



วงจรทระดับแรงดันประสิทธิภาพสูงโดยใช้เทคนิคทระดับแรงดันหลายชั้นร่วมกับเทคนิคชาร์จปั๊มบี

คู่

วิทยานิพนธ์

ของ

เลิศพันธ์ เพียรสร้างสรรค์

พหุ ประจักษ์ วิเว

เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร

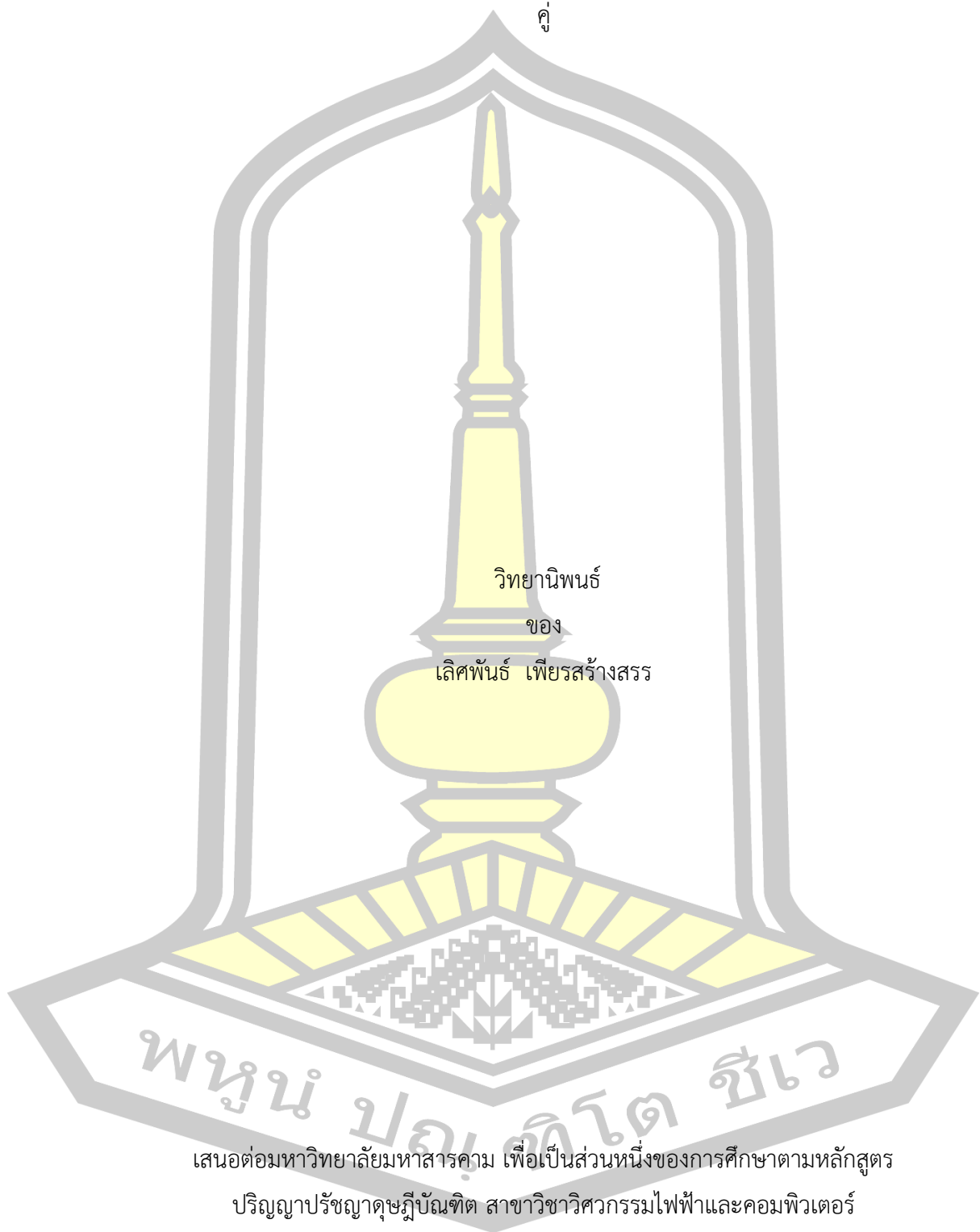
ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

เมษายน 2562

สงวนลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

วงจรทระดับแรงดันประสิทธิภาพสูงโดยใช้เทคนิคบระดับแรงดันหลายชั้นร่วมกับเทคนิคชาร์จปีมบี

คู่

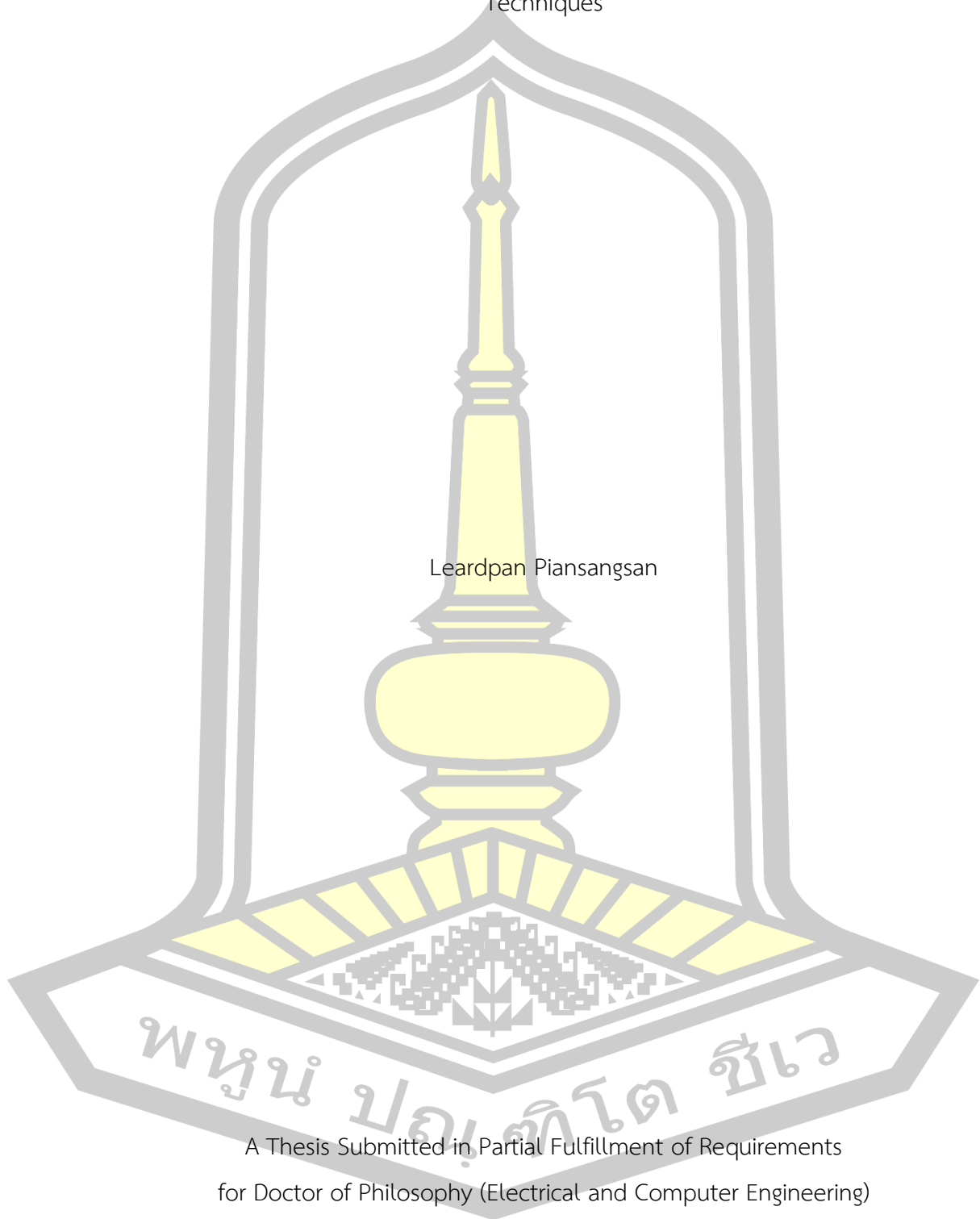


เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร  
ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

เมษายน 2562

สงวนลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

High Efficient Boost Converter using Voltage Multiplier with Dual Charge Pump  
Techniques



Leardpan Piansangsan

A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of Requirements  
for Doctor of Philosophy (Electrical and Computer Engineering)

April 2019

Copyright of Mahasarakham University



คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ได้พิจารณาวิทยานิพนธ์ของนายเลิศพันธ์ เพียร  
สร้างสรรค์ แล้วเห็นสมควรรับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญา ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

ประธานกรรมการ

(รศ. ดร. วรวัฒน์ เสงี่ยมวิบูล )

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

(ผศ. ดร. ชลธิ์ โพธิ์ทอง )

กรรมการ

(ผศ. ดร. นิวัตร อังควิศิษฐพันธ์ )

กรรมการ

(ผศ. ดร. ณีรุฐฉิ สุวรรณทา )

กรรมการผู้ทรงคุณวุฒิภายนอก

(รศ. ดร. สิ่งทอง พัฒนเศรษฐานนท์ )

มหาวิทยาลัยอนุมัติให้รับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร  
ปริญญา ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัย  
มหาสารคาม

(รศ. ดร. อนงค์ฤทธิ์ แข็งแรง)

คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

(ผศ. ดร. กริสน์ ชัยมูล )

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

ชื่อเรื่อง	วงจรถับระดับแรงดันประสิทธิภาพสูงโดยใช้เทคนิคขดระดับแรงดันหลายชั้นร่วมกับเทคนิคชาร์จิมป์คู่		
ผู้วิจัย	เลิศพันธ์ เพียรสร้างสรรค์		
อาจารย์ที่ปรึกษา	ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร. ชลธิ์ โพธิ์ทอง		
ปริญญา	ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต	สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
มหาวิทยาลัย	มหาวิทยาลัยมหาสารคาม	ปีที่พิมพ์	2562

### บทคัดย่อ

วงจรถับระดับแรงดันถูกใช้เพื่อเพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้า ตามหลักทฤษฎีแล้ววงจรถับระดับแรงดันนี้สามารถสร้างแรงดันสูงได้ด้วยการปรับเพิ่มค่าวัฏจักร แต่ในทางปฏิบัติแล้วเป็นไปได้ยากในการออกแบบวงจรให้มีอัตราการขยายแรงดันที่สูงมากอันเนื่องมาจากค่าความต้านทานอนุกรมสมมูลของอุปกรณ์ ซึ่งส่งผลทำให้ได้ประสิทธิภาพต่ำทั้งยังลดอัตราการขยายแรงดันของวงจร

เทคนิคการใช้ตัวเก็บประจุชาร์จิมป์ถูกนำมาใช้งานในวงจรถับระดับแรงดันต่างๆ โดยตัวเก็บประจุเหล่านี้จะทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์เก็บพลังงานเพื่อสร้างแรงดันที่สูงกว่าแรงดันแหล่งกำเนิด โดยทั่วไปตัวเก็บประจุชาร์จิมป์มักถูกติดตั้งไว้ทางด้านหน้าของวงจรถับระดับแรงดันและได้รับการออกแบบให้มีอัตราการแปลงพลังงานคงที่ ดังนั้นการทำให้ได้ประสิทธิภาพที่เหมาะสมจึงไม่สามารถทำได้อย่างตลอดการเปลี่ยนแปลงอัตราการขยายแรงดัน ซึ่งสำหรับการเพิ่มระดับแรงดันให้มากขึ้นนั้นอาจทำได้ด้วยการต่อยอดร่วมกับวงจรขดระดับแรงดัน

งานวิจัยนี้นำเสนอวงจรถับระดับแรงดันอัตราการขยายแรงดันสูงชนิดไม่แยกโดดโดยใช้เทคนิคขดระดับแรงดันหลายชั้นร่วมกับเทคนิคชาร์จิมป์คู่ วงจรถูกแบ่งออกเป็น 2 ส่วนประกอบได้แก่ วงจรชาร์จิมป์คู่ร่วมกับสวิตซ์ตัวเหนี่ยวนำและชุดวงจรขดระดับแรงดัน นำเสนอถึงรายละเอียดของการวิเคราะห์การทำงานในโหมดต่างๆ พร้อมทั้งยืนยันหลักการด้วยการทดสอบจากวงจรต้นแบบ โดยใช้ความถี่สวิตซ์ 50 กิโลเฮิร์ตซ์ แรงดันอินพุต 24 โวลต์ กำลังไฟฟ้า 400 วัตต์

คำสำคัญ : ชาร์จิมป์คู่, คอนเวอร์เตอร์หลายระดับชั้น, คอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง, วงจรไม่แยกโดด

<b>TITLE</b>	High Efficient Boost Converter using Voltage Multiplier with Dual Charge Pump Techniques		
<b>AUTHOR</b>	Leardpan Piansangsan		
<b>ADVISORS</b>	Assistant Professor Chonlatee Photong , Ph.D.		
<b>DEGREE</b>	Doctor of Philosophy	<b>MAJOR</b>	Electrical and Computer Engineering
<b>UNIVERSITY</b>	Maharakham University	<b>YEAR</b>	2019

