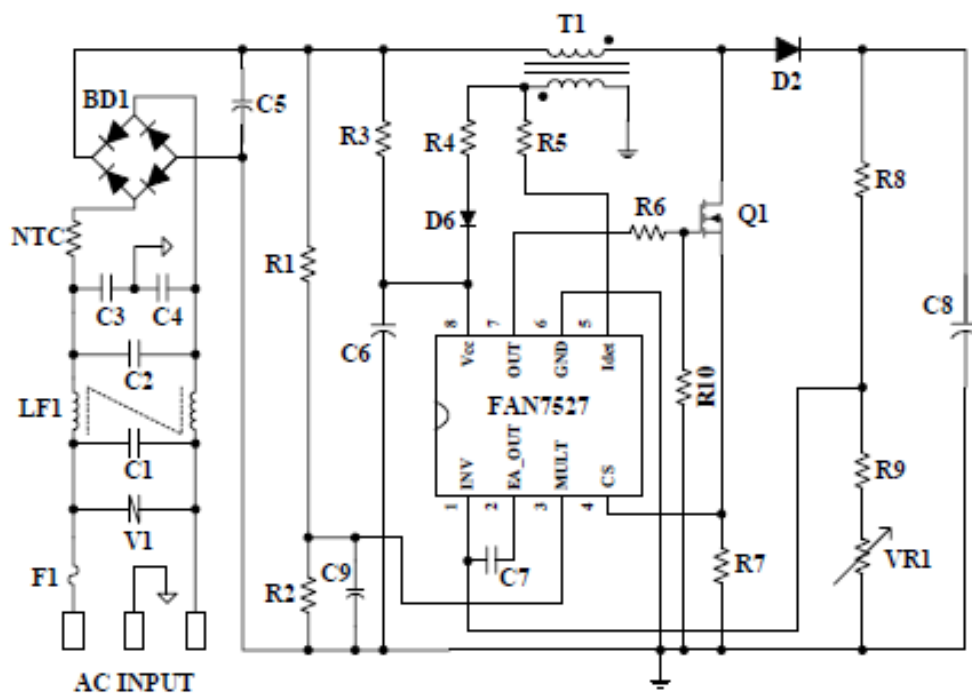


Figure 11. Application circuit diagram

TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits

1 Features

- Complete PWM Power-Control Circuitry
- Uncommitted Outputs for 200-mA Sink or Source Current
- Output Control Selects Single-Ended or Push-Pull Operation
- Internal Circuitry Prohibits Double Pulse at Either Output
- Variable Dead Time Provides Control Over Total Range
- Internal Regulator Provides a Stable 5-V Reference Supply With 5% Tolerance
- Circuit Architecture Allows Easy Synchronization

2 Applications

- Desktop PCs
- Microwave Ovens
- Power Supplies: AC/DC, Isolated, With PFC, > 90 W
- Server PSUs
- Solar Micro-Inverters
- Washing Machines: Low-End and High-End
- E-Bikes
- Power Supplies: AC/DC, Isolated, No PFC, < 90 W
- Power: Telecom/Server AC/DC Supplies: Dual Controller: Analog
- Smoke Detectors
- Solar Power Inverters

3 Description

The TL494 device incorporates all the functions required in the construction of a pulse-width-modulation (PWM) control circuit on a single chip. Designed primarily for power-supply control, this device offers the flexibility to tailor the power-supply control circuitry to a specific application.

The TL494 device contains two error amplifiers, an on-chip adjustable oscillator, a dead-time control (DTC) comparator, a pulse-steering control flip-flop, a 5-V, 5%-precision regulator, and output-control circuits.

The error amplifiers exhibit a common-mode voltage range from -0.3 V to $V_{CC} - 2\text{ V}$. The dead-time control comparator has a fixed offset that provides approximately 5% dead time. The on-chip oscillator can be bypassed by terminating RT to the reference output and providing a sawtooth input to CT, or it can drive the common circuits in synchronous multiple-rail power supplies.

The uncommitted output transistors provide either common-emitter or emitter-follower output capability. The TL494 device provides for push-pull or single-ended output operation, which can be selected through the output-control function. The architecture of this device prohibits the possibility of either output being pulsed twice during push-pull operation.

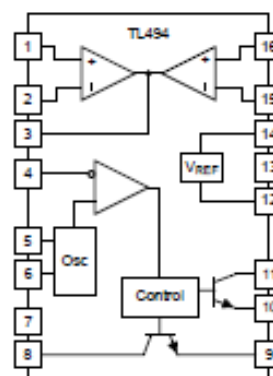
The TL494C device is characterized for operation from 0°C to 70°C . The TL494I device is characterized for operation from -40°C to 85°C .

Device Information⁽¹⁾

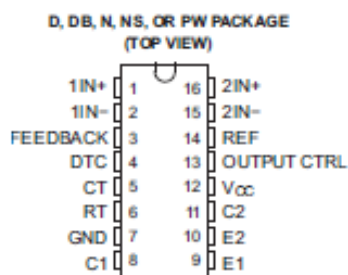
PART NUMBER	PACKAGE (PIN)	BODY SIZE
TL494	SOIC (16)	9.90 mm X 3.91 mm
	PDIP (16)	19.30 mm X 6.35 mm
	SOP (16)	10.30 mm X 5.30 mm
	TSSOP (16)	5.00 mm X 4.40 mm

(1) For all available packages, see the orderable addendum at the end of the data sheet.

4 Simplified Block Diagram



6 Pin Configuration and Functions



Pin Functions

PIN		TYPE	DESCRIPTION
NAME	NO.		
1IN+	1	I	Noninverting input to error amplifier 1
1IN-	2	I	Inverting input to error amplifier 1
2IN+	16	I	Noninverting input to error amplifier 2
2IN-	15	I	Inverting input to error amplifier 2
C1	8	O	Collector terminal of BJT output 1
C2	11	O	Collector terminal of BJT output 2
CT	5	—	Capacitor terminal used to set oscillator frequency
DTC	4	I	Dead-time control comparator input
E1	9	O	Emitter terminal of BJT output 1
E2	10	O	Emitter terminal of BJT output 2
FEEDBACK	3	I	Input pin for feedback
GND	7	—	Ground
OUTPUT CTRL	13	I	Selects single-ended/parallel output or push-pull operation
REF	14	O	5-V reference regulator output
RT	6	—	Resistor terminal used to set oscillator frequency
V _{CC}	12	—	Positive supply



TL494

SLV8074H – JANUARY 1983 – REVISED MARCH 2017

www.ti.com

7 Specifications

7.1 Absolute Maximum Ratings

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)⁽¹⁾

	MIN	MAX	UNIT
V_{CC} Supply voltage ⁽²⁾		41	V
V_I Amplifier input voltage		$V_{CC} + 0.3$	V
V_O Collector output voltage		41	V
I_O Collector output current		250	mA
Lead temperature 1,6 mm (1/16 inch) from case for 10 seconds		260	°C
T_{stg} Storage temperature range	-65	150	°C

(1) Stresses beyond those listed under *Absolute Maximum Ratings* may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only, and functional operation of the device at these or any other conditions beyond those indicated under *Recommended Operating Conditions* is not implied. Exposure to absolute-maximum-rated conditions for extended periods may affect device reliability.

(2) All voltages are with respect to the network ground terminal.

7.2 ESD Ratings

		MAX	UNIT
$V_{(ESD)}$ Electrostatic discharge	Human body model (HBM), per ANSI/ESDA/JEDEC JS-001, all pins	500	V
	Charged device model (CDM), per JEDEC specification JESD22-C101, all pins	200	

7.3 Recommended Operating Conditions

	MIN	MAX	UNIT
V_{CC} Supply voltage	7	40	V
V_I Amplifier input voltage	-0.3	$V_{CC} - 2$	V
V_O Collector output voltage		40	V
Collector output current (each transistor)		200	mA
Current into feedback terminal		0.3	mA
f_{OSC} Oscillator frequency	1	300	kHz
C_T Timing capacitor	0.47	10000	nF
R_T Timing resistor	1.8	500	k Ω
T_A Operating free-air temperature	TL494C	0	70
	TL494I	-40	85

7.4 Thermal Information

over operating free-air temperature range (unless otherwise noted)

PARAMETER	TL494					UNIT
	D	DB	N	NS	PW	
$R_{\theta JA}$ Package thermal impedance ⁽¹⁾⁽²⁾	73	82	67	64	108	°C/W

(1) Maximum power dissipation is a function of $T_J(\max)$, θ_{JA} , and T_A . The maximum allowable power dissipation at any allowable ambient temperature is $P_D = (T_J(\max) - T_A) / \theta_{JA}$. Operating at the absolute maximum T_J of 150°C can affect reliability.

(2) The package thermal impedance is calculated in accordance with JEDEC 51-7.