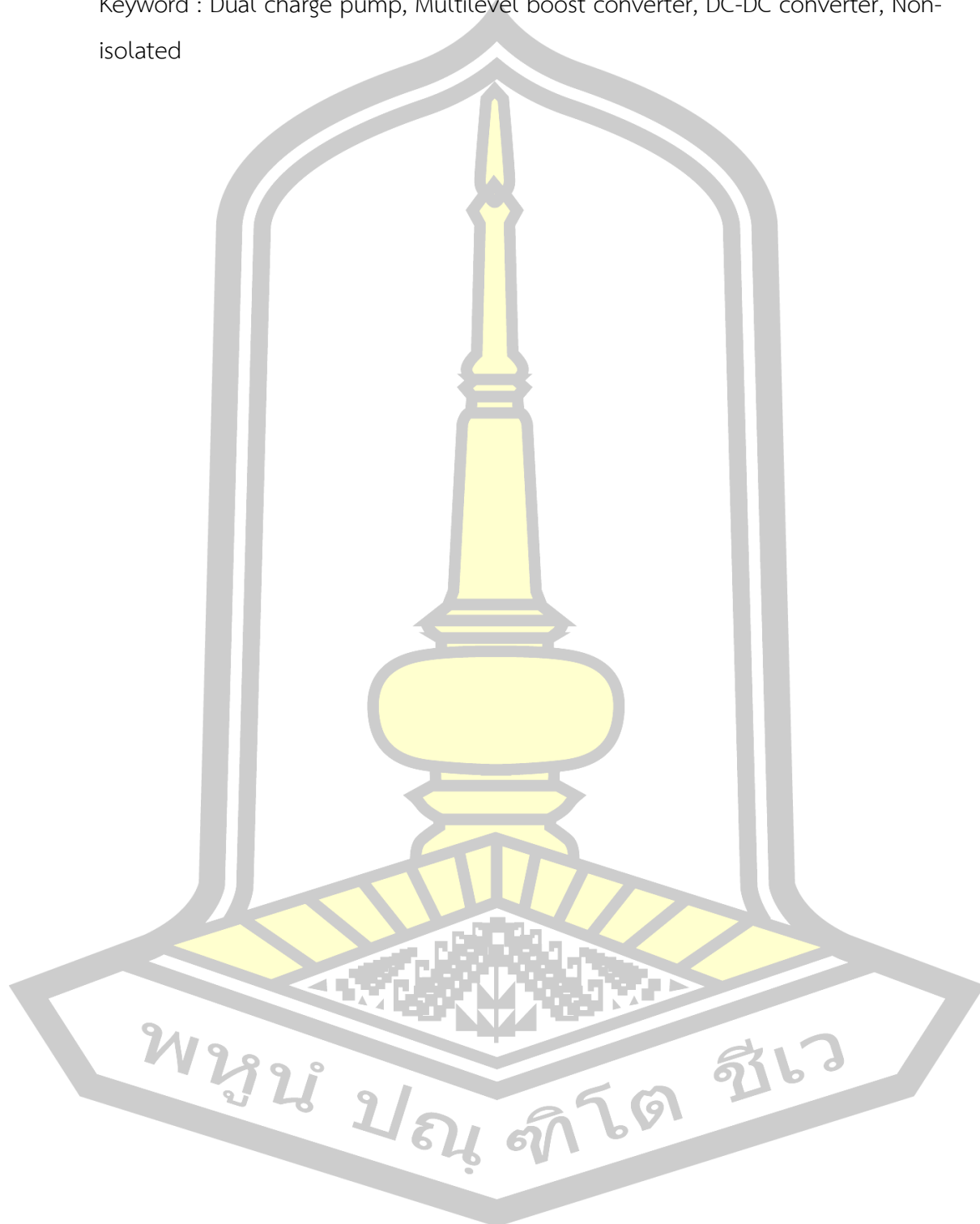
### ABSTRACT

Boost converter are used for voltage step-up application. Theoretically, a boost converter is able to provide high voltage gain by increasing the duty ratio. In practice, it is difficult to design a boost converter with extreme high step-up gain cause the equivalent series resistance element that cause poor efficiency and degraded voltage gain.

Capacitive charge pump technique is used in many boost converters that use capacitors as energy storage elements to create higher voltage than the supply voltage. The charge pump circuit is usually placed in front of the boost converter and only designed to have fixed conversion ratio. Therefore, optimal efficiency cannot be provided for variable voltage gain. For more step-up voltage gain, the combination of boost converter with voltage multiplier would be impractical for the converter.

A high voltage gain, non-isolated dual charge-pump DC-DC multilevel boost converter is described in this paper. The proposed converter circuit is divided into two parts: dual charge-pump switched-inductor cell and a multilevel converter. A detailed analysis of operating modes and characteristics of the converter were presented and verified by the experimental results of the prototype circuit when operated at 50 kHz switching frequency with 24V input voltage, and 400W power.

Keyword : Dual charge pump, Multilevel boost converter, DC-DC converter, Non-isolated



## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ สำเร็จสมบูรณ์ได้ด้วยความกรุณาและความช่วยเหลืออย่างสูงยิ่งจาก ผศ. ดร.ชลธิ์ โพธิ์ทอง ประธานกรรมการควบคุมวิทยานิพนธ์และที่ปรึกษาในการทำวิจัย ผศ.ดร. วรวัฒน์ เสงี่ยมวิบูล ประธานกรรมการสอบ รศ.ดร.สิงห์ทอง พัฒนเศรษฐานนท์ กรรมการสอบผู้ทรงคุณวุฒิ ผศ. ดร.นิวัฒน์ อังควิเศษฐพันธ์ กรรมการสอบ และ ผศ. ดร. ณิชฎุฒิ สุวรรณทา กรรมการสอบ

ขอขอบพระคุณบิดา มารดา และครอบครัวที่คอยมอบกำลังใจ และแรงบันดาลใจเพื่อให้ การศึกษาสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

เลิศพันธ์ เพ็ชรสร้างสรรค์

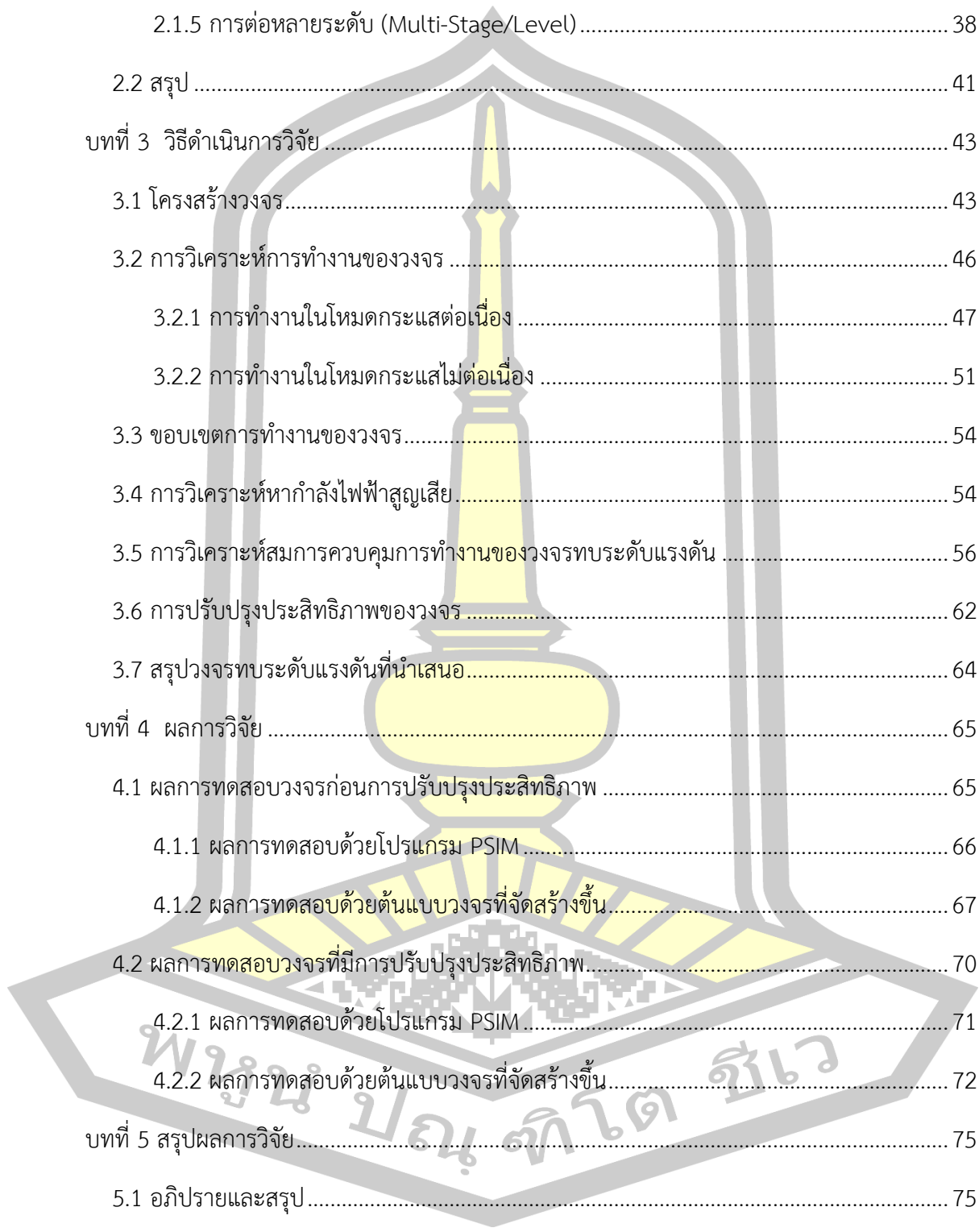




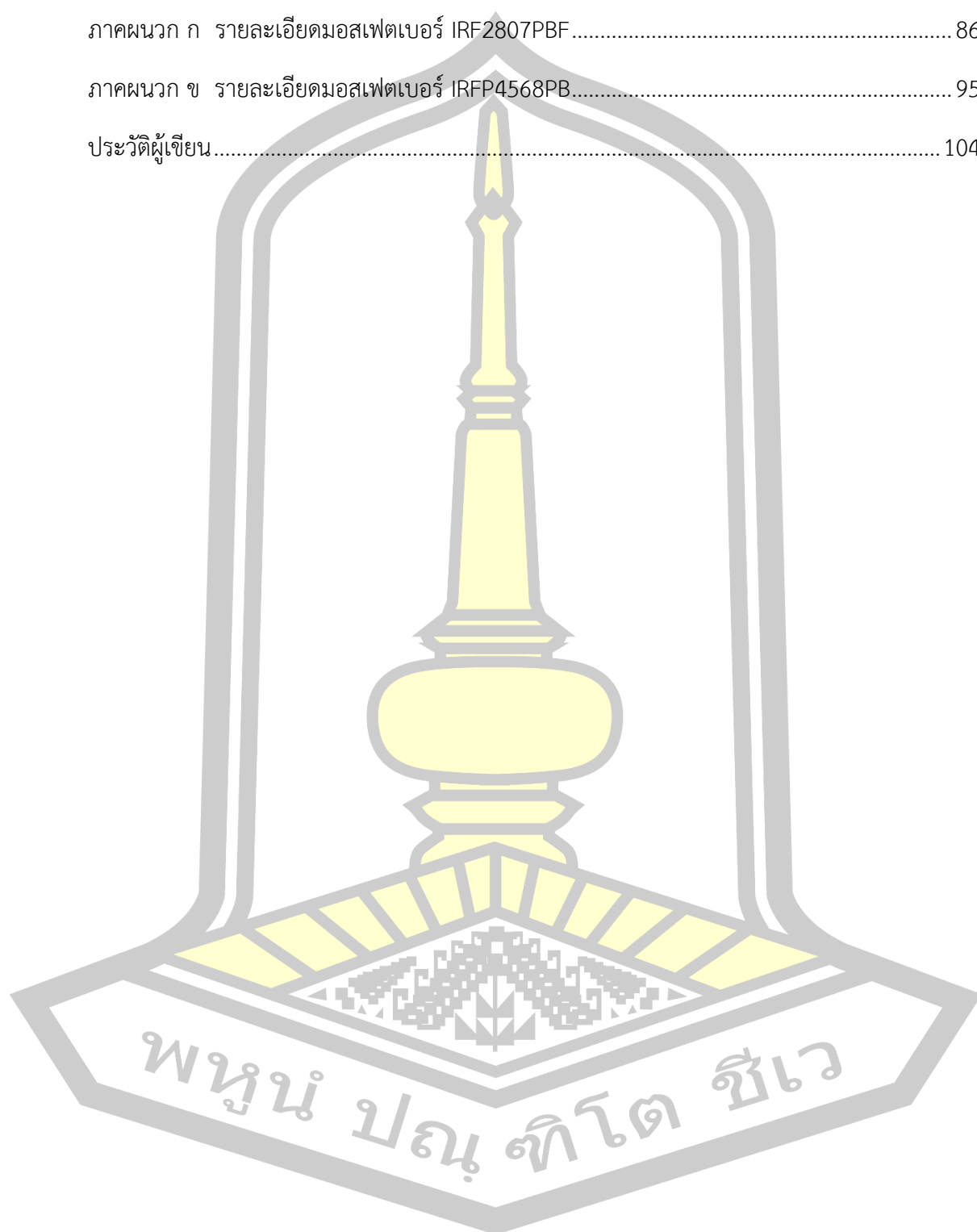
## สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ช
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ฉ
สารบัญภาพประกอบ.....	ฉ
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 หลักการและเหตุผล .....	1
1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย .....	10
1.3 ความสำคัญของการวิจัย.....	10
1.4 ขอบเขตของการวิจัย.....	10
1.5 นิยามศัพท์เฉพาะ .....	11
บทที่ 2 ปริทัศน์เอกสารข้อมูล.....	12
2.1 หลักการทระดับแรงดัน.....	12
2.1.1 ตัวเก็บประจุสวิตช์ (Switched Capacitor).....	14
2.1.2 วงจรคูณแรงดัน (Voltage Multiplier) .....	18
2.1.2.1 วงจรคูณแรงดันสำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง.....	19
2.1.2.2 วงจรคูณแรงดันสำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ.....	30
2.1.3 ตัวเหนี่ยวนำสวิตช์ (Switched Inductor).....	31
2.1.4 การเหนี่ยวนำแม่เหล็กร่วม (Magnetic Coupling).....	35
2.1.4.1 การใช้หม้อแปลง (Transformer).....	35

2.1.4.2 การใช้ตัวเหนี่ยวนำร่วม (Coupled Inductor).....	37
2.1.5 การต่อหลายระดับ (Multi-Stage/Level) .....	38
2.2 สรุป .....	41
บทที่ 3 วิธีดำเนินการวิจัย .....	43
3.1 โครงสร้างวงจร.....	43
3.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร .....	46
3.2.1 การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง .....	47
3.2.2 การทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง .....	51
3.3 ขอบเขตการทำงานของวงจร.....	54
3.4 การวิเคราะห์หาค่าลิ่งไฟฟ้าสูญเสีย.....	54
3.5 การวิเคราะห์สมการควบคุมการทำงานของวงจรทบระดับแรงดัน .....	56
3.6 การปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจร .....	62
3.7 สรุปวงจรทบระดับแรงดันที่น่าเสนอ.....	64
บทที่ 4 ผลการวิจัย .....	65
4.1 ผลการทดสอบวงจรก่อนการปรับปรุงประสิทธิภาพ .....	65
4.1.1 ผลการทดสอบด้วยโปรแกรม PSIM .....	66
4.1.2 ผลการทดสอบด้วยต้นแบบวงจรที่จัดสร้างขึ้น.....	67
4.2 ผลการทดสอบวงจรที่มีการปรับปรุงประสิทธิภาพ.....	70
4.2.1 ผลการทดสอบด้วยโปรแกรม PSIM.....	71
4.2.2 ผลการทดสอบด้วยต้นแบบวงจรที่จัดสร้างขึ้น.....	72
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัย.....	75
5.1 อภิปรายและสรุป.....	75
5.2 ข้อเสนอแนะ .....	75
บรรณานุกรม.....	76

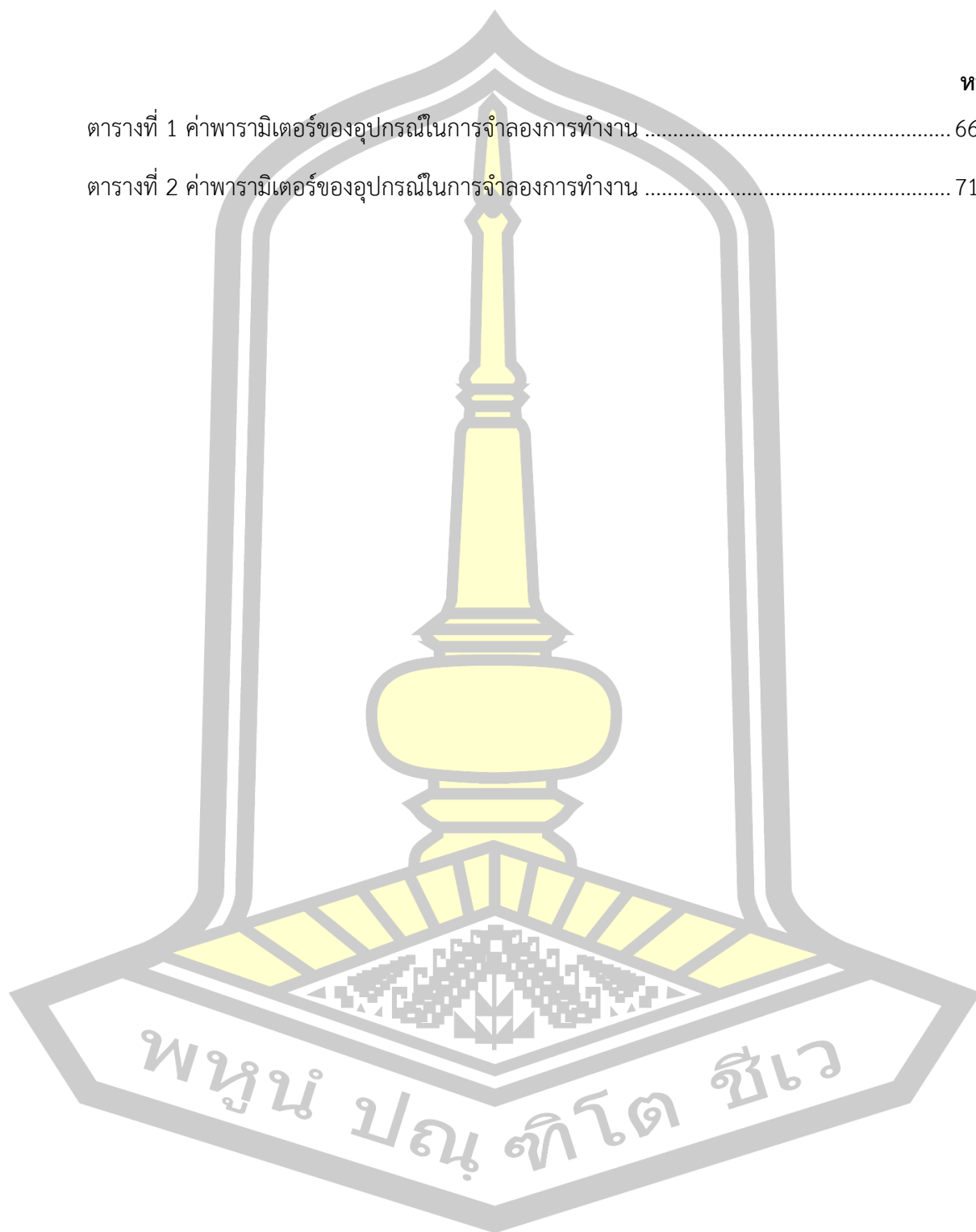


ภาคผนวก.....	85
ภาคผนวก ก รายละเอียดมอสเฟตเบอร์ IRF2807PBF.....	86
ภาคผนวก ข รายละเอียดมอสเฟตเบอร์ IRFP4568PB.....	95
ประวัติผู้เขียน.....	104



## สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ในการจำลองการทำงาน .....	66
ตารางที่ 2 ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ในการจำลองการทำงาน .....	71



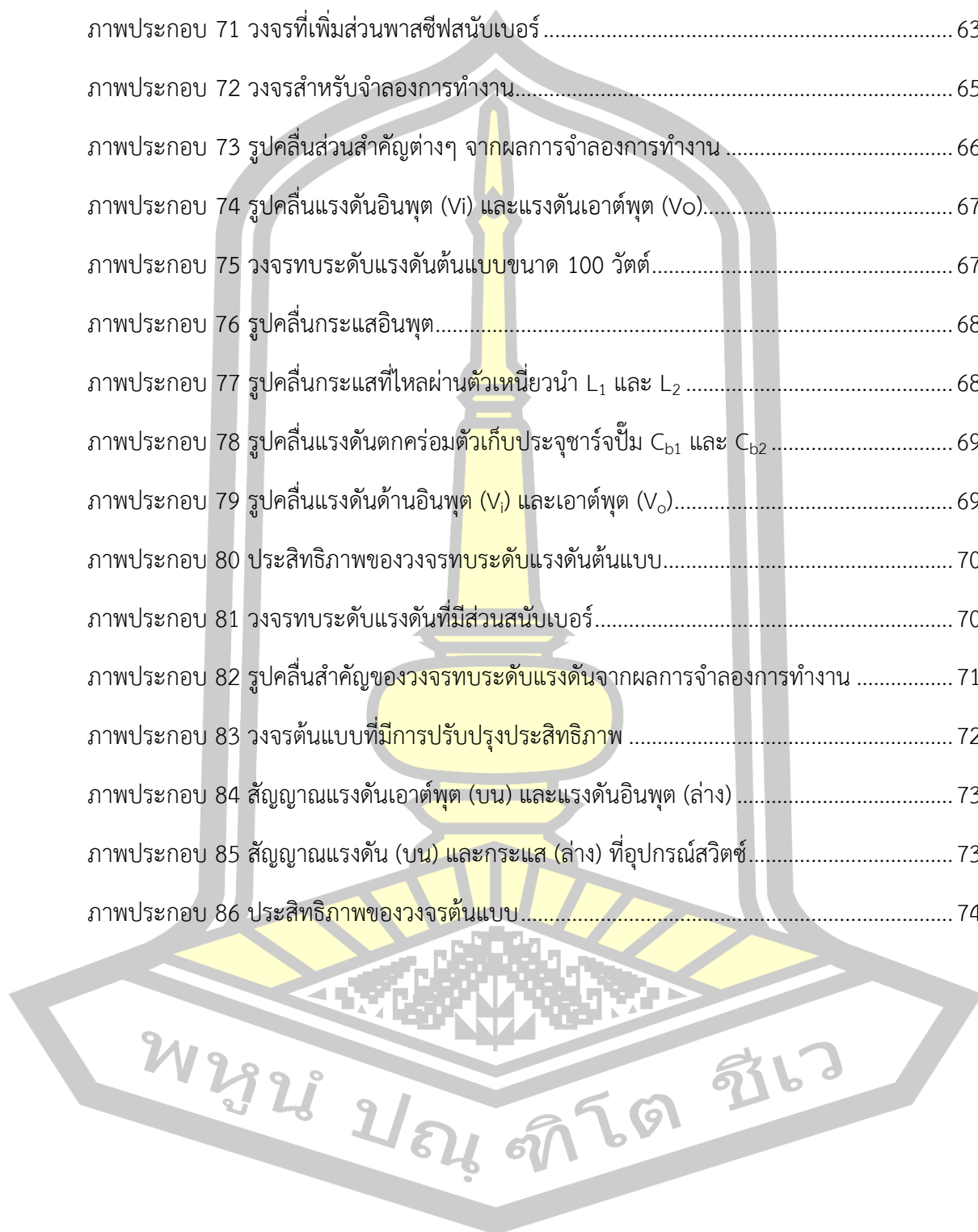
## สารบัญภาพประกอบ

	หน้า
ภาพประกอบ 1 โครงสร้างทั่วไปของระบบพลังงานหมุนเวียน .....	1
ภาพประกอบ 2 การปรับเปลี่ยนวัฏจักรหน้าที่ของสัญญาณ PWM .....	2
ภาพประกอบ 3 วงจรทบทระดับแรงดันชนิดพื้นฐาน [5] .....	2
ภาพประกอบ 4 การจำแนกรูปแบบวงจรทบทระดับแรงดัน [2] .....	3
ภาพประกอบ 5 รูปแบบของวงจรทบทระดับแรงดันชนิดไม่แยกโหนด .....	3
ภาพประกอบ 6 วงจรทบทระดับแรงดันชนิดแยกโหนด .....	4
ภาพประกอบ 7 วงจรทบทระดับแรงดันชนิดแยกโหนดที่นิยม [29] .....	5
ภาพประกอบ 8 ทิศทางการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า [2] .....	6
ภาพประกอบ 9 วงจรทบทระดับแรงดันสองทิศทางที่มีการแยกโหนด [36] .....	6
ภาพประกอบ 10 การป้อนด้วยแรงดัน [37] .....	7
ภาพประกอบ 11 การป้อนด้วยกระแส [43] .....	7
ภาพประกอบ 12 ลักษณะการสวิตช์แบบ ZVS และ ZCS [48] .....	8
ภาพประกอบ 13 ผลสนองตอบของฟังก์ชันถ่ายโอนชนิดควบคุมเอาต์พุต [2] .....	9
ภาพประกอบ 14 วิธีการเพิ่มระดับแรงดันในวงจรทบทระดับแรงดัน .....	13
ภาพประกอบ 15 วงจรชาร์จปั๊มพื้นฐาน .....	14
ภาพประกอบ 16 วงจรตัวเก็บประจุสวิตช์พื้นฐาน .....	14
ภาพประกอบ 17 การต่อสวิตช์ตัวเก็บประจุแบบขั้นบันได .....	15
ภาพประกอบ 18 วิธีการเพิ่มแรงดันสองเท่า .....	15
ภาพประกอบ 19 จังหวะการทำงานของวงจรวิจัยที่ [51] .....	16
ภาพประกอบ 20 รูปคลื่นหลักของวงจรวิจัยที่ [51] .....	16
ภาพประกอบ 21 วิธีการเพิ่มแรงดันเป็น 3 เท่า .....	17

ภาพประกอบ 22	จังหวะการทำงานของวงจรวิจัยที่ [52] (ต่อ).....	18
ภาพประกอบ 23	รูปคลื่นหลักของวงจรวิจัยที่ [52].....	18
ภาพประกอบ 24	โครงสร้างวงจรมอเตอร์แรงดันพื้นฐาน.....	19
ภาพประกอบ 25	ตัวอย่างการติดตั้งตัวเหนี่ยวนำในวงจรมอเตอร์แรงดัน .....	20
ภาพประกอบ 26	โครงสร้างวงจรวิจัยที่ [54].....	20
ภาพประกอบ 27	ขั้นตอนการทำงานของวงจรวิจัยที่ [54].....	21
ภาพประกอบ 28	อัตราการขยายแรงดันในระดับ M ต่างๆ .....	22
ภาพประกอบ 29	วงจรมอเตอร์แรงดันหลายขั้น (MCB) [55].....	23
ภาพประกอบ 30	ความแตกต่างของการต่อวงจรมอเตอร์แรงดันหลายขั้น [56].....	23
ภาพประกอบ 31	วงจรมอเตอร์แรงดันแบบซีพีพร้อมกับวงจรมอเตอร์แรงดัน [57] .....	24
ภาพประกอบ 32	วงจรวิจัยที่ [58].....	25
ภาพประกอบ 33	สภาวะการทำงานของวงจรวิจัยที่ [58] (ต่อ).....	26
ภาพประกอบ 34	รูปคลื่นสัญญาณหลักของวงจรวิจัยที่ [58].....	26
ภาพประกอบ 35	การเพิ่มเติมโครงสร้างวงจรมอเตอร์แรงดันตามภาพประกอบ 24(ก) .....	27
ภาพประกอบ 36	การเพิ่มเติมโครงสร้างวงจรมอเตอร์แรงดันตามภาพประกอบ 24(ค).....	27
ภาพประกอบ 37	วงจรมอเตอร์ที่มีการสูญเสียสวิตซ์ต่ำอัตราการขยายแรงดันสูง [59].....	28
ภาพประกอบ 38	สภาวะการทำงานของวงจรวิจัยที่ [59].....	29
ภาพประกอบ 39	รูปคลื่นสัญญาณหลักของวงจรวิจัยที่ [59].....	30
ภาพประกอบ 40	วงจรมอเตอร์แรงดันพื้นฐานที่ใช้ในงาน AC-DC.....	31
ภาพประกอบ 41	รูปแบบวงจรมอเตอร์ระดับแรงดัน .....	31
ภาพประกอบ 42	วงจรวิจัยที่ [62].....	32
ภาพประกอบ 43	สภาวะการทำงานของวงจรวิจัยที่ [62].....	32
ภาพประกอบ 44	วงจรมอเตอร์แรงดันชนิดเลาคอนเวอร์เตอร์ [63].....	33
ภาพประกอบ 45	สภาวะการทำงานของวงจรวิจัยที่ [63].....	33

ภาพประกอบ 46 การลดโครงสร้างวงจรถัดยกระดับแรงดันตามภาพประกอบ 41(ค) .....	34
ภาพประกอบ 47 วงจรในงานวิจัยที่ [65].....	34
ภาพประกอบ 48 การทำงานของชุดยกระดับแรงดันในงานวิจัยที่ [56] .....	35
ภาพประกอบ 49 ตำแหน่งของหม้อแปลงในวงจรทระดับแรงดัน [2].....	35
ภาพประกอบ 50 วงจรทระดับแรงดันแบบแยกส่วนชนิดเต็มคลื่น [68] .....	36
ภาพประกอบ 51 วงจรแปลงผันแอกทีฟแคลมป์ [69] .....	37
ภาพประกอบ 52 วงจรแท็ปคอนเวอร์เตอร์ [70].....	38
ภาพประกอบ 53 การขนานวงจรถัดยกระดับแรงดันแยกส่วน [72].....	39
ภาพประกอบ 54 วงจรทระดับแรงดันในงานวิจัยที่ [73].....	39
ภาพประกอบ 55 วงจรทระดับแรงดันในงานวิจัยที่ [74].....	40
ภาพประกอบ 56 วงจรทระดับแรงดันแบบไม่แยกส่วน [75].....	41
ภาพประกอบ 57 ตำแหน่งโครงสร้างของวงจรถัดยกระดับแรงดัน.....	43
ภาพประกอบ 58 รูปแบบวงจรถัดยกระดับแรงดัน.....	44
ภาพประกอบ 59 ชุดเซลล์คูณแรงดันรูปแบบต่างๆ .....	45
ภาพประกอบ 60 วงจรทระดับแรงดันที่นำเสนอ.....	45
ภาพประกอบ 61 รูปคลื่นกระแสในตัวเหนี่ยวนำในโหมดกระแสต่อเนื่อง.....	46
ภาพประกอบ 62 รูปคลื่นกระแสในตัวเหนี่ยวนำในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง.....	47
ภาพประกอบ 63 เมื่อสวิตช์ S ปิดวงจร.....	48
ภาพประกอบ 64 เมื่อสวิตช์ S เปิดวงจร .....	49
ภาพประกอบ 65 วงจรทระดับแรงดันชนิดชาร์จ-ปั๊มคู่ ทระดับแรงดัน N ชั้น .....	51
ภาพประกอบ 66 เมื่อสวิตช์เปิดวงจรและไม่มีกระแสไหลในตัวเหนี่ยวนำ .....	53
ภาพประกอบ 67 ขอบเขตของการทำงาน เมื่อ $L_1=L_2=L_3$ .....	54
ภาพประกอบ 68 วงจรสำหรับวิเคราะห์อย่างง่าย.....	57
ภาพประกอบ 69 วงจรเมื่อสวิตช์ S ปิดวงจร.....	57