7.5 Electrical Characteristics, Reference Section

over recommended operating free-air temperature range, $V_{CC} = 15\text{ V}$, $f = 10\text{ kHz}$ (unless otherwise noted)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ⁽¹⁾	TL494C, TL494I			UNIT
		MIN	TYP ⁽²⁾	MAX	
Output voltage (REF)	$I_O = 1\text{ mA}$	4.75	5	5.25	V
Input regulation	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$		2	25	mV
Output regulation	$I_O = 1\text{ mA to }10\text{ mA}$		1	15	mV
Output voltage change with temperature	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$		2	10	mV/V
Short-circuit output current ⁽³⁾	REF = 0 V		25		mA

(1) For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

(2) All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

(3) Duration of short circuit should not exceed one second.

7.6 Electrical Characteristics, Oscillator Section

$C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$ (see Figure 5)

PARAMETER	TEST CONDITIONS ⁽¹⁾	TL494C, TL494I			UNIT
		MIN	TYP ⁽²⁾	MAX	
Frequency			10		kHz
Standard deviation of frequency ⁽³⁾	All values of V_{CC} , C_T , R_T , and T_A constant		100		Hz/kHz
Frequency change with voltage	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		1		Hz/kHz
Frequency change with temperature ⁽⁴⁾	$\Delta T_A = \text{MIN to MAX}$			10	Hz/kHz

(1) For conditions shown as MIN or MAX, use the appropriate value specified under recommended operating conditions.

(2) All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

(3) Standard deviation is a measure of the statistical distribution about the mean as derived from the formula:

$$\sigma = \sqrt{\frac{\sum_{n=1}^N (x_n - \bar{X})^2}{N - 1}}$$

(4) Temperature coefficient of timing capacitor and timing resistor are not taken into account.

7.7 Electrical Characteristics, Error-Amplifier Section

See Figure 6

PARAMETER	TEST CONDITIONS	TL494C, TL494I			UNIT
		MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX	
Input offset voltage	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		2	10	mV
Input offset current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		25	250	nA
Input bias current	$V_O (\text{FEEDBACK}) = 2.5\text{ V}$		0.2	1	μA
Common-mode input voltage range	$V_{CC} = 7\text{ V to }40\text{ V}$	-0.3 to $V_{CC} - 2$			V
Open-loop voltage amplification	$\Delta V_O = 3\text{ V}$, $V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2\ \text{k}\Omega$		70	95	dB
Unity-gain bandwidth	$V_O = 0.5\text{ V to }3.5\text{ V}$, $R_L = 2\ \text{k}\Omega$		800		kHz
Common-mode rejection ratio	$\Delta V_O = 40\text{ V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$		65	80	dB
Output sink current (FEEDBACK)	$V_{IO} = -15\text{ mV to }-5\text{ V}$, $V (\text{FEEDBACK}) = 0.7\text{ V}$		0.3	0.7	mA
Output source current (FEEDBACK)	$V_{IO} = 15\text{ mV to }5\text{ V}$, $V (\text{FEEDBACK}) = 3.5\text{ V}$		-2		mA

(1) All typical values, except for parameter changes with temperature, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.


TL494

SLVS074H – JANUARY 1993 – REVISED MARCH 2017

www.ti.com
7.8 Electrical Characteristics, Output Section

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX	UNIT
Collector off-state current		$V_{CE} = 40\text{ V}$, $V_{CC} = 40\text{ V}$		2	100	μA
Emitter off-state current		$V_{CC} = V_C = 40\text{ V}$, $V_E = 0$			-100	μA
Collector-emitter saturation voltage	Common emitter	$V_E = 0$, $I_C = 200\text{ mA}$		1.1	1.3	V
	Emitter follower	$V_{\text{DCTL or CQ}} = 15\text{ V}$, $I_E = -200\text{ mA}$		1.5	2.5	
Output control input current		$V_I = V_{\text{ref}}$			3.5	mA

 (1) All typical values, except for temperature coefficient, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

7.9 Electrical Characteristics, Dead-Time Control Section

 See [Figure 5](#)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX	UNIT
Input bias current (DEAD-TIME CTRL)		$V_I = 0$ to 5.25 V		-2	-10	μA
Maximum duty cycle, each output		V_I (DEAD-TIME CTRL) = 0, $C_T = 0.01\ \mu\text{F}$, $R_T = 12\ \text{k}\Omega$		45%		—
Input threshold voltage (DEAD-TIME CTRL)	Zero duty cycle			3	3.3	V
	Maximum duty cycle		0			

 (1) All typical values, except for temperature coefficient, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

7.10 Electrical Characteristics, PWM Comparator Section

 See [Figure 5](#)

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX	UNIT
Input threshold voltage (FEEDBACK)		Zero duty cycle		4	4.5	V
Input sink current (FEEDBACK)		V (FEEDBACK) = 0.7 V	0.3	0.7		mA

 (1) All typical values, except for temperature coefficient, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

7.11 Electrical Characteristics, Total Device

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX	UNIT
Standby supply current	$R_T = V_{\text{ref}}$ All other inputs and outputs open	$V_{CC} = 15\text{ V}$		6	10	mA
		$V_{CC} = 40\text{ V}$		9	15	
Average supply current		V_I (DEAD-TIME CTRL) = 2 V, See Figure 5		7.5		mA

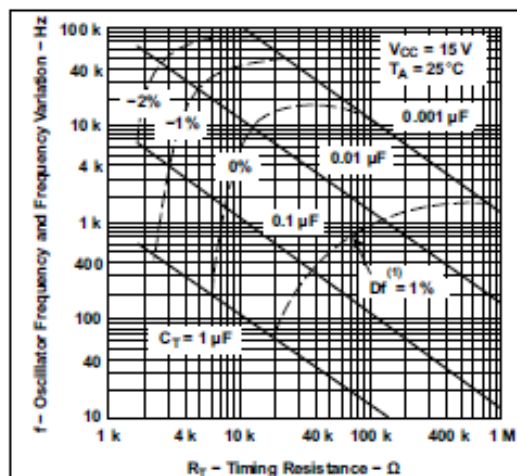
 (1) All typical values, except for temperature coefficient, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

7.12 Switching Characteristics
 $T_A = 25^\circ\text{C}$

PARAMETER		TEST CONDITIONS	MIN	TYP ⁽¹⁾	MAX	UNIT
Rise time	Common-emitter configuration, See Figure 7			100	200	ns
Fall time				25	100	ns
Rise time	Emitter-follower configuration, See Figure 8			100	200	ns
Fall time				40	100	ns

 (1) All typical values, except for temperature coefficient, are at $T_A = 25^\circ\text{C}$.

7.13 Typical Characteristics



Frequency variation (Δf) is the change in oscillator frequency that occurs over the full temperature range.