ภาพประกอบ 70 วงจรเมื่อสวิตช์ S เปิดวงจร .....	58
ภาพประกอบ 71 วงจรที่เพิ่มส่วนพาสซีฟสแน็บเบอร์ .....	63
ภาพประกอบ 72 วงจรสำหรับจำลองการทำงาน .....	65
ภาพประกอบ 73 รูปคลื่นส่วนสำคัญต่างๆ จากผลการจำลองการทำงาน .....	66
ภาพประกอบ 74 รูปคลื่นแรงดันอินพุต ( $V_i$ ) และแรงดันเอาต์พุต ( $V_o$ ) .....	67
ภาพประกอบ 75 วงจรทบระดับแรงดันต้นแบบขนาด 100 วัตต์ .....	67
ภาพประกอบ 76 รูปคลื่นกระแสอินพุต .....	68
ภาพประกอบ 77 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ $L_1$ และ $L_2$ .....	68
ภาพประกอบ 78 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุชาร์จ์ปั๊ม $C_{b1}$ และ $C_{b2}$ .....	69
ภาพประกอบ 79 รูปคลื่นแรงดันด้านอินพุต ( $V_i$ ) และเอาต์พุต ( $V_o$ ) .....	69
ภาพประกอบ 80 ประสิทธิภาพของวงจรทบระดับแรงดันต้นแบบ .....	70
ภาพประกอบ 81 วงจรทบระดับแรงดันที่มีสแน็บเบอร์ .....	70
ภาพประกอบ 82 รูปคลื่นสำคัญของวงจรทบระดับแรงดันจากผลการจำลองการทำงาน .....	71
ภาพประกอบ 83 วงจรต้นแบบที่มีการปรับปรุงประสิทธิภาพ .....	72
ภาพประกอบ 84 สัญญาณแรงดันเอาต์พุต (บน) และแรงดันอินพุต (ล่าง) .....	73
ภาพประกอบ 85 สัญญาณแรงดัน (บน) และกระแส (ล่าง) ที่อุปกรณ์สวิตช์ .....	73
ภาพประกอบ 86 ประสิทธิภาพของวงจรต้นแบบ .....	74



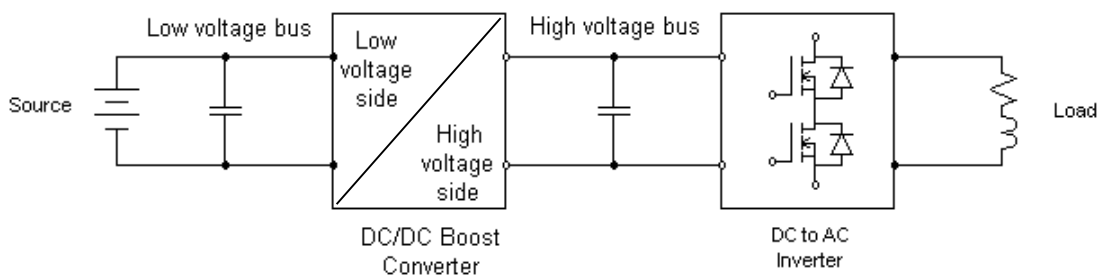


# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 หลักการและเหตุผล

พลังงานไฟฟ้าที่ได้จากแหล่งพลังงานทดแทน (Renewable energy resources) ยกตัวอย่างเช่น พลังงานจากแสงอาทิตย์ พลังงานจากเซลล์เชื้อเพลิง เป็นต้น มักจะให้ค่าแรงดันเอาต์พุตในระดับค่อนข้างต่ำและขาดเสถียรภาพในการทำงาน ดังนั้นจึงจำเป็นต้องใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์ ชนิดทบทระดับแรงดัน (DC/DC Boost converter) เพื่อเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตให้สูงขึ้นก่อนจ่ายพลังงานไปยังโหลดทางไฟฟ้า ดังแสดงในภาพประกอบ 1

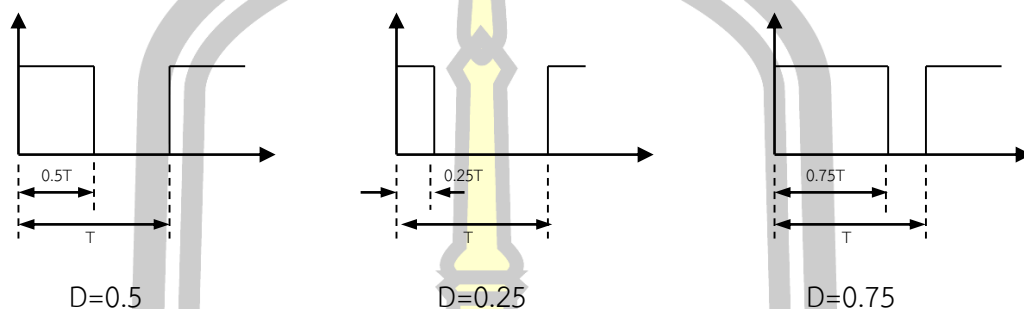


ภาพประกอบ 1 โครงสร้างทั่วไปของระบบพลังงานหมุนเวียน

จากภาพประกอบ 1 เริ่มต้นจากแหล่งกำเนิดพลังงาน (Source) ที่มีระดับแรงดันไฟฟ้าต่ำ ส่งแรงดันในระดับนี้เข้าสู่วงจรทบทระดับแรงดัน (DC/DC Boost converter) ผ่านบัสแรงดันต่ำ (Low voltage bus) ภายในวงจรทบทระดับแรงดันจะทำหน้าที่ในการเพิ่มระดับแรงดันให้สูงขึ้นจนถึงระดับที่ต้องการ ก่อนส่งต่อไปยังชุดอินเวอร์เตอร์ผ่านบัสแรงดันสูง (High voltage bus) เพื่อแปลงพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับสำหรับใช้งานกับโหลดทางไฟฟ้าต่อไป ซึ่งในกรณีดังกล่าวนี้ระดับแรงดันไฟฟ้าจากแหล่งพลังงานอาจอยู่ในช่วง 12 ถึง 125 โวลต์ ซึ่งจะถูกทบทระดับแรงดันขึ้นปกราว 300 ถึง 400 โวลต์ เพื่อแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับที่มีระดับแรงดัน 127 ถึง 220 โวลต์ [1] ดังนั้นแล้ว ความสำคัญของวงจรทบทระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงจึงอยู่ที่การแปลงพลังงานให้ได้ระดับแรงดันที่สูงขึ้นอย่างมีประสิทธิภาพ (High voltage ratio and high efficiency)

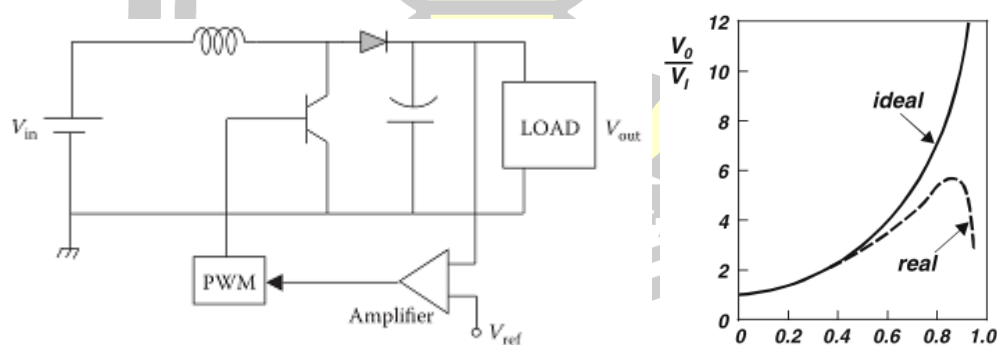
วงจรทบทระดับแรงดันมีการทำงานอย่างสวิตชิ่ง (Switching mode) ด้วยสัญญาณพัลส์วิดมอดูเลต (Pulse width modulated : PWM) การแปลงระดับแรงดันต่ำให้สูงขึ้นเกิดขึ้นจากการเก็บสะสมพลังงานด้านอินพุตไว้ชั่วคราวก่อนปล่อยพลังงานนั้นไปยังเอาต์พุตที่มีระดับแรงดันเพิ่มสูงขึ้น โดยการเก็บสะสมพลังงานอาจอยู่ในรูปสนามแม่เหล็กด้วยการใช้ตัวเหนี่ยวนำเพียงตัวเดียว (Single inductor) หรือการใช้ตัวเหนี่ยวนำร่วม (Coupled inductor) และการสะสมพลังงานในรูป

สนามไฟฟ้าด้วยตัวเก็บประจุ ร่วมกับอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งทั้งประเภทพาสซีฟและแอคทีฟ คือ ไดโอดและสวิตซ์ซีแอลทีกรอนิกส์กำลังชนิดต่างๆ [2] ซึ่งการควบคุมระดับแรงดันเอาต์พุตจากสัญญาณ PWM สามารถทำได้ด้วยการปรับค่าวัฏจักรหน้าที่ (Duty cycle) ให้เหมาะสม ภาพประกอบ 2 แสดงตัวอย่างรูปแบบการปรับเปลี่ยนวัฏจักรหน้าที่ของสัญญาณ PWM ในลักษณะต่างๆ



ภาพประกอบ 2 การปรับเปลี่ยนวัฏจักรหน้าที่ของสัญญาณ PWM

เมื่อจุดมุ่งหมายสำคัญสำหรับการออกแบบสร้างวงจรระดับแรงดันมี 2 ประการ คือ การมีค่าอัตราการขยายแรงดันที่สูงและมีประสิทธิภาพการทำงานที่ดี [3, 4] ซึ่งจุดมุ่งหมายสำคัญทั้ง 2 ประการไม่สามารถเกิดขึ้นได้กับวงจรระดับแรงดันพื้นฐานที่มีลักษณะวงจรถัดภาพประกอบ 3 อันเนื่องมาจากคุณลักษณะของวงจรระดับพื้นฐานที่มีอัตราการขยายแรงดันที่ไม่เป็นเชิงเส้นเมื่อค่าวัฏจักร (Duty cycle) มีมากกว่า 0.5 ซึ่งหากต้องการแรงดันเอาต์พุตที่สูงจะต้องมีการปรับค่าวัฏจักรหน้าที่เพิ่มมากขึ้นจึงทำให้มีประมาณกระแสที่ไหลผ่านอุปกรณ์สูง ส่งผลต่ออัตราการสูญเสียที่สูงขึ้นและประสิทธิภาพที่ลดลงตามไปด้วย [5]

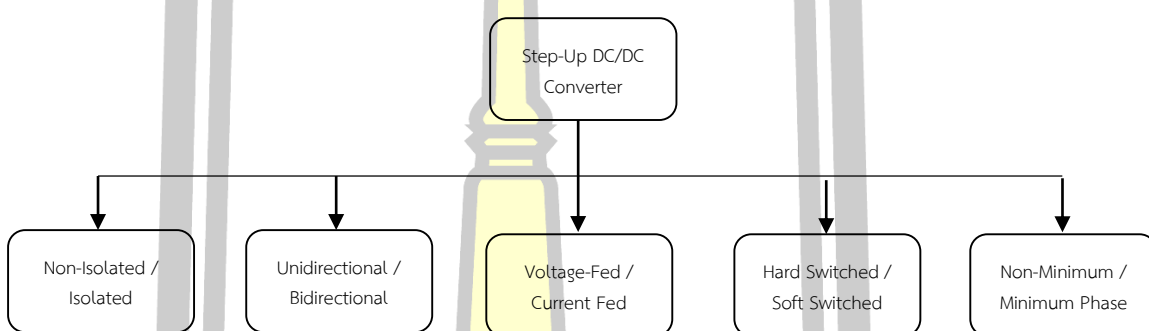


ภาพประกอบ 3 วงจรระดับแรงดันชนิดพื้นฐาน [5]

ในทางปฏิบัติ เป็นเรื่องลำบากในการที่จะออกแบบวงจรระดับแรงดันที่ให้อัตราการขยายแรงดันที่สูงมากๆ อันเนื่องมาจากค่าความต้านทานสมมูล (Equivalent series resistance : ESR) ของอุปกรณ์สะสมพลังงาน อันเป็นปัจจัยหลักที่ส่งผลกระทบต่อประสิทธิภาพและการลดลงของอัตราการขยายแรงดันของวงจร ระดับอัตราการขยายแรงดันที่เหมาะสมสำหรับวงจรระดับแรงดันชนิด

พื้นฐานจึงนิยมปรับไว้ที่ไม่เกิน 4-5 เท่า [6-8] ด้วยเหตุปัจจัยที่กล่าวมาจึงแสดงให้เห็นว่าวงจรทบระดับแรงดันชนิดพื้นฐานไม่เหมาะสมต่อการใช้งานที่ต้องการระดับแรงดันสูงมากได้

มีงานวิจัยที่นำเสนอวงจรที่มีความสามารถเป็นไปตามจุดประสงค์ที่สำคัญทั้ง 2 อย่างได้ โดยงานวิจัยที่ออกแบบได้ดีจะสามารถให้ค่าประสิทธิภาพสูงสุด (Peak efficiency) ได้มากกว่าร้อยละ 96 แต่ในการทดสอบที่ค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดเมื่อใช้แรงดันอินพุตต่ำสุด ประสิทธิภาพอาจลดลงเหลือเพียง ร้อยละ 90 หรือต่ำกว่า [9-12] โดยอาจสามารถจำแนกรูปแบบของวงจรทบระดับแรงดันที่พบเห็นในงานวิจัยได้ออกเป็น 5 กลุ่ม ดังภาพประกอบ 4



ภาพประกอบ 4 การจำแนกรูปแบบวงจรทบระดับแรงดัน [2]

1) วงจรทบระดับแรงดันชนิดไม่แยกโหนดและชนิดแยกโหนด (Non-Isolated/Isolated DC-DC Boost converter)

วงจรทบระดับแรงดันชนิดไม่แยกโหนด ทำให้ง่ายในการออกแบบ ใช้ต้นทุนการออกแบบที่ต่ำและได้วงจรที่มีประสิทธิภาพ แต่โดยส่วนใหญ่วงจรทบระดับแรงดันที่ออกแบบในลักษณะนี้จะถูกใช้ในงานกำลังไฟฟ้าต่ำ (Low power) รูปแบบวงจรเป็นไปได้ทั้งชนิดกราวด์ร่วม (Shared ground) ระหว่างภาคอินพุตและเอาต์พุต [13-16] หรือเป็นชนิดกราวด์ลอย (Floated ground) ที่ภาคเอาต์พุต [17-19] ดังภาพประกอบ 5



ก. ชนิดกราวด์ร่วม

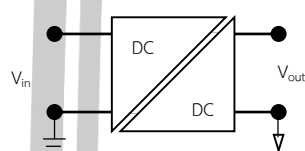
ข. ชนิดกราวด์ลอย

ภาพประกอบ 5 รูปแบบของวงจรทบระดับแรงดันชนิดไม่แยกโหนด

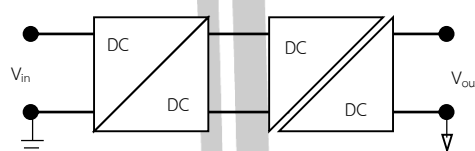
นอกเหนือจากนั้น วงจรทบระดับแรงดันชนิดไม่แยกโหนดอาจมีการออกแบบด้วยขดลวดเหนี่ยวนำร่วม (Coupling inductor) [20-23] ซึ่งการออกแบบวงจรด้วยตัวเหนี่ยวนำร่วมโดยส่วนใหญ่่มักจะใช้กับ

ระบบที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูง ข้อเด่นของการใช้ตัวเหนี่ยวนำร่วมคือ สามารถทำให้ได้อัตราการขยายแรงดันในระดับสูง พร้อมกันกับการปรับปรุงประสิทธิภาพและความน่าเชื่อถือของระบบ

การแยกโหนดทางไฟฟ้าเป็นคุณลักษณะที่สำคัญสำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดเชื่อมต่อกับระบบไฟฟ้า (Grid tied DC-DC converter) ที่ออกแบบเพื่อใช้งานร่วมกับอินเวอร์เตอร์ (Inverter) รวมทั้งการใช้งานในลักษณะอื่นๆ ที่ต้องการความน่าเชื่อถือของการส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าและให้ความสำคัญกับเรื่องความปลอดภัยเป็นปัจจัยหลัก [24-27] ซึ่งวงจรทระดับแรงดันชนิดแยกโหนดสามารถออกแบบให้มีโครงสร้างแบบชั้นเดียว (Single stage) [26, 28] หรือแบบสองชั้น (Two stage) [24] ดังแสดงในภาพประกอบ 6 และยังสามารถออกแบบโดยใช้ขดลวดเหนี่ยวนำร่วม หรือการใช้หม้อแปลงความถี่สูง



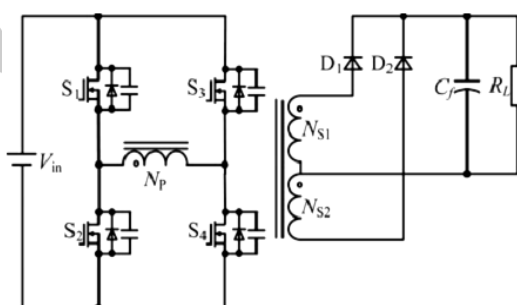
ก. โครงสร้างแบบชั้นเดียว



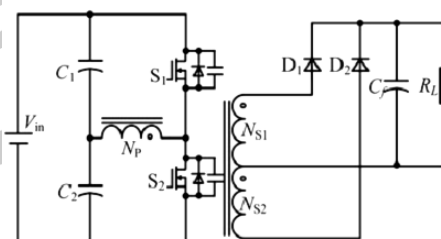
ข. โครงสร้างแบบสองชั้น

ภาพประกอบ 6 วงจรทระดับแรงดันชนิดแยกโหนด

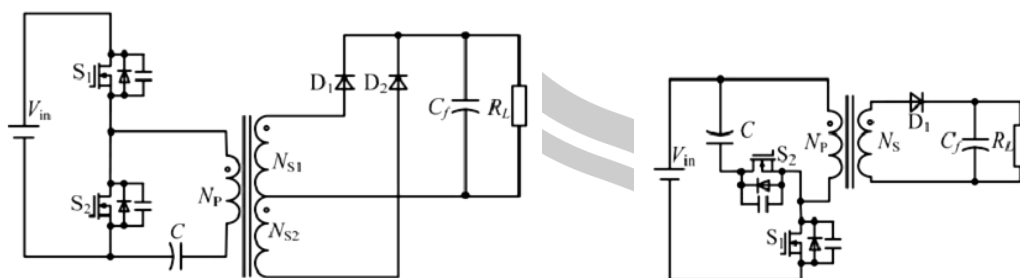
ในวงจรที่มีการใช้หม้อแปลงความถี่สูง จะต้องแปลงไฟฟ้ากระแสตรงที่รับเข้ามาจากภาคอินพุตให้เป็นไฟฟ้ากระแสสลับเสียก่อนเพื่อให้หม้อแปลงสามารถทำงานได้ วงจรทระดับแรงดันชนิดแยกโหนดนี้มีรูปแบบโครงสร้างวงจรที่หลากหลาย ยกตัวอย่างวงจรที่ได้รับความนิยม เช่น วงจรแบบเต็มคลื่น (Full Bridge Circuit; FBC) วงจรแบบครึ่งคลื่น (Half-Bridge Circuit; HBC) วงจรแบบครึ่งคลื่นชนิดสมมาตร (Asymmetrical Half-Bridge Circuit; AHBC) วงจรแอคทีฟแคลมป์ (Active-Clamped Circuit; ACC) และวงจรพุช-พูล (Push-Pull Circuit; PPC) เป็นต้น ดังแสดงในภาพประกอบ 7



(ก) วงจรแบบเต็มคลื่น FBC

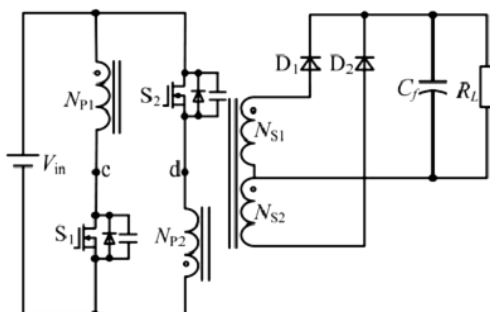


(ข) วงจรแบบครึ่งคลื่น HBC



(ค) วงจรแบบครึ่งคลื่นชนิดสมมาตร AHBC

(ง) วงจรแอกทีฟแคลมป์ ACC



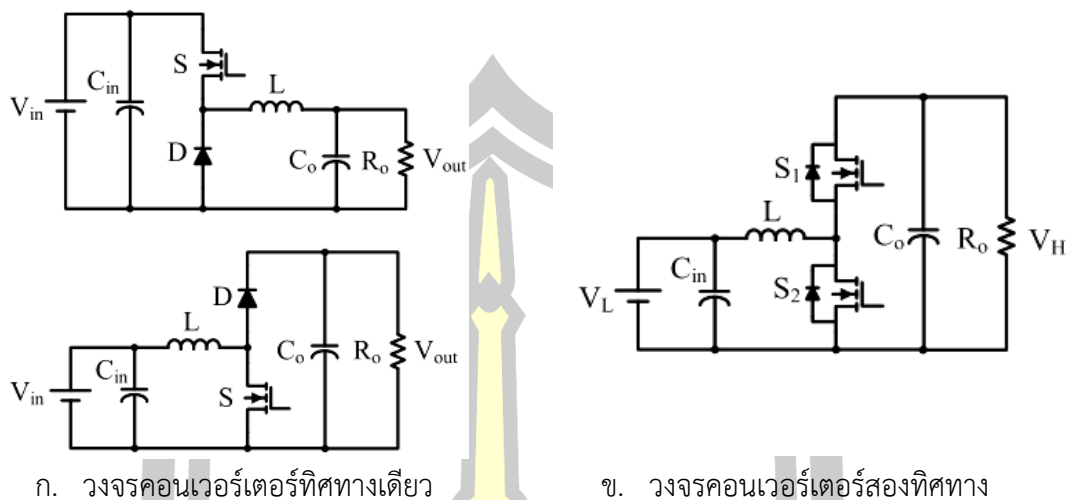
(จ) วงจรpush-พูล PPC

ภาพประกอบ 7 วงจรทบทระดับแรงดันชนิดแยกโดดที่นิยม [29]

## 2) วงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดทิศทางเดียวและชนิดสองทิศทาง (Unidirectional and Bidirectional DC-DC converter)

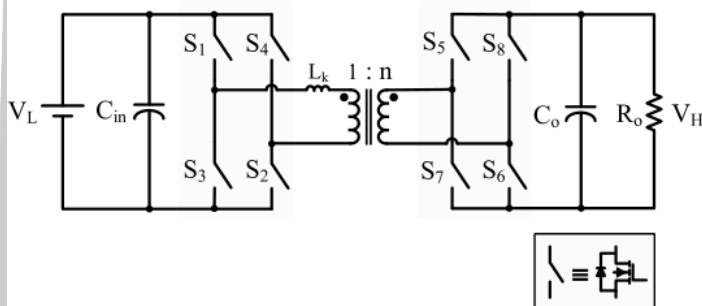
วงจรคอนเวอร์เตอร์โดยส่วนใหญ่มีการทำงานส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าไปในทิศทางเดียว คือ การกำลังไฟฟ้าส่งผ่านจากแหล่งกำเนิดด้านอินพุตไปยังโหลดด้านเอาต์พุต หรือในลักษณะตรงกันข้าม อย่างไรก็ตาม อนุกรมที่ใช้ในวงจรทบทระดับแรงดันชนิดทิศทางเดียวก็จะเป็นอนุกรมสารกึ่งตัวนำที่นำกระแสในทิศทางเดียว เช่น มอสเฟตกำลัง (Power MOSFETs) และไดโอด (Diodes) เป็นต้น วงจรทบทระดับแรงดันชนิดพื้นฐานก็เป็นตัวอย่างหนึ่งของวงจรทบทระดับแรงดันชนิดทิศทางเดียว

สำหรับวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดสองทิศทาง [30-35] เป็นวงจรที่สามารถส่งถ่ายกำลังไฟฟ้าได้ทั้งจากด้านอินพุตไปยังเอาต์พุต และจากด้านเอาต์พุตกลับมายังด้านอินพุต โครงสร้างวงจรอาจสร้างขึ้นจากการแทนที่อนุกรมสารกึ่งตัวนำชนิดทิศทางเดียว (One-way direction) ด้วยสวิตช์ที่นำกระแสได้สองทิศทาง (Bidirectional two-quadrant switches) ดังตัวอย่างในภาพประกอบ 8 เมื่อสัญลักษณ์  $V_L$  เป็นแรงดันระดับต่ำ และ  $V_H$  เป็นแรงดันระดับสูงกว่า



ภาพประกอบ 8 ทิศทางการส่งถ่ายกำลังไฟฟ้า [2]

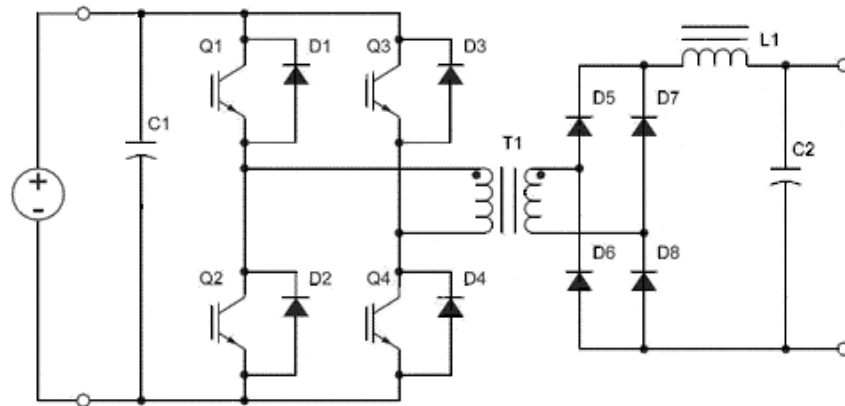
วงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดสองทิศทางอาจออกแบบโดยใช้หม้อแปลงความถี่สูงเพื่อแยกโดดภาคอินพุตและเอาต์พุตออกจากกัน ซึ่งวงจรที่นิยมใช้คือวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ ดังแสดงในภาพประกอบ 9



ภาพประกอบ 9 วงจรทระดับแรงดันสองทิศทางที่มีการแยกโดด [36]

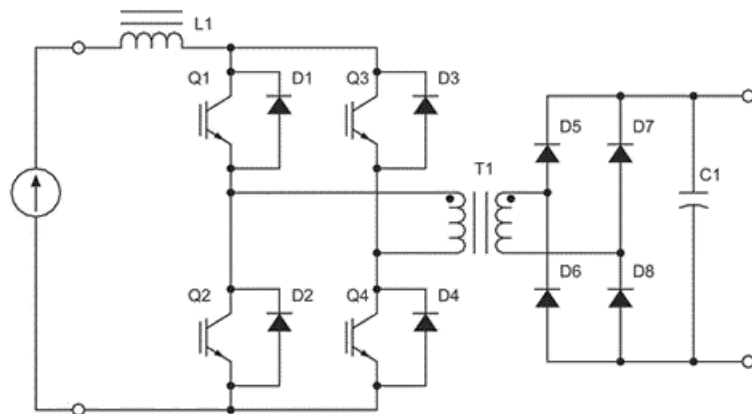
### 3) การป้อนด้วยแรงดันและการป้อนด้วยกระแส (Voltage Fed and Current Fed)

หากพิจารณารูปแบบของวงจรทางด้านอินพุต เราอาจแบ่งวงจรทระดับแรงดันออกเป็น 2 ลักษณะ ได้แก่ การป้อนด้วยแรงดันและการป้อนด้วยกระแส วงจรที่ป้อนด้วยแรงดันจะใช้ตัวเก็บประจุเป็นตัวกรองอินพุต [37, 38] ในภาพประกอบ 10 เป็นตัวอย่างของวงจรป้อนด้วยแรงดันให้ชุดฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์สำหรับงานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าระดับสูง การป้อนด้วยแรงดันอาจใช้ในโครงสร้างวงจรที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุสวิตช์ (Switched-capacitor) วงจรทระดับแรงดันหลายชั้น (Multilevel) สำหรับวงจรทระดับชนิดไม่แยกโดด ซึ่งวงจรที่ออกแบบด้วยโครงสร้างเหล่านี้จะให้ผลสนองตอบค่อนข้างรวดเร็ว (Fast dynamic response) เหมาะสมกับการใช้ในงานกำลังไฟฟ้าต่ำ [39, 40]



ภาพประกอบ 10 การป้อนด้วยแรงดัน [37]