Figure 1. Oscillator Frequency and Frequency Variation vs Timing Resistance

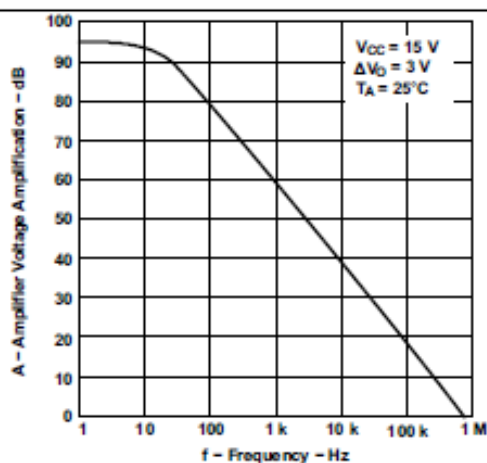


Figure 2. Amplifier Voltage Amplification vs Frequency

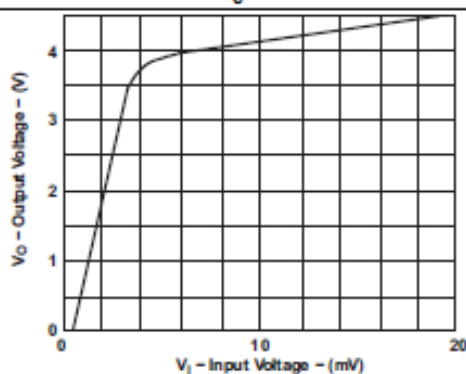


Figure 3. Error Amplifier Transfer Characteristics

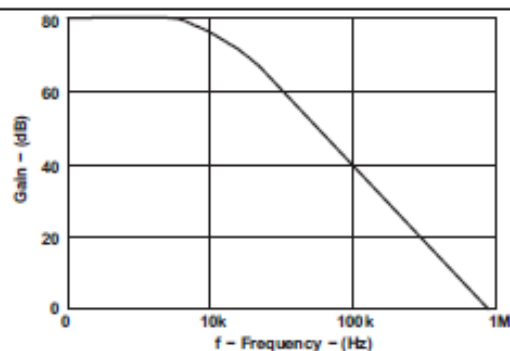


Figure 4. Error Amplifier Bode Plot

8 Parameter Measurement Information

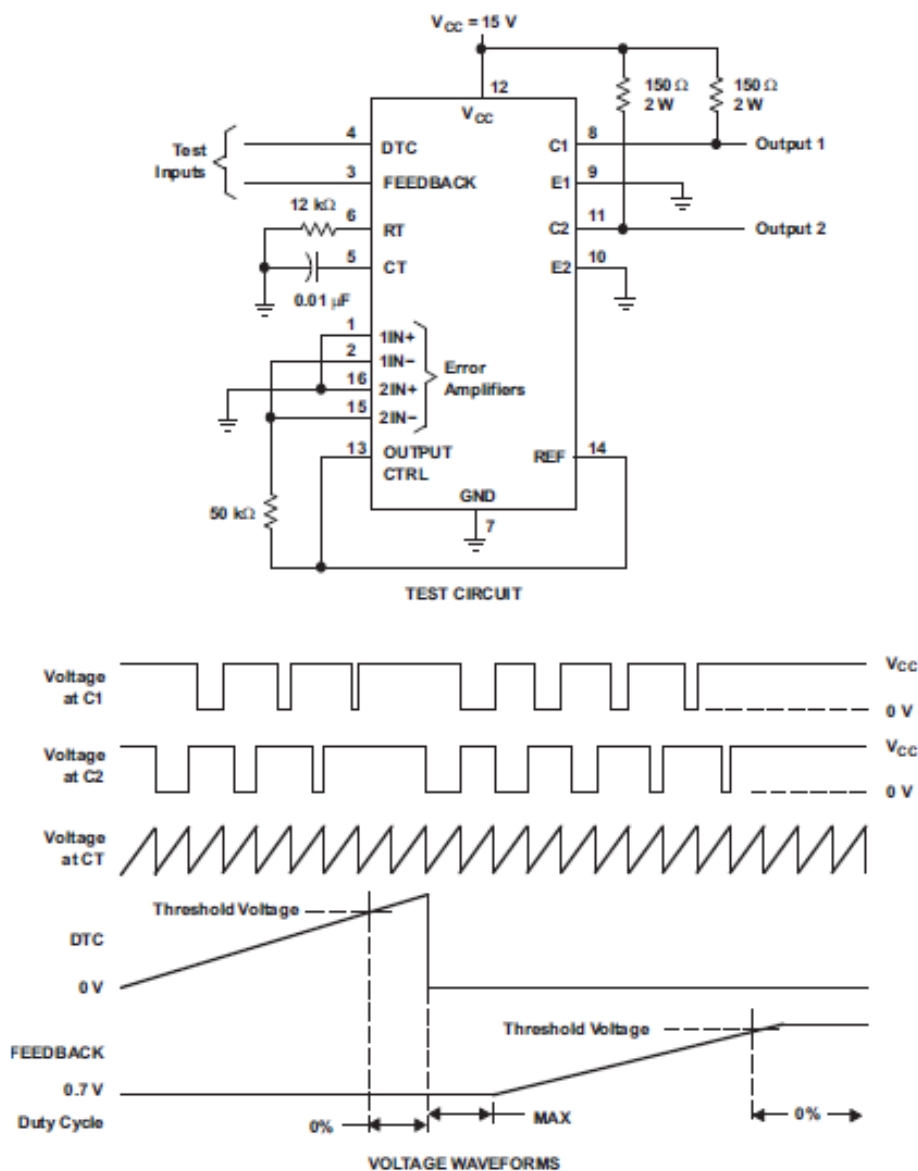


Figure 5. Operational Test Circuit and Waveforms

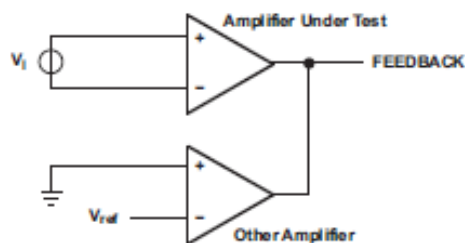
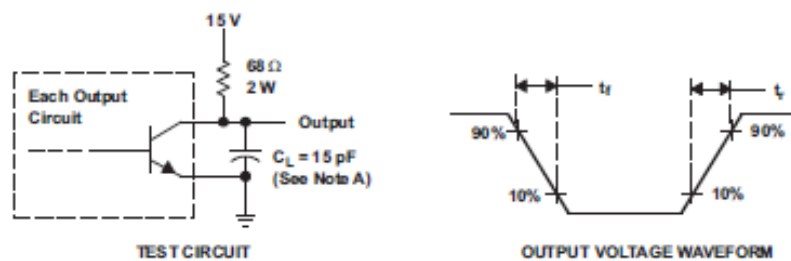
Parameter Measurement Information (continued)

Figure 6. Amplifier Characteristics

 NOTE A: C_L includes probe and jig capacitance.

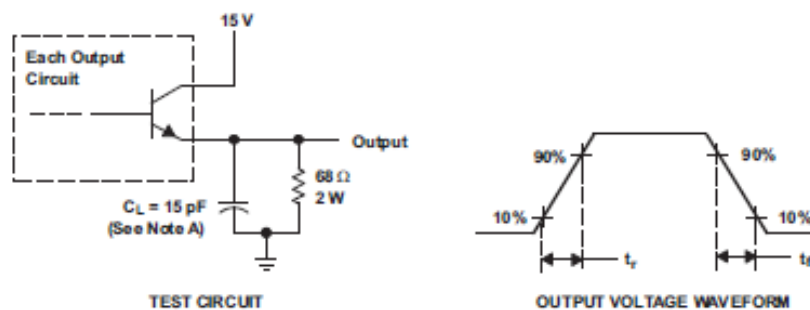
Figure 7. Common-Emitter Configuration

 NOTE A: C_L includes probe and jig capacitance.

Figure 8. Emitter-Follower Configuration

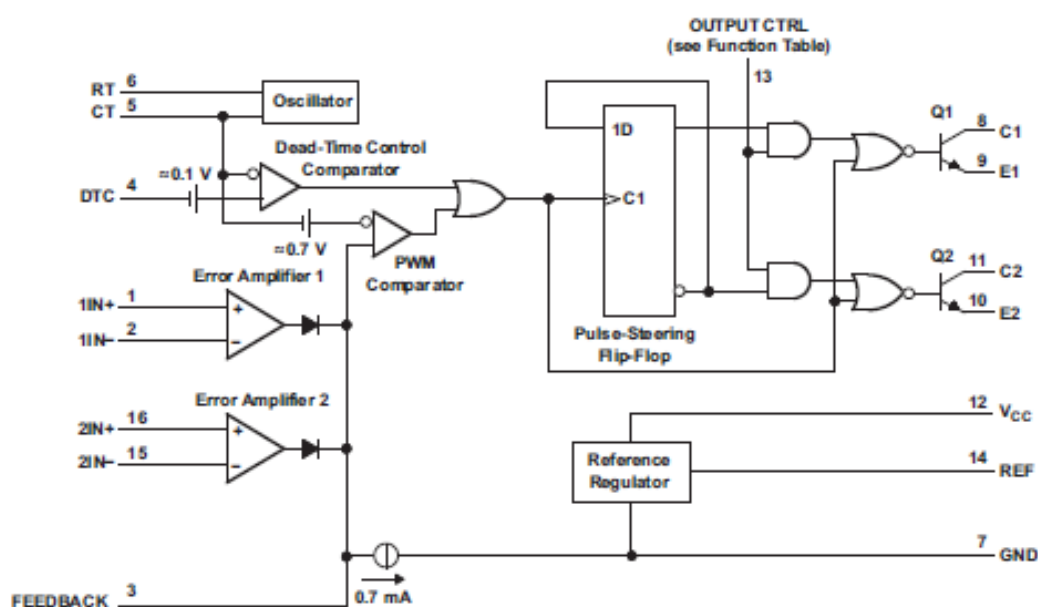
TL494

SLVS074H—JANUARY 1983—REVISED MARCH 2017

www.ti.com

9 Detailed Description**9.1 Overview**

The design of the TL494 not only incorporates the primary building blocks required to control a switching power supply, but also addresses many basic problems and reduces the amount of additional circuitry required in the total design. The TL494 is a fixed-frequency pulse-width-modulation (PWM) control circuit. Modulation of output pulses is accomplished by comparing the sawtooth waveform created by the internal oscillator on the timing capacitor (CT) to either of two control signals. The output stage is enabled during the time when the sawtooth voltage is greater than the voltage control signals. As the control signal increases, the time during which the sawtooth input is greater decreases; therefore, the output pulse duration decreases. A pulse-steering flip-flop alternately directs the modulated pulse to each of the two output transistors. For more information on the operation of the TL494, see the application notes located on ti.com.

9.2 Functional Block Diagram**9.3 Feature Description****9.3.1 5-V Reference Regulator**

The TL494 internal 5-V reference regulator output is the REF pin. In addition to providing a stable reference, it acts as a preregulator and establishes a stable supply from which the output-control logic, pulse-steering flip-flop, oscillator, dead-time control comparator, and PWM comparator are powered. The regulator employs a band-gap circuit as its primary reference to maintain thermal stability of less than 100-mV variation over the operating free-air temperature range of 0°C to 70°C. Short-circuit protection is provided to protect the internal reference and preregulator; 10 mA of load current is available for additional bias circuits. The reference is internally programmed to an initial accuracy of $\pm 5\%$ and maintains a stability of less than 25-mV variation over an input voltage range of 7 V to 40 V. For input voltages less than 7 V, the regulator saturates within 1 V of the input and tracks it.

Feature Description (continued)

9.3.2 Oscillator

The oscillator provides a positive sawtooth waveform to the dead-time and PWM comparators for comparison to the various control signals.

The frequency of the oscillator is programmed by selecting timing components R_T and C_T . The oscillator charges the external timing capacitor, C_T , with a constant current, the value of which is determined by the external timing resistor, R_T . This produces a linear-ramp voltage waveform. When the voltage across C_T reaches 3 V, the oscillator circuit discharges it, and the charging cycle is reinitiated. The charging current is determined by the formula:

$$I_{\text{CHARGE}} = \frac{3V}{R_T} \quad (1)$$

The period of the sawtooth waveform is:

$$T = \frac{3V \times C_T}{I_{\text{CHARGE}}} \quad (2)$$

The frequency of the oscillator becomes:

$$f_{\text{OSC}} = \frac{1}{R_T \times C_T} \quad (3)$$

However, the oscillator frequency is equal to the output frequency only for single-ended applications. For push-pull applications, the output frequency is one-half the oscillator frequency.

Single-ended applications:

$$f = \frac{1}{R_T \times C_T} \quad (4)$$

Push-pull applications:

$$f = \frac{1}{2R_T \times C_T} \quad (5)$$

9.3.3 Dead-time Control

The dead-time control input provides control of the minimum dead time (off time). The output of the comparator inhibits switching transistors Q1 and Q2 when the voltage at the input is greater than the ramp voltage of the oscillator. An internal offset of 110 mV ensures a minimum dead time of ~3% with the dead-time control input grounded. Applying a voltage to the dead-time control input can impose additional dead time. This provides a linear control of the dead time from its minimum of 3% to 100% as the input voltage is varied from 0 V to 3.3 V, respectively. With full-range control, the output can be controlled from external sources without disrupting the error amplifiers. The dead-time control input is a relatively high-impedance input ($I_i < 10 \mu\text{A}$) and should be used where additional control of the output duty cycle is required. However, for proper control, the input must be terminated. An open circuit is an undefined condition.

9.3.4 Comparator

The comparator is biased from the 5-V reference regulator. This provides isolation from the input supply for improved stability. The input of the comparator does not exhibit hysteresis, so protection against false triggering near the threshold must be provided. The comparator has a response time of 400 ns from either of the control-signal inputs to the output transistors, with only 100 mV of overdrive. This ensures positive control of the output within one-half cycle for operation within the recommended 300-kHz range.



TL494

SLVS074H—JANUARY 1983—REVISED MARCH 2017

www.ti.com

Feature Description (continued)

9.3.5 Pulse-Width Modulation (PWM)

The comparator also provides modulation control of the output pulse width. For this, the ramp voltage across timing capacitor C_T is compared to the control signal present at the output of the error amplifiers. The timing capacitor input incorporates a series diode that is omitted from the control signal input. This requires the control signal (error amplifier output) to be ~ 0.7 V greater than the voltage across C_T to inhibit the output logic, and ensures maximum duty cycle operation without requiring the control voltage to sink to a true ground potential. The output pulse width varies from 97% of the period to 0 as the voltage present at the error amplifier output varies from 0.5 V to 3.5 V, respectively.

9.3.6 Error Amplifiers

Both high-gain error amplifiers receive their bias from the V_I supply rail. This permits a common-mode input voltage range from -0.3 V to 2 V less than V_I . Both amplifiers behave characteristically of a single-ended single-supply amplifier, in that each output is active high only. This allows each amplifier to pull up independently for a decreasing output pulse-width demand. With both outputs ORed together at the inverting input node of the PWM comparator, the amplifier demanding the minimum pulse out dominates. The amplifier outputs are biased low by a current sink to provide maximum pulse width out when both amplifiers are biased off.

9.3.7 Output-Control Input

The output-control input determines whether the output transistors operate in parallel or push-pull. This input is the supply source for the pulse-steering flip-flop. The output-control input is asynchronous and has direct control over the output, independent of the oscillator or pulse-steering flip-flop. The input condition is intended to be a fixed condition that is defined by the application. For parallel operation, the output-control input must be grounded. This disables the pulse-steering flip-flop and inhibits its outputs. In this mode, the pulses seen at the output of the dead-time control/PWM comparator are transmitted by both output transistors in parallel. For push-pull operation, the output-control input must be connected to the internal 5-V reference regulator. Under this condition, each of the output transistors is enabled, alternately, by the pulse-steering flip-flop.

9.3.8 Output Transistors

Two output transistors are available on the TL494. Both transistors are configured as open collector/open emitter, and each is capable of sinking or sourcing up to 200 mA. The transistors have a saturation voltage of less than 1.3 V in the common-emitter configuration and less than 2.5 V in the emitter-follower configuration. The outputs are protected against excessive power dissipation to prevent damage, but do not employ sufficient current limiting to allow them to be operated as current-source outputs.

9.4 Device Functional Modes

When the OUTPUT CTRL pin is tied to ground, the TL494 is operating in single-ended or parallel mode. When the OUTPUT CTRL pin is tied to V_{REF} , the TL494 is operating in normal push-pull operation.



ตารางที่ ข.1 รายการวัสดุที่ใช้ในวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์

ลำดับ	ชิ้นส่วน	รายละเอียด	จำนวน	ราคา/หน่วย	ราคา
1	F1	Fuse 2A / 250V	1	10	10
2	R1, R2	Varistor diameter 10mm, 275Vac (RMS), 2500 A	2	3.18	6.36
3	C1, C2	Metallized Polypropylene Film Cap 0.33uF / 275 Vac \pm 20%, X2 Class	2	5.75	11.5
4	T1	Common Mode Suppression Chock 18mH / 0.8A	1	42.84	42.84
5	C3, C4	Ceramic Disc Cap 2.2nF / 250 Vac, \pm 20% Safety Standard Recognized	2	2.06	4.12
6	NTC	NTC Power Thermistor 20 Ω \pm 20% for Inrush Current Limiter	1	1.91	1.91
7	B1	Diode Single Phase Bridge Rectifier 800V / 2A	1	5.92	5.92
8	C5	Metallized polypropylene film Cap 0.1uF / 630 Vdc	1	4.55	4.55
9	PTC	PTC Thermistor 220 Ω \pm 30%, 500 VAC 400 mA	1	3.79	3.79
10	R3	R1/4w5% 1.8 M	1	0.18	0.18
11	C7	E-Cap GS Series 100uF/ 50 Volt 40°C to +85°C	1	1.29	1.29
12	R4	R1/4w 5% 18k	1	0.18	0.18
13	C6	Metallized Polyester Film Cap 1.0uF / 63Vdc, \pm 5%	1	3.66	3.66
14	R5	R1w 5% 150k	1	1.45	1.45
15	D2, D3	HIGH-SPEED SWITCHING DIODES 100V / 200mA	2	0.029	0.058
16	R11	R1/4w 5% 22k	1	0.18	0.18
17	T1	PFC TRANSFORMER 0.8mH	1	200	200
18	R10	R1/4w 5% 10E	1	0.18	0.18
19	IC1	Power Factor Controller	1	12.61	12.61
20	Q1	Power MOSFET N-Channel 600V / 9A, 40w	1	18.16	18.16
21	C9	Ceramic Multilayer Capacitor, 1uF / 50Vdc	1	6.43	6.43

ตารางที่ ข.1 รายการวัสดุที่ใช้ในวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรถีบักคอนเวอร์เตอร์ (ต่อ)