ในส่วนการป้อนด้วยกระแส นั้น ด้านอินพุตจะใช้ตัวเหนี่ยวนำเป็นตัวกรองสัญญาณ [41-43] ตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตมีไว้เพื่อให้มั่นใจว่าจะได้ค่าความต้านทานอิมพีแดนซ์บััสที่สูง (High impedance bus) เมื่อวงจรทำงานในความถี่สูง ในภาพประกอบ 11 เป็นตัวอย่างของการป้อนด้วยกระแสของวงจรฟูลบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ การป้อนด้วยกระแสเป็นที่นิยมอย่างมากในงานด้านพลังงานทดแทน (Renewable energy) เนื่องจากตัวเหนี่ยวนำด้านอินพุตช่วยทำให้กระแสเกิดความต่อเนื่อง และช่วยลดการกระเพื่อมของกระแส ซึ่งเป็นผลดีต่อแหล่งกำเนิดพลังงานที่ให้ระดับแรงดันต่ำแต่จ่ายกระแสในปริมาณสูง เช่น โซลาร์เซลล์และเซลล์เชื้อเพลิง เป็นต้นคอนเวอร์เตอร์ป้อนกระแสมักถูกใช้ในโรงงานกำลังไฟฟ้าสูง มีช่วงการปรับเปลี่ยนทางแรงดันอินพุตที่กว้าง



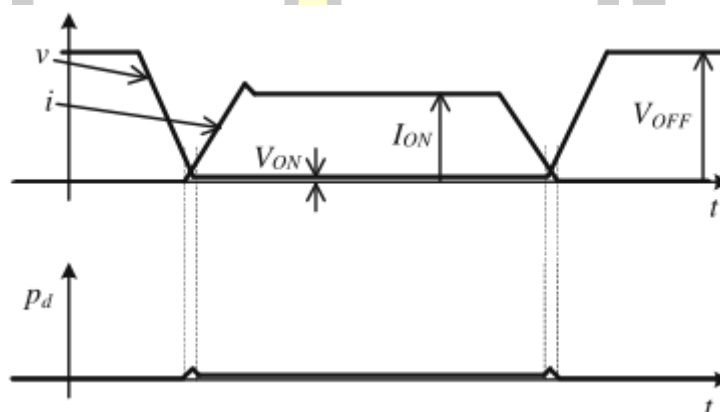
ภาพประกอบ 11 การป้อนด้วยกระแส [43]

#### 4) การสวิตช์แบบแข็งและการสวิตช์แบบนุ่มนวล (Hard switched and Soft switched)

ปัญหาหลักของการสวิตช์แบบแข็ง คือ มีระดับการสูญเสียในขณะสวิตช์ (Switching loss) ที่สูง โดยค่าความสูญเสียชนิดนี้จะเพิ่มสูงขึ้นตามความถี่ในการทำงานที่เพิ่มมากขึ้น แต่อย่างไรก็ตาม

การเพิ่มความหนาแน่นกำลังไฟฟ้า (Power density) ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ก็จำเป็นต้องใช้ความถี่สูงในการทำงาน เพื่อเป็นการลดขนาดอุปกรณ์พาสซีฟต่างๆ เช่น ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุในวงจร

ในอีกด้านหนึ่ง คอนเวอร์เตอร์ที่ทำงานด้วยการสวิตช์แบบนุ่มนวล [44-47] จะสามารถลดความสูญเสียในขณะสวิตช์ลงได้ โดยใช้วิธีการทำงานในสภาวะเรโซแนนซ์ เพื่อให้สวิตช์ทำงานในขณะแรงดันตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ (Zero Voltage Switching : ZVS) และสวิตช์ขณะกระแสไหลผ่านเท่ากับศูนย์ (Zero Current Switching : ZCS) เมื่อสวิตช์มีแรงดันหรือกระแสเป็นศูนย์ในขณะที่เปลี่ยนรูปแบบการทำงาน วงจรคอนเวอร์เตอร์จึงจะสามารถทำงานที่ความถี่สูงมากๆ ได้ ทำให้สามารถลดขนาดโครงสร้างของวงจร ในภาพประกอบ 12 แสดงรูปแบบของการสวิตช์แบบ ZVS และ ZCS รวมทั้งกำลังไฟฟ้าที่สูญเสียไปในขณะการสวิตช์



ภาพประกอบ 12 ลักษณะการสวิตช์แบบ ZVS และ ZCS [48]

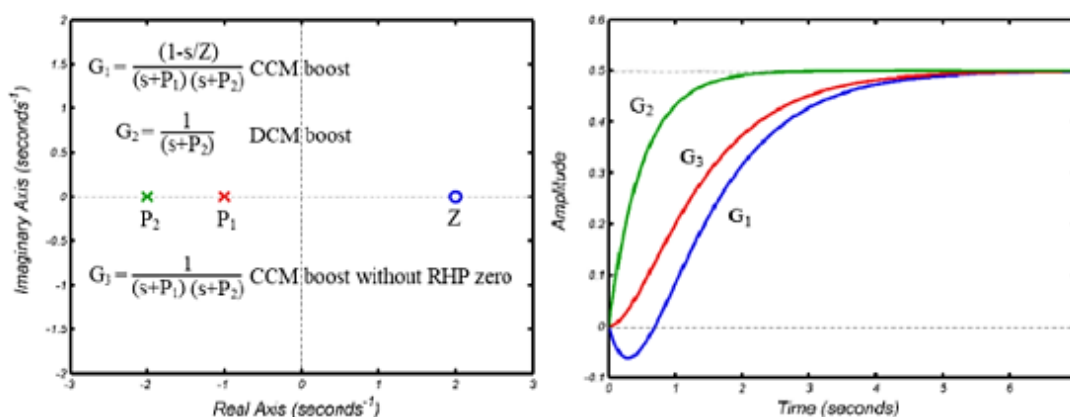
##### 5) ระบบเฟสไม่ต่ำสุดและระบบเฟสต่ำสุด (Non-minimum phase and Minimum phase)

ระบบที่มีซีโรปรากฏอยู่บนด้านขวาของระนาบเชิงซ้อน (Right Half Plane : RHP) จะถูกเรียกว่าระบบเฟสไม่ต่ำสุด ซึ่งหมายถึงการที่รากพหุนาม  $n(s)$  ของฟังก์ชันถ่ายโอน  $n(s)/d(s)$  มีค่าเท่ากับศูนย์ การออกแบบระบบควบคุมสำหรับระบบเฟสไม่ต่ำสุดนี้ค่อนข้างยาก อันเนื่องมาจากเมื่อมีการเพิ่มขึ้นของอัตราการขยาย (Gain) ของตัวควบคุม จะส่งผลทำให้โพลของระบบเคลื่อนเข้าสู่ฝั่งขวาของระนาบเชิงซ้อนซึ่งส่งผลเสียต่อการมีเสถียรภาพ ดังนั้นการปรับเพิ่มขึ้นของอัตราการขยายในวงจรทบระดับแรงดันที่ใช้เพียงการควบคุมแรงดัน (Voltage controller) จึงอาจส่งผลให้ระบบขาดเสถียรภาพได้และทำให้มีผลสนองตอบในสภาวะชั่วคราว (Transient response) ค่อนข้างช้า [44]

วงจรแบบคอนเวอร์เตอร์แบบดั้งเดิมรวมไปถึงคอนเวอร์เตอร์ในรูปแบบอื่นๆ โดยส่วนใหญ่ มักจะมีซีโรอย่างน้อยหนึ่งตัวในฟังก์ชันถ่ายโอนชนิดควบคุมเอาต์พุต (The control to output transfer function) ปรากฏอยู่บนด้านขวาของระนาบเชิงซ้อนเมื่อทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง (Continuous Current Mode : CCM) ส่งผลให้เมื่อคอนเวอร์เตอร์ทำงานในสภาวะโหลดหนักๆ และมีย่อตราขยายแรงดันสูง จะทำให้ซีโรทางด้านขวาเคลื่อนเข้าหาแกนจินตภาพในระนาบเชิงซ้อน ส่งผลให้การออกแบบระบบควบคุมทำได้ยากลำบากขึ้น ถึงแม้ว่าการออกแบบให้วงจรคอนเวอร์เตอร์ทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Current Mode : DCM) จะสามารถผลักให้ค่าซีโรไป



ปรากฏทางด้านขวาของระนาบเชิงซ้อนเมื่อทำงานในความเร็วที่สูงๆ แต่การทำงานในลักษณะดังกล่าว ส่งผลต่อระลอกคลื่น (Ripple) ของกระแสในตัวอุปกรณ์ที่เพิ่มสูงขึ้นกว่าการทำงานในโหมด CCM ดังนั้น การยอมรับได้ในขอบเขตความมีเสถียรภาพของการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์จึงเป็นสิ่งจำเป็น โดยเฉพาะอย่างยิ่งในวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราขยายแรงดันสูงและกำลังไฟฟ้าสูง ในภาพประกอบ 13 แสดงตัวอย่างผลตอบสนองของระบบเฟสไม่ต่ำสุดและเฟสต่ำสุดของวงจรคอนเวอร์เตอร์



ภาพประกอบ 13 ผลสนองตอบของฟังก์ชันถ่ายโอนชนิดควบคุมเอาต์พุต [2]

ดังที่กล่าวไว้แล้วเกี่ยวกับรูปแบบวงจรทบระดับแรงดันในบทที่ผ่านมา อาจสามารถสรุปคุณสมบัติต่างๆ ได้ คือ ในวงจรทบระดับแรงดันชนิดไม่แยกโดด จะทำให้ได้โครงสร้างการออกแบบวงจรที่ง่าย มีน้ำหนักเบา เหมาะกับการใช้งานในระดับกำลังไฟฟ้ต่ำถึงปานกลาง หากเป็นวงจรทบระดับแรงดันชนิดแยกโดดก็จะพบปัญหาเกี่ยวกับสัญญาณแม่เหล็กรบกวน (EMI) โครงสร้างวงจรที่มีน้ำหนักมากอันเนื่องมาจากขนาดของหม้อแปลง แต่การแยกโดดมีข้อดีที่ง่ายต่อการสร้างให้มีหลายเอาต์พุตทั้งระดับแรงดันบวกและลบ ทั้งยังเหมาะกับการใช้งานที่ต้องการกำลังไฟฟ้าสูงๆ ทั้งยังเป็นมาตรฐานของระบบที่มีการเชื่อมต่อกริด

วงจรทบระดับแรงดันที่มีการไหลของกำลังไฟฟ้าเพียงทิศทางเดียว จะทำให้ง่ายต่อการควบคุมการทำงาน โครงสร้างวงจรมีความซับซ้อนที่น้อยกว่าวงจรทบระดับแรงดันที่กำลังไฟฟ้าสามารถไหลได้ในสองทิศทาง แต่วงจรที่กำลังไฟฟ้าไหลได้ในสองทิศทางจะเหมาะกับงานด้านพลังงานทดแทนมากกว่า

วงจรทบระดับแรงดันที่ป้อนด้วยแรงดันมีข้อดีที่มีผลสนองตอบค่อนข้างเร็ว แต่ก็มีระดับระลอกกระแสต้านอินพุตที่สูง ตรงข้ามกับวงจรทบระดับแรงดันที่ป้อนด้วยกระแสที่มีผลสนองตอบที่ช้าอันเนื่องจากผลของตัวเหนี่ยวนำที่อยู่ด้านอินพุต แต่มีข้อดีคือระลอกกระแสอินพุตที่ต่ำกว่า

การออกแบบวงจรด้วยวิธีการสวิตช์แบบนุ่มนวล จะเป็นการช่วยลดความสูญเสียกำลังไฟฟ้า ในขณะที่สวิตช์ทำงานที่ความเร็วสูง ทำให้วงจรที่ออกแบบสามารถเพิ่มความเร็วในการทำงานได้ ส่งผลให้โครงสร้างวงจรมีขนาดเล็กลงเมื่อเทียบกับขนาดกำลังไฟฟ้า (High power density) วงจรทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพ แต่ต่างจากการสวิตช์แบบแข็งที่จะมีความสูญเสียด้านกำลังไฟฟ้าจากการทำงาน

ค่อนข้างสูง เกิดการรบกวนทางแม่เหล็กไฟฟ้าในปริมาณมากอันเนื่องมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแสขณะมีการสวิตช์ของอุปกรณ์ ทำให้ต้องลดความถี่การทำงานลง เป็นผลให้โครงสร้างวงจรมีขนาดใหญ่เมื่อเทียบกับขนาดกำลังไฟฟ้า (Low power density) ทั้งยังมีประสิทธิภาพการทำงานต่ำกว่า

วงจรทระดับแรงดันที่มีเฟสน้อยที่สุดจะมีความไวของผลตอบสนองที่ดีกว่าชนิดเฟสไม่น้อยที่สุด ทั้งยังมีขอบเขตของควมมีเสถียรภาพที่กว้างกว่า ทำให้ง่ายต่อการออกแบบระบบควบคุม

จากข้อดีของวงจรคอนเวอร์เตอร์ชนิดไม่แยกโดดในการออกแบบวงจรที่ตอบสนองต่อการใช้งานกำลังไฟฟ้าระดับกลาง และข้อด้อยในเรื่องอัตราการขยายแรงดันที่ไม่สูงมากของการใช้ซาร์จ-ปั๊มป้ในวงจรทระดับแรงดัน ในงานวิจัยนี้ จึงนำเสนอการออกแบบและวิเคราะห์การทำงานของวงจรทระดับแรงดันชนิดไม่แยกส่วนโดยนำรูปแบบการทำงานของวงจรซาร์จ-ปั๊มร่วมกับวงจรคูณแรงดันมาออกแบบเป็นวงจรใหม่ เพื่อให้ได้อัตราการขยายแรงดันของวงจรที่สูงขึ้นและออกแบบให้มีประสิทธิภาพการทำงานที่ดีด้วยหลักการทำงานอย่างเรโซแนนซ์ พิสูจน์หลักการทำงานที่นำเสนอด้วยการจำลองการทำงานของวงจรและการทดลองด้วยวงจรต้นแบบขนาด 500 วัตต์

## 1.2 วัตถุประสงค์ของการวิจัย

- 1) เพื่อนำเสนอวงจรทระดับแรงดันชนิดซาร์จปั๊มคู่ร่วมกับวงจรทระดับแรงดันหลายชั้น ที่มีอัตราการขยายแรงดันสูงและมีประสิทธิภาพสูง
- 2) เพื่อวิเคราะห์การทำงานและสร้างต้นแบบวงจรทระดับแรงดันที่นำเสนอ
- 3) เพื่อเปรียบเทียบสมรรถนะการทำงาน อัตราการขยายแรงดัน และประสิทธิภาพระหว่างวงจรทระดับที่นำเสนอกับวงจรทระดับแรงดันพื้นฐาน

## 1.3 ความสำคัญของการวิจัย

สามารถสร้างวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราการขยายแรงดันสูงและมีประสิทธิภาพสูง เมื่อเทียบกับวงจรทระดับแรงดันพื้นฐาน

## 1.4 ขอบเขตของการวิจัย

- 1) ออกแบบและจำลองการทำงานของวงจรทระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงชนิดซาร์จปั๊มคู่-ทระดับแรงดันหลายชั้นด้วยโปรแกรม PSIM 9.1
- 2) ต้นแบบวงจรทระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่พัฒนาขึ้นมีขนาด 500 วัตต์
- 3) ต้นแบบวงจรทระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่พัฒนาขึ้นมีประสิทธิภาพสูงสุดสูงเมื่อเปรียบเทียบกับวงจรทระดับแรงดันพื้นฐาน