ลำดับ	ชิ้นส่วน	รายละเอียด	จำนวน	ราคา/หน่วย	ราคา
22	R6	R1w 5% 0.5E	1	1.45	1.45
23	D1	Switchmode Power Rectifiers, Ultrafast 600V / 4A	1	5.62	5.62
24	R7	R1/4w 5% 1M	1	0.18	0.18
25	R8	R1/4w 5% 5.6K	1	0.18	0.18
26	R9	Trimpot 25 Turns, 1k Ω , \pm 10%, 0.5 w	1	19.92	19.92
27	C8	E-Cap HP Series 100uF / 450Volt	1	30	30
28	IC2	Off-Line Switcher, EcoSmart, 66kHz 280mA at 230VAC;	1	29.43	29.43
29	D4, D5	Diode Ultrafast Rectifier 600V/1A trr 75ns	2	4.5	9
30	C13	Ceramic Disc Cap 0.1uF/50V, -20/+80%	1	0.08	0.08
31	R12	RO R1/4w 5% 2k	1	0.18	0.18
32	R13	RO R1/4w5% 18k	1	0.18	0.18
33	C14	E-Cap GS Series 10uF / 25Volt -40°C to +85°C, \pm 20%, 2,000 hrs.	1	0.51	0.51
34	L1	Leaded Power Inductors 1500uH, 0.55A	1	10.56	10.56
35	C15	E-Cap WK Series 1000uF / 16Volt	1	2.09	2.09
36	R14	RO R1/4w 5% 3.3k	1	0.18	0.18
37	IC3	PWM Controllers, Pulse Width Modulation Control	1	7.41	7.41
38	R19, R20, R21	Trimpot 25 Turns, 10k Ω , \pm 10%, 0.5 w	3	19.92	59.76
39	C12	Ceramic Disc Cap 0.01uF / 50Vdc, -20% / +80%	1	0.29	0.29
41	R22	RO R1/4w 5% 1k	1	0.18	0.18
42	R23	RO R1/4w 5% 2k	1	0.18	0.18
43	IC4	PHOTOCOUPLER GAAIAS IRED & PHOTO-IC	1	29.65	29.65
44	C16	E-Cap KM Series 10uF / 50Volt	1	0.05	0.05
45	R24	R1/4W5% 10E	1	0.18	0.18
46	D8, D9	Zener Diodes 1/2w 18V, I _z = 7mA	2	0.85	1.7
47	R25	RO R1/4W 5% 10k	1	0.18	0.18
48	D12	Ultrafast Rectifier Diode 400V / 8A	1	16.6	16.6

ตารางที่ ข.1 รายการวัสดุที่ใช้ในวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรบั๊กคอนเวอร์เตอร์ (ต่อ)

ลำดับ	ชิ้นส่วน	รายละเอียด	จำนวน	ราคา/หน่วย	ราคา
49	T2	TRANSFORMER 2.2mH	1	70	70
50	Q2	Power MOSFET N-Channel 20A / 500 V, 280 w	1	48.89	48.89
51	C10, C11	E-Cap RS Series 100uF / 100Volt -40°C to +105°C	2	4.11	8.22
52	R16, R17, R18	R1W 5% 0.5E	1	1.45	1.45
53	R15	RO R1/4W5% 100k	1	0.18	0.18
54	HEATSINK	Aluminium Heat Sink No.02239,M3-Screw Type, Size 36.5mm x 53mm x 32.2mm	1	28.05	28.05
55	CON2	Terminal Block 2 Pins Mini PCB 300V / 10A	1	4.09	4.09
56	CON3	Screw Terminal Block 3Pins, 300V / 20A, Pitch 5.00mm	1	7.49	7.49
57	SINK	TO247 heat sink	2	7.4	14.8
58	PCB	8.7*4 INCH (35 INCH)	1	150	150
59	SOCKET	IC Socket Machined Pin, 08 Pins, Pitch 2.54mm DIP Solder Type	2	4.01	8.02
รวม					902.30

ตารางที่ ข.2 รายการวัสดุที่ใช้ในวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

ลำดับ	ชิ้นส่วน	รายละเอียด	จำนวน	ราคา/หน่วย	ราคา
1	F1	Fuse 2A/250V, Time Lag	1	10	10
2	R1, R2	Varistor diameter 10mm, 275 Vac, 2,500 A	2	3.18	6.36
3	C1,C2	Metallized Polypropylene FilmCap 0.33 uF / 275 Vac \pm 20%, X2 Class	2	5.75	11.5
4	T1	Common Mode Suppression Chock 18 mH / 0.8A	1	42.84	42.84
5	C3, C4	Ceramic Disc Cap 2.2nF / 250Vac, \pm 20%	2	2.06	4.12
6	NTC	NTC Power Thermistor 20 Ω \pm 20% for Inrush Current Limiter	1	1.91	1.91
7	B1	Diode Bridge Rectifier 800 V / 2A	1	5.92	5.92
8	C5	Metallized flimCap 0.1 uF / 630Vdc	1	4.55	4.55

ตารางที่ ข.2 รายการวัสดุที่ใช้ในวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

(ต่อ)

ลำดับ	ชิ้นส่วน	รายละเอียด	จำนวน	ราคา/หน่วย	ราคา
9	PTC	PTC Thermistor 220Ω ± 30%, 500 VAC 400 mA	1	3.79	3.79
10	R3	R1 / 4ww 5% 1.8M	1	0.18	0.18
11	C7	E-Cap 100uF/50Volt 40°C to + 85°C	1	1.29	1.29
12	R4	R1 / 4w 5% 18k	1	0.18	0.18
13	C6	Metallized Polyester Film Cap 1.0 uF / 63 Vdc, ±5%	1	3.66	3.66
14	R5	R1w 5% 150k	1	1.45	1.45
15	D2, D3	HIGH-SPEED SWITCHING DIODES 100V / 200 mA	2	0.029	0.058
16	R11	R1/4w 5% 22k	1	0.18	0.18
17	T1	PFC TRANSFORMER 0.8mH	1	200	200
18	R10	R1/4w 5% 10E	1	0.18	0.18
19	IC1	Power Factor Controller	1	12.61	12.61
20	Q1	Power MOSFET N-Channel 600V / 9A, 40w	1	18.16	18.16
21	C9	Ceramic Multilayer Capacitor, 1uF / 50Vdc	1	6.43	6.43
22	R6	R1w 5% 0.5E	1	1.45	1.45
23	D1	Switchmode Power Rectifiers, Ultrafast 600V/4A	1	5.62	5.62
24	R7	R1/4w 5% 1M	1	0.18	0.18
25	R8	R1/4w 5% 5.6K	1	0.18	0.18
26	R9	Trimpot 25 Turns, 1kΩ, ±10%, 0.5 w	1	19.92	19.92
27	C8	E-Cap HP Series 100uF/450Volt	1	30	30
28	IC2	Off-Line Switcher, EcoSmart, 66kHz 280mA at 230VAC;	1	29.43	29.43
29	D4, D5	Diode Ultrafast Rectifier 600V/1A trr 75ns	2	4.5	9
30	C13	Ceramic Disc Cap 0.1uF/50V, -20/+80%	1	0.08	0.08
31	R12	RO R1/4w 5% 2k	1	0.18	0.18
32	R13	RO R1/4w 5% 18k	1	0.18	0.18
33	C14	E-Cap GS Series 10uF/25Volt -40°C to +85°C, ±20%, 2,000 hrs.	1	0.51	0.51

ตารางที่ ข.2 รายการวัสดุที่ใช้ในวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

(ต่อ)

ลำดับ	ชิ้นส่วน	รายละเอียด	จำนวน	ราคา/หน่วย	ราคา
34	L1	Leaded Power Inductors 1500uH, 0.55A	1	10.56	10.56
35	C15	E-Cap wK Series 1000 UF /16Volt	1	2.09	2.09
36	R14	RO R1/4w 5% 3.3k	1	0.18	0.18
37	IC3	PWM Controllers,Pulse width Modulation Control	1	7.41	7.41
38	R19, R20, R21	Trimpot 25 Turns,10k Ω , \pm 10%, 0.5w	3	19.92	59.76
39	C12	Ceramic Disc Cap 0.01uF/50Vdc, -20% / +80%	1	0.29	0.29
40	R22	RO R1/4w 5% 1k	1	0.18	0.18
41	R23	RO R1/4w 5% 2k	1	0.18	0.18
42	IC4	PHOTOCOUPLER GAAIAS IRED & PHOTO-IC	1	29.65	29.65
43	C16	E-Cap KM Series 10uF/50Volt	1	0.05	0.05
44	R24	R1/4w 5% 10E	1	0.18	0.18
45	D8, D9	Zener Diodes 1/2w 18V, I _z = 7mA	2	0.85	1.7
46	R25	RO R1/4w 5% 10k	1	0.18	0.18
47	D12	Ultrafast Rectifier Diode 400V/8A	1	16.6	16.6
48	T2	TRANSFORMER L= 0.5mH	1	70	70
49	Q2	Power MOSFET N-Channel 20A/500V,280w	1	48.89	48.89
50	C10, C11	E-Cap RS Series 100uF / 100Volt -40°C to +105°C	2	4.11	8.22
51	R16, R17, R18	R1w 5% 0.5E	1	1.45	1.45
52	R15	RO R1/4w 5% 100k	1	0.18	0.18
53	HEATSINK	Aluminium Heat Sink No.02239, Size 36.5mm x 53mm x 32.2mm	1	28.05	28.05
54	R32	RO R1w 5% 5k	1	1.45	1.45
55	R33, R31	RO R2w 5% 75k	2	2	4
56	C21	Capacitor 3.3nF/1000VDC	1	4.23	4.23
57	D10	TVS Diode 600w, BreakDown Voltage 180V	1	2.68	2.68
58	R26	RO R1w 5% 560E	1	1.45	1.45

ตารางที่ ข.2 รายการวัสดุที่ใช้ในวงจรขับโหลดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์
(ต่อ)

ลำดับ	ชิ้นส่วน	รายละเอียด	จำนวน	ราคา/หน่วย	ราคา
59	C17	Ceramic Cap 100pF/50Vdc \pm 5%	1	0.99	0.99
60	D11	Fast Recovery Rectifier Diodes 1000V/2A	1	1.78	1.78
61	CON2	Terminal Block 2 Pins Mini PCB 300V/10A	1	4.09	4.09
62	CON3	Screw Terminal Block 3Pins, 300V/20A, Pitch 5.00mm	1	7.49	7.49
63	SINK	TO247 heat sink	2	7.4	14.8
64	PCB	8.7*4 INCH (35 INCH2)	1	150	150
65	SOCKET	IC Socket Machined Pin, 08 Pins,Pitch 2.54mm DIP Solder Type	2	4.01	8.02
รวม					918.87

ตารางที่ ข.3 รายการวัสดุที่ใช้ในวงจรขับโหลดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรประยุกต์ฟลายแบ็ก
คอนเวอร์เตอร์

ลำดับ	ชิ้นส่วน	รายละเอียด	จำนวน	ราคา/หน่วย	ราคา
1	F1	Fuse 2A / 250V, Time Lag	1	10	10
2	R1, R2	Varistor diameter 10mm, 275 Vac, 2,500A	2	3.18	6.36
3	C1,C2	Metallized Polypropylene Film Cap 0.33uF / 275Vac \pm 20%, X2 Class	2	5.75	11.5
4	T1	Common Mode Suppression Chock 18mH / 0.8A	1	42.84	42.84
5	C3, C4	Ceramic Disc Cap 2.2nF / 250Vac, \pm 20% Safety Standard Recognized	2	2.06	4.12
6	NTC	NTC Power Thermistor 20 Ω \pm 20% for Inrush Current Limiter	1	1.91	1.91
7	B1	Diode Single Phase Bridge Rectifier 800V / 2A	1	5.92	5.92
8	C5	Metallized polypropylene flim Cap 0.1uF / 630Vdc	1	4.55	4.55
9	PTC	PTC Thermistor 220 Ω \pm 30%, 500 VAC 400 mA	1	3.79	3.79
10	R3	R1/4w 5% 1.8M	1	0.18	0.18

ตารางที่ ข.3 รายการวัสดุที่ใช้ในวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรประยุกต์ฟลายแบ็ก

คอนเวอร์เตอร์ (ต่อ)

ลำดับ	ชิ้นส่วน	รายละเอียด	จำนวน	ราคา/หน่วย	ราคา
11	C7	E-Cap GS Series 100uF / 50Volt 40°C to +85°C	1	1.29	1.29
12	R4	R1/4w 5% 18k	1	0.18	0.18
13	C6	Metallized Polyester Film Cap 1.0uF / 63Vdc, ±5%	1	3.66	3.66
14	R5	R1w 5% 150k	1	1.45	1.45
15	D2, D3	HIGH-SPEED SWITCHING DIODES 100V / 200 mA	2	0.029	0.058
16	R11	R1/4w 5% 22k	1	0.18	0.18
17	T1	PFC TRANSFORMER 0.8mH	1	200	200
18	R10	R1/4w 5% 10E	1	0.18	0.18
19	IC1	Power Factor Controller	1	12.61	12.61
20	Q1	Power MOSFET N-Channel 600V / 9A, 40w	1	18.16	18.16
21	C9	Ceramic Multilayer Capacitor, 1uF / 50 Vdc	1	6.43	6.43
22	R6	R1w5% 0.5E	1	1.45	1.45
23	D1	Switchmode Power Rectifiers, Ultrafast 600V / 4A	1	5.62	5.62
24	R7	R1/4w 5% 1M	1	0.18	0.18
25	R8	R1/4w5% 5.6K	1	0.18	0.18
26	R9	Trimpot 25 Turns, 1kΩ, ±10%, 0.5 w	1	19.92	19.92
27	C8	E-Cap HP Series 100uF / 450Volt	1	30	30
28	IC2	Off-Line Switcher, EcoSmart, 66kHz 280 mA at 230VAC;	1	29.43	29.43
29	D4, D5	Diode Ultrafast Rectifier 600V / 1A trr75ns	2	4.5	9
30	C13	Ceramic Disc Cap 0.1uF / 50V, -20/+80%	1	0.08	0.08
31	R12	RO R1/4w 5% 2k	1	0.18	0.18
32	R13	RO R1/4w5% 18k	1	0.18	0.18
33	C14	E-Cap GS Series 10uF / 25Volt -40°C to +85°C, ±20%, 2,000hrs.	1	0.51	0.51

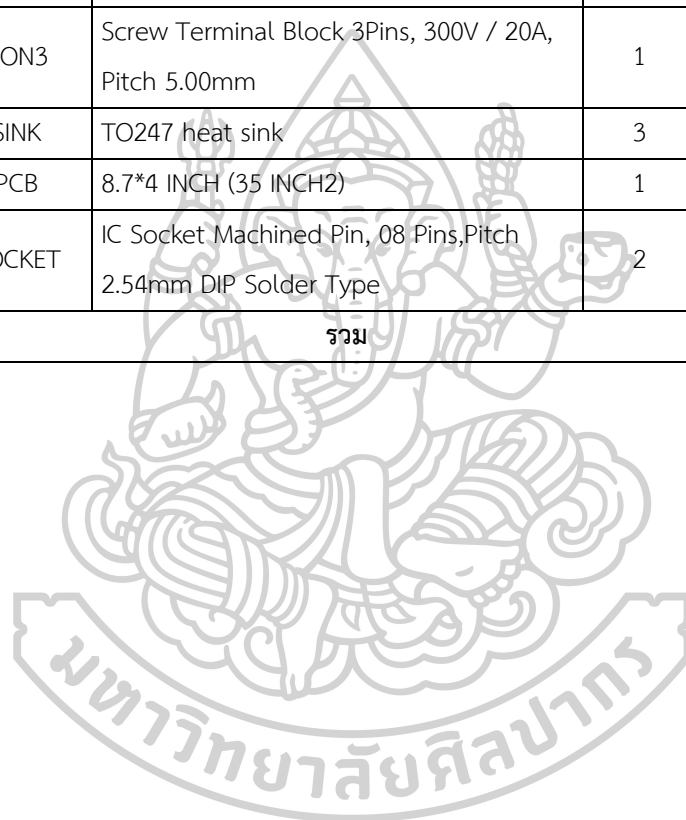
ตารางที่ ข.3 รายการวัสดุที่ใช้ในวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรประยุกต์ฟลายแบ็ก

คอนเวอร์เตอร์ (ต่อ)

ลำดับ	ชิ้นส่วน	รายละเอียด	จำนวน	ราคา/หน่วย	ราคา
34	L1	Leaded Power Inductors 1500 uH, 0.55A	1	10.56	10.56
35	C15	E-Cap wK Series 1000 uF / 16Volt	1	2.09	2.09
36	R14	RO R1/4w 5% 3.3k	1	0.18	0.18
37	IC3	PWM Controllers, Pulse width Modulation Control	1	7.41	7.41
38	R19, R20, R21	Trimpot 25 Turns, 10k Ω , \pm 10%, 0.5 w	3	19.92	59.76
39	C12	Ceramic Disc Cap 0.01uF/50Vdc, -20%/+80%	1	0.29	0.29
40	R22	RO R1/4w 5% 1k	1	0.18	0.18
41	R23, R19	RO R1/4w5% 2k	2	0.18	0.36
42	IC4	PHOTOCOUPLER GAAIAS IRED & PHOTO-IC	2	29.65	59.3
43	C16	E-Cap KM Series 10uF/50Volt	1	0.05	0.05
44	R24	R1/4w 5% 10E	2	0.18	0.36
45	D8, D9	Zener Diodes 1/2w 18V, I _z = 7mA	2	0.85	1.7
46	R25, R23	RO R1/4w 5% 10k	2	0.18	0.36
47	D12	Ultrafast Rectifier Diode 400V/8A	2	16.6	33.2
48	T2	TRANSFORMER L= 0.5mH	2	30	60
49	Q2	Power MOSFET N-Channel 20A / 500V, 280w	2	48.89	97.78
50	C10, C11, C12	E-Cap RS Series 100uF/100Volt -40°C to +105°C	3	4.11	12.33
51	R16, R17, R18	R1w 5% 2.2E	2	1.45	2.9
52	R15	RO R1/4w 5% 100k	1	0.18	0.18
53	R32	RO R1w 5% 5k	1	0.9	0.9
54	R33	RO R2w5% 47k	2	1.45	2.9
55	C21	Capacitor 3.3nF / 1000VDC	2	4.23	8.46
56	D10	TVS Diode 600w,Break Down Voltage 180V	2	2.68	5.36
57	R26	RO R1w 5% 560E	2	1.45	2.9