### 1.5 นิยามศัพท์เฉพาะ

- 1) DC/DC Boost converter หมายถึง วงจรทระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง ทำหน้าที่เพิ่มระดับแรงดันไฟฟ้าด้านเอาต์พุตให้สูงกว่าแรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต
- 2) Charged-Pump capacitor หมายถึง ตัวเก็บประจุที่ใช้ในการออกแบบเพื่อให้ทำหน้าที่ในการยกระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้สูงขึ้น
- 3) Continuous Current Mode: CCM หมายถึง โหมดการทำงานของวงจรเมื่อกระแสและรวมถึงสนามแม่เหล็กในตัวเหนี่ยวนำที่ถูกเก็บไว้อย่างต่อเนื่องไม่ลดลงเป็นศูนย์
- 4) Discontinuous Current Mode: DCM หมายถึง โหมดการทำงานของวงจรเมื่อกระแสและรวมถึงสนามแม่เหล็กที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำลดต่ำลงเป็นศูนย์



## บทที่ 2

### ปริทัศน์เอกสารข้อมูล

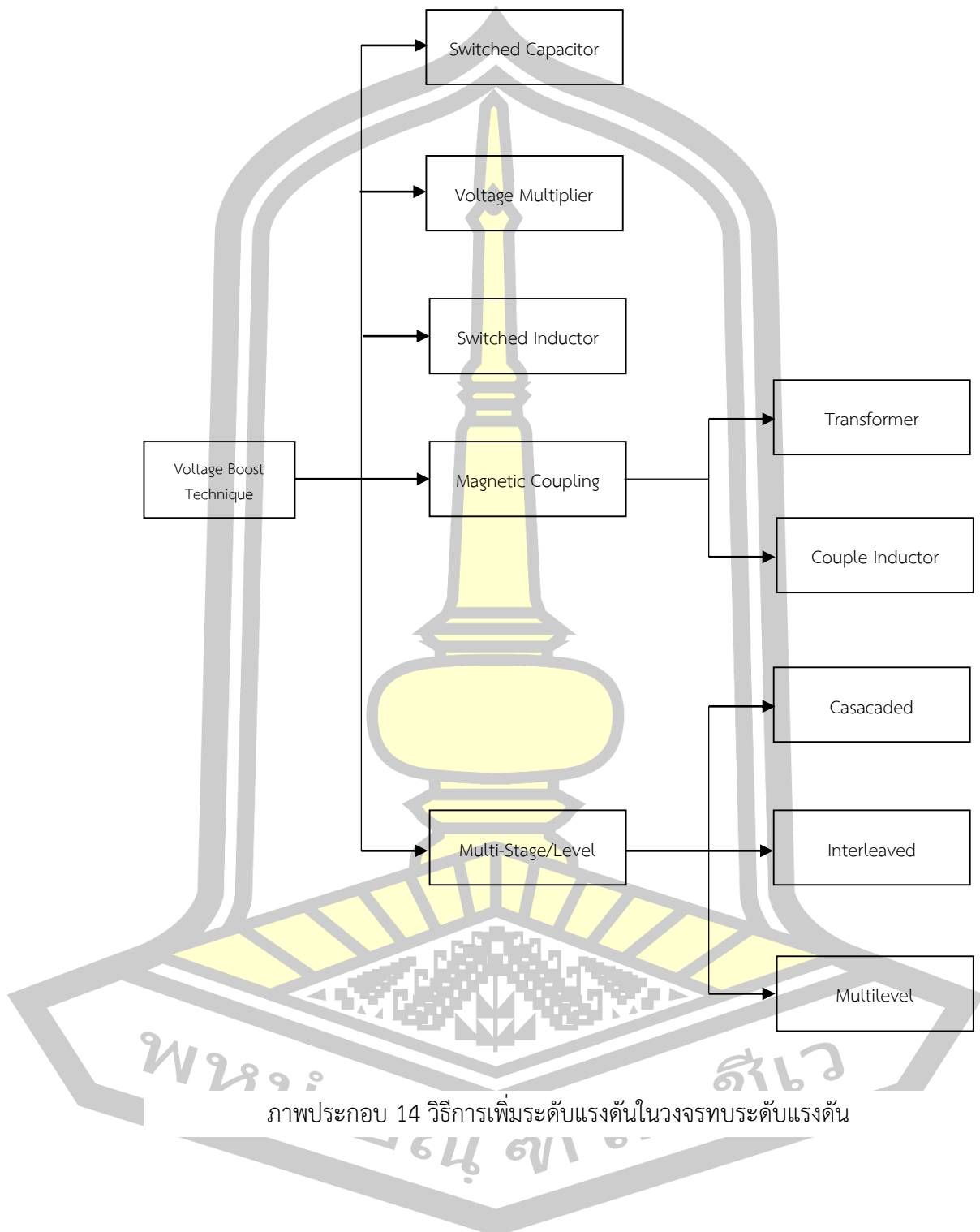
จากที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ 1 แล้วว่า วงจรทบทระดับแรงดันที่พบเห็นในงานวิจัยต่างๆ สามารถจำแนกได้ใน 5 รูปแบบ ซึ่งในแต่ละรูปแบบต่างก็มีข้อดีและข้อด้อยแตกต่างกันออกไป ในการออกแบบเพื่อให้ได้วงจรทบทระดับแรงดันที่มีความสามารถทบทระดับแรงดันด้วยอัตราขยายแรงดันสูงๆ บวกกับการทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดจึงเป็นความต้องการหลักของงานวิจัย ซึ่งในงานวิจัยนี้จะได้นำเสนอการออกแบบวงจรทบทระดับแรงดันในรูปแบบไม่แยกโดตทางไฟฟ้าที่มีการส่งถ่ายกำลังงานไฟฟ้าในทิศทางเดียวและมีการป้อนด้วยแรงดันเป็นรูปแบบหลัก โดยในบทนี้จะกล่าวถึงวิธีการทำให้ได้แรงดันเพิ่มสูงขึ้นในวงจรทบทระดับแรงดัน และการเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานด้วยการใช้สับเบอร์ โดยมีรายละเอียดดังนี้

#### 2.1 หลักการทบทระดับแรงดัน

ในที่นี้จะอธิบายถึงวงจรทบทระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงชนิดทิศทางเดียว โดยมุ่งไปยังวงจรที่มีอัตราขยายแรงดันสูงและมีประสิทธิภาพการทำงานดี เพื่อให้เห็นถึงแนวทางที่จะได้พัฒนาขึ้น ซึ่งหากพิจารณาถึงวิธีการ (Techniques) ในการเพิ่มระดับแรงดัน อาจสามารถจำแนกออกเป็น 5 วิธีการที่นิยมใช้ ดังภาพประกอบ 14 ซึ่งประกอบไปด้วย

- 1) การใช้ตัวเก็บประจุสวิตช์ (Switched Capacitor : SC) ซึ่งเป็นการนำคุณสมบัติการเก็บประจุของตัวเก็บประจุมาใช้ในการส่งถ่ายพลังงานจากระดับหนึ่งไปยังอีกระดับหนึ่ง
- 2) การใช้วงจรคูณแรงดัน (Voltage Multiplier : VM) เป็นชุดวงจรที่มีการนำอุปกรณ์พาสซีฟต่างๆ อันได้แก่ ตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำ แลไดโอด มาเชื่อมต่อกันเพื่อให้สามารถทำงานเพิ่มระดับแรงดันด้านเอาต์พุตให้สูงกว่าระดับแรงดันอินพุตที่ถูกป้อนเข้ามายังชุดวงจรคูณแรงดัน
- 3) การใช้ตัวเหนี่ยวนำสวิตช์ (Switched Inductor : SL) เป็นการนำคุณสมบัติการเก็บและถ่ายเทพลังงานของตัวเหนี่ยวนำมาใช้ โดยมีการต่อร่วมกับไดโอดเป็นชุดเซลล์ยกระดับแรงดัน (Voltage Lift)
- 4) การใช้วิธีเหนี่ยวนำแม่เหล็กร่วม (Magnetic Coupling) เป็นการนำอุปกรณ์จำพวกหม้อแปลงความถี่สูงหรือตัวเหนี่ยวนำแม่เหล็กร่วมมาใช้ออกแบบโดยมีวัตถุประสงค์ในการใช้ประโยชน์จากอัตราส่วนรอบ (Turn ratio) ของอุปกรณ์เหล่านี้ ทำให้วงจรทบทระดับแรงดันมีอัตราขยายแรงดันที่สูงมาก
- 5) การออกแบบวงจรให้มีหลายระดับ (Multi Stage/Level) ด้วยการนำวงจรทบทระดับแรงดันมาต่อร่วมกันอย่างอนุกรม (Cascaded) หรืออย่างขนาน (Interleaved) เพื่อให้ได้คุณสมบัติการทำงานที่ดีขึ้น

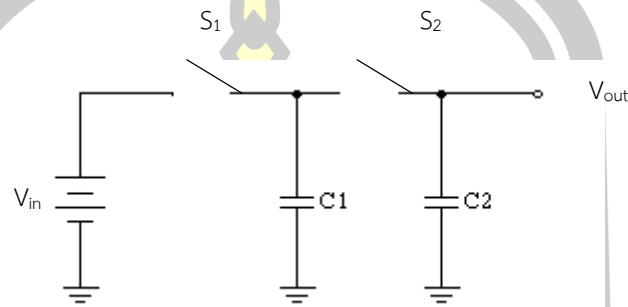
ซึ่งในบทนี้จะได้อธิบายถึงวิธีการแต่ละรูปแบบอย่างละเอียดต่อไป



ภาพประกอบ 14 วิธีการเพิ่มระดับแรงดันในวงจรทระดับแรงดัน

### 2.1.1 ตัวเก็บประจุสวิตช์ (Switched Capacitor)

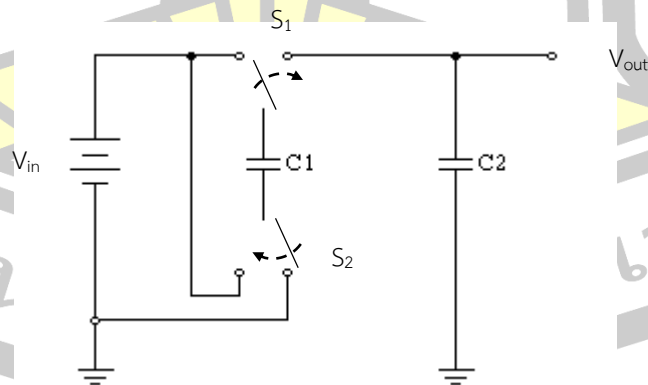
หรือที่นิยมเรียกกันว่า “ชาร์จปั๊ม” (Charge Pump) [49, 50] เป็นวิธีการเพิ่มระดับแรงดันที่รู้จักกันดีและถูกนำมาใช้ในโครงสร้างวงจรถบะดับแรงดันอย่างกว้างขวาง โดยใช้หลักการถ่ายเทพลังงานในตัวเก็บประจุจากหนึ่งระดับไปสู่อีกระดับที่อยู่ถัดไป ในภาพประกอบ 15 แสดงการทำงานเบื้องต้นของชุดชาร์จปั๊ม



ภาพประกอบ 15 วงจรชาร์จปั๊มพื้นฐาน

ในภาพประกอบ 15 เมื่อสวิตช์  $S_1$  ถูกทำให้ปิดวงจรโดยที่สวิตช์  $S_2$  ยังคงเปิดวงจร พลังงานจากแหล่งจ่ายไฟฟ้า  $V_{in}$  จะถูกชาร์จให้กับตัวเก็บประจุ  $C_1$  จนแรงดันที่  $C_1$  มีระดับเทียบเท่ากับระดับแรงดันของ  $V_{in}$  หลังจากนั้นสวิตช์  $S_1$  จะถูกเปิดวงจรพร้อมกันกับที่สวิตช์  $S_2$  ถูกปิดวงจร พลังงานที่สะสมในตัวเก็บประจุ  $C_1$  จะถ่ายเทไปยังตัวเก็บประจุ  $C_2$  ทำให้  $C_2$  มีระดับแรงดันเทียบเท่า  $V_{in}$

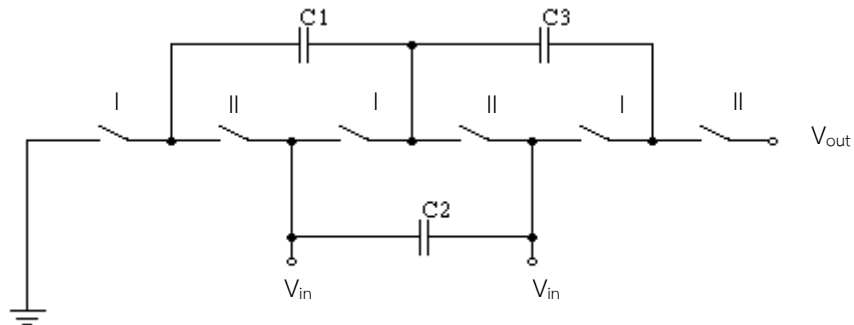
ในการนำวิธีการชาร์จปั๊มมาใช้เป็นตัวเก็บประจุสวิตช์ (SC) เพื่อเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุต มีหลักการคือการชาร์จประจุให้กับตัวเก็บประจุ  $C_1$  ด้วยแหล่งจ่ายแรงดันในการทำงานช่วงแรก ก่อนนำ  $C_1$  ไปอนุกรมกับแหล่งจ่ายแรงดันในการทำงานช่วงที่ 2 ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตมีระดับเป็น 2 เท่าของแรงดันอินพุต ดังภาพประกอบ 16



ภาพประกอบ 16 วงจรตัวเก็บประจุสวิตช์พื้นฐาน

ในภาพประกอบ 17 แสดงการนำวิธีการสวิตช์ตัวเก็บประจุมาต่อรวมกันเป็นขั้นบันได (Ladder) ซึ่งหลักการการทำงานยังคงเหมือนเดิมคือการชาร์จประจุด้วยแรงดันอินพุตให้กับโหนดที่อยู่ต่ำสุด (ใกล้

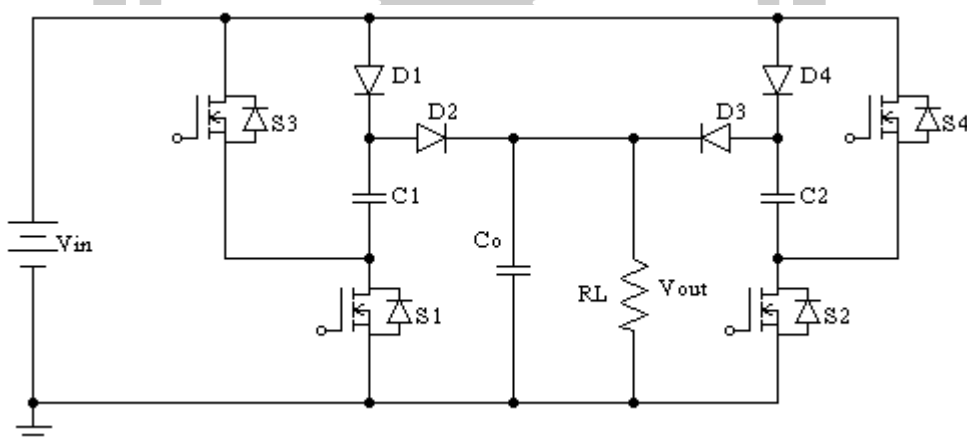
แหล่งจ่ายแรงดัน) การทำงานของสวิตช์จะช่วยให้เกิดการชาร์จประจุไปยังตัวเก็บประจุชั้นถัดไป [45] ข้อด้อยของตัวเก็บประจุสวิตช์คือมีกระแสชั่วครู่ที่สูง (High current transient) ซึ่งจะส่งผลทำให้ประสิทธิภาพและความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้าลดลง