ตารางที่ ข.3 รายการวัสดุที่ใช้ในวงจรขับหลอดไฟแอลอีดีด้วยเทคนิควงจรประยุกต์ฟลายแบ็ก
คอนเวอร์เตอร์ (ต่อ)

ลำดับ	ชิ้นส่วน	รายละเอียด	จำนวน	ราคา/หน่วย	ราคา
58	C17	Ceramic Cap 100pF / 50Vdc \pm 5%	2	0.99	1.98
59	D11	Switchmode Power Rectifiers, Ultrafast 600V / 4A	2	5.62	11.24
60	CON2	Terminal Block 2 Pins Mini PCB 300V / 10A	1	4.09	4.09
61	CON3	Screw Terminal Block 3Pins, 300V / 20A, Pitch 5.00mm	1	7.49	7.49
62	SINK	TO247 heat sink	3	7.4	22.2
63	PCB	8.7*4 INCH (35 INCH2)	1	150	150
64	SOCKET	IC Socket Machined Pin, 08 Pins, Pitch 2.54mm DIP Solder Type	2	4.01	8.02
รวม					1,006.63





ตารางที่ ค.1 ค่าลำดับกระแสฮาร์โมนิกของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์

ลำดับ	ค่ากระแสฮาร์โมนิก	ค่ามาตรฐาน	ผลต่างที่เกิดขึ้น	ผลการตรวจสอบ
1	100	-	-	-
2	-	-	-	-
3	8.77	29.61	20.84	ผ่าน
4	-	-	-	-
5	1.29	10	8.71	ผ่าน
6	-	-	-	-
7	1.02	7	5.98	ผ่าน
8	-	-	-	-
9	1.05	5	3.95	ผ่าน
10	-	-	-	-
11	1.51	3	1.49	ผ่าน
12	-	-	-	-
13	1.58	3	1.42	ผ่าน
14	-	-	-	-
15	0.95	3	2.05	ผ่าน
16	-	-	-	-
17	1.14	3	1.86	ผ่าน
18	-	-	-	-
19	0.35	3	2.65	ผ่าน
20	-	-	-	-

ตารางที่ ค.2 ค่าลำดับกระแสฮาร์โมนิกของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์
ร่วมกับวงจรบีกคอนเวอร์เตอร์

ลำดับ	ค่ากระแสฮาร์โมนิก	ค่ามาตรฐาน	ผลต่างที่เกิดขึ้น	ผลการตรวจสอบ
1	100	-	-	-
2	-	-	-	-
3	14.35	29.61	15.26	ผ่าน
4	-	-	-	-
5	1.47	10	8.53	ผ่าน
6	-	-	-	-
7	1.316	7	5.68	ผ่าน
8	-	-	-	-
9	0.77	5	4.23	ผ่าน
10	-	-	-	-
11	2.58	3	0.43	ผ่าน
12	-	-	-	-
13	1.93	3	1.07	ผ่าน
14	-	-	-	-
15	1.36	3	1.64	ผ่าน
16	-	-	-	-
17	0.24	3	2.76	ผ่าน
18	-	-	-	-
19	0.71	3	2.29	ผ่าน
20	-	-	-	-

ตารางที่ ค.3 ค่าลำดับกระแสฮาร์โมนิกของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์
ร่วมกับวงจรฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

ลำดับ	ค่ากระแสฮาร์โมนิก	ค่ามาตรฐาน	ผลต่างที่เกิดขึ้น	ผลการตรวจสอบ
1	100	-	-	-
2	-	-	-	-
3	11.36	29.61	18.25	ผ่าน
4	-	-	-	-
5	1.11	10	8.89	ผ่าน
6	-	-	-	-
7	0.90	7	6.10	ผ่าน
8	-	-	-	-
9	1.36	5	3.64	ผ่าน
10	-	-	-	-
11	2.61	3	0.39	ผ่าน
12	-	-	-	-
13	1.64	3	1.36	ผ่าน
14	-	-	-	-
15	0.99	3	2.01	ผ่าน
16	-	-	-	-
17	1.24	3	1.76	ผ่าน
18	-	-	-	-
19	0.41	3	2.59	ผ่าน
20	-	-	-	-

ตารางที่ ค.4 ค่าลำดับกระแสฮาร์โมนิกของวงจรแก้ไขตัวประกอบกำลังไฟฟ้าแบบบูสต์คอนเวอร์เตอร์
ร่วมกับวงจรประยุกต์ฟลายแบ็กคอนเวอร์เตอร์

ลำดับ	ค่ากระแสฮาร์โมนิก	ค่ามาตรฐาน	ผลต่างที่เกิดขึ้น	ผลการตรวจสอบ
1	100	-	-	-
2	-	-	-	-
3	10.33	29.61	19.28	ผ่าน
4	-	-	-	-
5	1.03	10	8.97	ผ่าน
6	-	-	-	-
7	0.85	7	6.15	ผ่าน
8	-	-	-	-
9	1.25	5	3.75	ผ่าน
10	-	-	-	-
11	2.53	3	0.47	ผ่าน
12	-	-	-	-
13	1.53	3	1.47	ผ่าน
14	-	-	-	-
15	0.94	3	2.06	ผ่าน
16	-	-	-	-
17	1.48	3	1.52	ผ่าน
18	-	-	-	-
19	0.70	3	2.30	ผ่าน
20	-	-	-	-

รายการอ้างอิง

1. Held, G., *Introduction to Light Emitting Diode Technology and Applications*. 2008: Auerbach Publications
2. Wang, Y., J.M. Alonso, and X. Ruan, *A Review of LED Drivers and Related Technologies*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017. **64**(7): p. 5754-5765.
3. พิราพร นุชประเสริฐ, การศึกษาถึงความสัมพันธ์เชิงสาเหตุของปัจจัยบางประการที่ส่งผลต่อความตระหนักรู้ในหลอดไฟแอลอีดีเพื่อประหยัดพลังงาน. 2558, มหาวิทยาลัยศิลปากร: คณะวิทยาการจัดการ. p. 159.
4. Chang, M.-H., et al., *Light emitting diodes reliability review*. Microelectronics Reliability, 2012. **52**(5): p. 762-782.
5. วีระเชษฐ ชื่นเงิน, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (*Power electronics*). 2548, กรุงเทพมหานคร: ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ. พรินต์ติ้ง.
6. ศิริชัย คล่องการพานิช, เข้าใจไม่ยากกับการทำงานของสวิตชิงเรกูเลเตอร์. 2539, เซมิคอนดักเตอร์อิเล็กทรอนิกส์ บริษัท ซีเอ็ดดูเคชั่น จำกัด (มหาชน) กรุงเทพมหานคร.
7. Rashid, M.H., *Power Electronics Handbook 3rd Edition*. Third ed. 2011: Butterworth-Heinemann.
8. Gerardo, H.M. and J.C. Gómez, *Design and evaluation of a 28W solid state lighting system*. IEEE Transactions on Power, Electronics and Computing, 2015.
9. ทรรศน์ โชติวัฒนตระกูล, การวิเคราะห์และออกแบบโดยเทคนิคการประมาณค่าฟังก์ชันถ่ายโอนในวงรอบกระแสเพื่อการควบคุมโหมดกระแสเฉลี่ยของวงจรแปลงผันไฟสลับ-ไฟตรงแบบทบระดับแรงดันไฟฟ้าสำหรับการแก้ค่าตัวประกอบกำลังวงจร. 2559, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ: ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ คณะวิศวกรรมศาสตร์. p. 68.
10. ศรีณัฐ ฉลาดยิ่ง and น. รักไทยเจริญชีพ, การปรับปรุงกระแสฮาร์มอนิกที่มีผลกระทบต่ออุปกรณ์ปรับปรุงค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า. วารสารวิชาการเทคโนโลยีอุตสาหกรรม, 2559. **12**(1): p. 109-120.
11. เอกชัย ชัยดี, การตรวจสอบคุณภาพไฟฟ้าและประสิทธิภาพของหลอดไฟฟ้าเชิงพาณิชย์ในประเทศไทย. วารสารวิจัยและพัฒนา มจร., 2556. **36**(2): p. 153-170.

12. Azazi, H.Z., S.M. Ahmed, and A.E. Lashine, *Single-stage three-phase boost power factor correction circuit for AC-DC converter*. International Journal of Electronics, 2018. **105**(1): p. 30-41.
13. Nirmla, M., *Design and Simulation of CCM Boost Converter for Power Factor Correction Using Variable Duty Cycle Control*. International Journal of Electrical and Computer Engineering, 2014. **8**(1): p. 156-159.
14. Trujillo, C., et al., *Design and development of a LED Driver prototype with a Single-Stage PFC and low current harmonic distortion*. IEEE Latin America Transactions, 2017. **15**(8): p. 1368-1375.
15. Lin, P.-Y. and T.-J. Liang, *Buck-Type Wide-Range Dimmable LED Driver*. Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2017: p. 1563-1569.
16. Wang, Y., et al., *Two-stage LED street lighting system based on a novel single-stage AC/DC converter*. IET Power Electronics, 2014. **7**(6): p. 1374-1383.
17. Cha, W.J., et al., *Single Power-Conversion LED Backlight Driving System With High Power Factor Control*. Journal of Display Technology, 2014. **10**(5): p. 407-413.
18. Wang YIJIE, Wang WEI, and Xu DIANGUO *A Single-stage LED Driver for The Street Lighting System*. Electrical Review, 2014. 250-254.
19. Fred Schubert, E. and J.K. Kim, *Solid-State Light Sources Getting Smart*. Vol. 308. 2005. 1274-8.
20. ณัชชา บุรณสิงห์, หลอด LED: นวัตกรรมเพื่อการอนุรักษ์และประหยัดพลังงาน 2558, การไฟฟ้าฝ่ายผลิตแห่งประเทศไทย: กรุงเทพมหานคร.
21. Bessho, M. and K. Shimizu, *Latest trends in LED lighting*. Electronics and Communications in Japan, 2012. **95**(1): p. 1-7.
22. Ryckaert, W.R., et al., *Linear LED tubes versus fluorescent lamps: An evaluation*. Energy and Buildings, 2012. **49**: p. 429-436.
23. ชาญวิทย์ ตั้งสิริวรกุล, การศึกษาสมรรถนะการออกแบบส่องสว่างโดยใช้แอลอีดีกำลังสูง. 2552, สำนักงานคณะกรรมการวิจัยแห่งชาติ (วช.) กรุงเทพมหานคร. p. 79.
24. Schubert, E.F., *Light -Emitting Diodes*. second ed. 2006, cambridge university press.
25. ZABILIUTE, A., *Temperature characteristics of LEDs*. 2013, VILNIUS UNIVERSITY.

26. เฉลิมพล เรื่องพัฒนาวิวัฒน์, โคมไฟถนนหลอดแอลอีดีพลังงานแสงอาทิตย์. 2556, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลสุวรรณภูมิ: คณะวิศวกรรมศาสตร์และสถาปัตยกรรมศาสตร์. p. 95.
27. Griffith, P. *Designing Switching Voltage Regulators With the TL494*. 2011.
28. พีรวัจน์ มีสุข, การลดสัญญาณรบกวนคลื่นแม่เหล็กไฟฟ้าจากอุปกรณ์ขับหลอดแอลอีดี. วารสารวิจัยและพัฒนา มจร., 2016. 11(2): p. 178-188.
29. Blake, C. and C. Bull, *IGBTs Or MOSFETs: Which Is Better For Your Design?*, in *Electronic Design*. 2015.
30. Laboratory, P.S.A., *Switched Mode Power Supplies*. 2013, Philips Semiconductors. p. 107-203.
31. Cheng, H.L., et al. *A novel interleaved flyback-typed converter with ZVS operation*. in *2016 IEEE 2nd Annual Southern Power Electronics Conference (SPEC)*. 2016.
32. Durgadevi, S. and M.G. Umamaheswari, *Analysis and Design of Single Phase Power Factor Correction using DC-DC SEPIC Converter with Bang-Bang and PSO based Fixed PWM Techniques*. Energy Procedia, 2017. **117**(Supplement C): p. 79-86.
33. Boylestad, R.L. and L. Nashelsky, *electronic devices and circuit theory*. eleventh ed. 2013, United States of America: Pearson Education, Inc. 927.
34. Chapman, S.J., *Electric Machinery Fundamentals*. Fifth ed. 2012, New York: McGraw-Hill.
35. สุรพล เขียรมนตรี, อิเล็กทรอนิกส์กำลัง. 2545: ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสงขลานครินทร์.
36. McLyman, C.W.T., *Transformer and Inductor design handbook*. 2004, New York: Marcel Dekker, Inc.
37. Hart, D.W., *Power Electronics*. 2011, New York: Mc Graw Hill.
38. Kazimierczuk, M.K., *Pulse-Width Modulated DC-DC Power Converters*. Second ed. 2015, United Stated of America: John Wiley & Sons. 960.
39. Plow, R., *Effects of Switch Mode Power Supply Hamonic Currents on Building Power Systems and Stand-by Engine Alternators* 2002: p. 665-668.
40. Hartmann, W.M., *Signals, Sound, and Sensation*. 1998: AIP-Press. 647.

41. Instrument, T., *TL494 Pulse-Width-Modulation Control Circuits*. 2017, Texas Instrument Incorporated: United State.
42. สันติชัย หงษ์เวียงจันทร์. วงจรขับชุดหลอด *High Power LED* ด้วยวงจร *SEPIC Converter* ปรับความสว่างได้ที่มีขนาดเล็กและราคาถูก. 2554. การประชุมวิชาการงานวิจัยและพัฒนาเชิงประยุกต์.
43. Semiconductor, O., *Power Factor Correction (PFC) Handbook*. 2014, USA: SCILLC.
44. Karatzaferis, J., et al., *Comparison and Evaluation of Power Factor Correction Topologies for Industrial Applications*. Energy and Power Engineering, 2013. **05(06)**: p. 401-410.
45. จันทรมাত্র, พ., การศึกษาและออกแบบวงจรขับหลอด *LEDs* ที่มีการใช้วงจรภาคหน้าที่อยู่บนพื้นฐานของวงจรแปลงผันกำลังไฟสลับเฟสเดียว ข ไฟตรงแบบฟลายแบ็กสำหรับการปรับปรุงตัวประกอบกำลัง, in ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์. 2554, มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ: ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์. p. 89.
46. วิบูลย์ ชื่นแขก, ฮาร์โมนิกในระบบไฟฟ้ากำลัง. 2549, กรุงเทพมหานคร: ศูนย์ผลิตตำราเรียนสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ.
47. Kamenka, A., *Six tough topics about harmonic distortion and power quality indices in electric power systems*. 2014, Switzerland: Schaffner group.
48. Eghtedarpour, N., M.A. Karimi, and M. Tavakoli. *Harmonic resonance in power systems - a documented case*. in *2014 16th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*. 2014.
49. สมาร์ทเลิร์นนิ่ง, เรียนรู้การใช้งาน *OrCAD PSpice & PCB Design*. 2543, กรุงเทพมหานคร: ห้างหุ้นส่วนจำกัดสามัญสมาร์ทเลิร์นนิ่ง.
50. Villanueva, I., et al. *Comparative analysis of the reliability of drivers for power LED*. in *2015 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*. 2015.
51. Pollock, A., H. Pollock, and C. Pollock, *High Efficiency LED Power Supply*. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2015. **3(3)**: p. 617-623.
52. Jane, G.c., et al. *High-efficiency LED driver for street light applications*. in *2012 International Conference on Renewable Energy Research and Applications*

- (ICRERA). 2012.
53. Cheng, C.A., et al., *Design and Implementation of a Single-Stage Driver for Supplying an LED Street-Lighting Module With Power Factor Corrections*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015. **30**(2): p. 956-966.
 54. Uddin, S., et al. *An analysis of harmonics from LED lamps*. in *2012 Asia-Pacific Symposium on Electromagnetic Compatibility*. 2012.
 55. Levron, Y., H. Kim, and R.W. Erickson, *Design of EMI Filters Having Low Harmonic Distortion in High-Power-Factor Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2014. **29**(7): p. 3403-3413.
 56. Svilainis, L., *Comparison of the EMI Performance of LED PWM Dimming Techniques for LED Video Display Application*. Journal of Display Technology, 2012. **8**(3): p. 162-165.
 57. Yazdani, M.R., N.A. Filabadi, and J. Faiz, *Conducted electromagnetic interference evaluation of forward converter with symmetric topology and passive filter*. IET Power Electronics, 2014. **7**(5): p. 1113-1120.
 58. Texas Instruments, *Inductor and Flyback Transformer Design*. 2001, Texas Instruments Incorporated.



ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-สกุล	จันทิมา ลาภสง่ผล
วัน เดือน ปี เกิด	26 พฤศจิกายน 2533
สถานที่เกิด	ประจวบคีรีขันธ์
วุฒิการศึกษา	วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ.) สาขาวิศวกรรมการจัดการและโลจิสติกส์ GPA. 3.45 เกียรตินิยมอันดับ 2
ที่อยู่ปัจจุบัน	629 หมู่ 3 ตำบลไร่เก่า อำเภอสามร้อยยอด จังหวัดประจวบคีรีขันธ์ 77180