ภาพประกอบ 17 การต่อสวิตช์ตัวเก็บประจุแบบขั้นบันได

ตัวอย่างงานวิจัยที่มีการนำวิธีการตัวเก็บประจุสวิตช์ไปใช้งาน เช่น ในงานวิจัย [51] เป็นการออกแบบวงจรให้สามารถทบระดับแรงดันเพิ่มขึ้นเป็นสองเท่า (Voltage doubler circuit) โดยใช้การต่อร่วมกันของสวิตช์มอสเฟสและไดโอด ดังภาพประกอบ 18 อัตราการขยายแรงดันของวงจรสามารถคำนวณได้ด้วยสมการ (2.1)

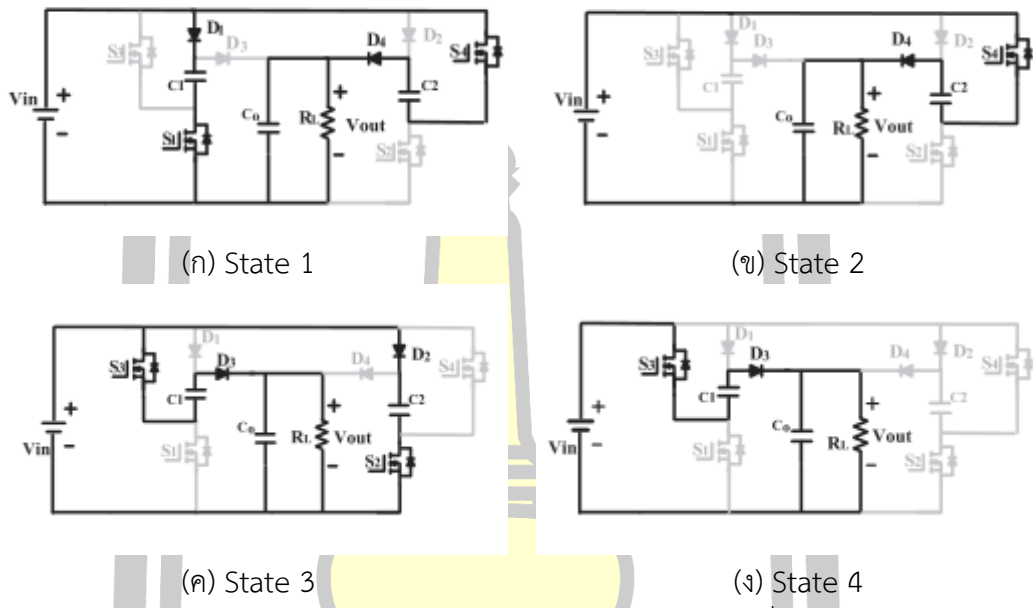
$$\frac{V_{out}}{V_{in} - V_d} = \frac{2}{1 + (1 + (1/2d))(r + R_{on})/R_L} \quad (2.1)$$



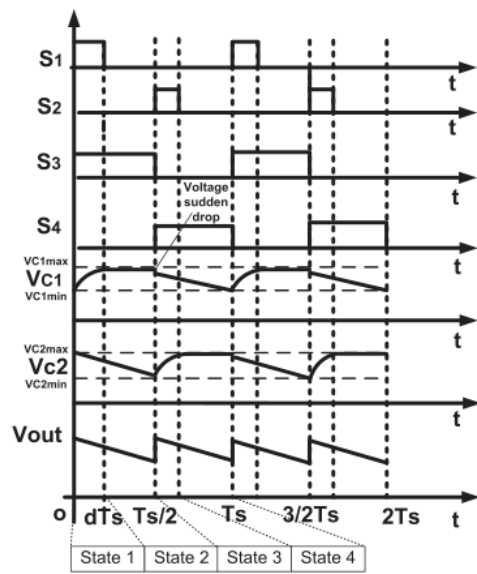
ภาพประกอบ 18 วิธีการเพิ่มแรงดันสองเท่า

- เมื่อ  $V_d$  เป็นแรงดันที่ตกคร่อมไดโอดแต่ละตัว
- $r$  เป็นค่าความต้านทานอนุกรมสมมูล (ESR) ในตัวเก็บประจุ  $C_1$  และ  $C_2$
- $R_{on}$  เป็นค่าความต้านทานของสวิตช์ในขณะที่ปิดวงจร

การทำงานของวงจรในภาพประกอบ 18 ถูกกำหนดไว้ 4 โหมดการทำงานดังภาพประกอบ 19 ซึ่งมีรูปคลื่นการทำงานหลักเป็นไปตามภาพประกอบ 20



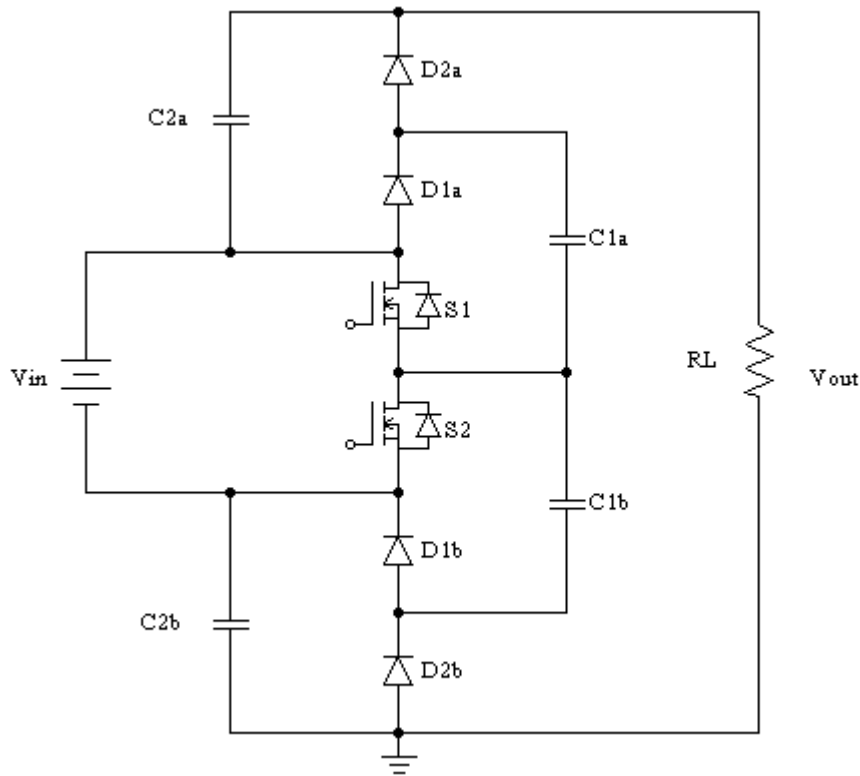
ภาพประกอบ 19 จังหวะการทำงานของวงจรวิจัยที่ [51]



ภาพประกอบ 20 รูปคลื่นหลักของวงจรวิจัยที่ [51]

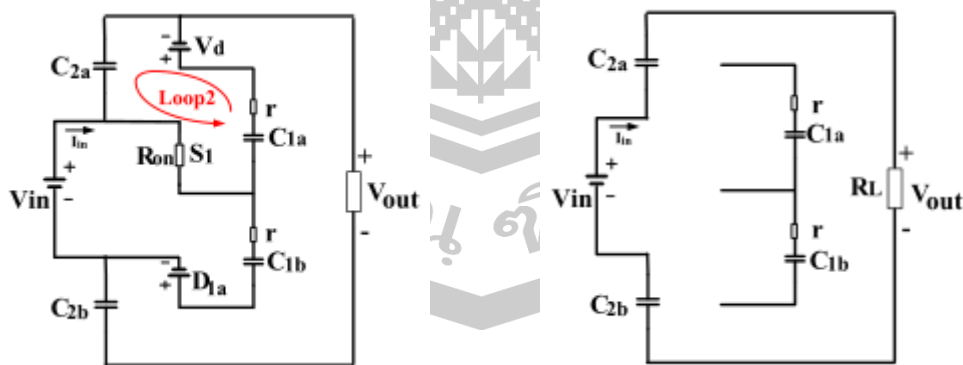


อีกตัวอย่างงานวิจัย เป็นการนำตัวเก็บประจุสวิตช์มาออกแบบร่วมกับไดโอดและใช้สวิตช์มอสเฟส 2 ตัวทำงานสลับกัน การออกแบบโครงสร้างวงจรทำให้สามารถทบระดับแรงดันได้ถึง 3 เท่าของระดับแรงดันอินพุต [52, 53] ดังภาพประกอบ 21



ภาพประกอบ 21 วิธีการเพิ่มแรงดันเป็น 3 เท่า

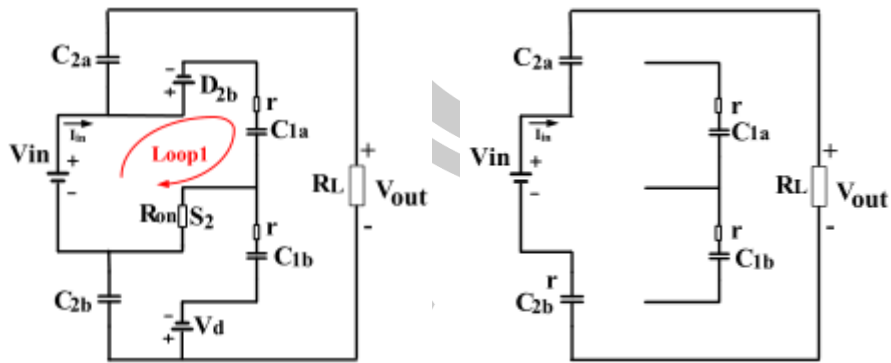
การทำงานของวงจรในภาพประกอบ 21 ถูกกำหนดไว้ 4 โหมดการทำงานดังภาพประกอบ 22 ซึ่งมีรูปคลื่นการทำงานหลักเป็นไปตามภาพประกอบ 23



(ก) State 1

(ข) State 2

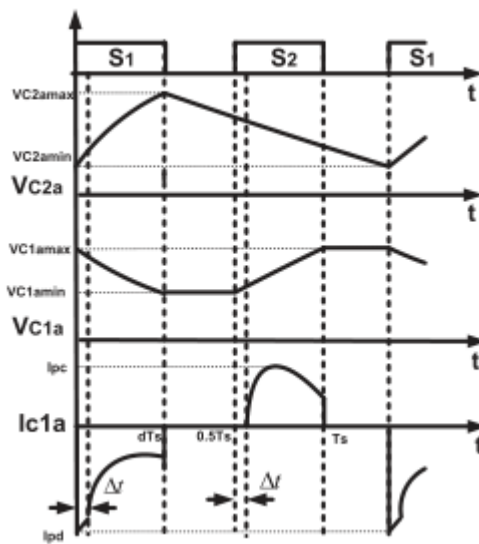
ภาพประกอบ 22 จังหวะการทำงานของวงจรวิจัยที่ [52]



(ค) State 3

(ง) State 4

ภาพประกอบ 22 จังหวะการทำงานของวงจรวิจัยที่ [52] (ต่อ)



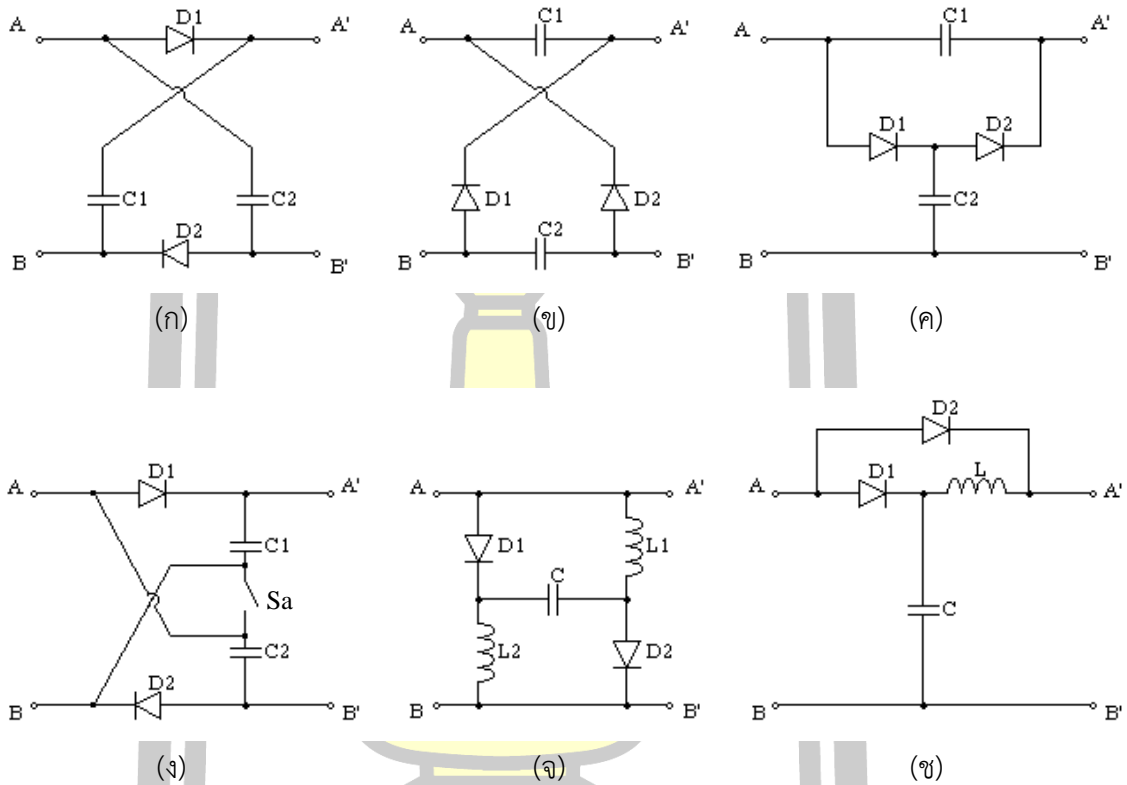
ภาพประกอบ 23 รูปคลื่นหลักของวงจรวิจัยที่ [52]

### 2.1.2 วงจรคูณแรงดัน (Voltage Multiplier)

วงจรคูณแรงดันโดยส่วนมากเป็นวงจรที่ให้ประสิทธิภาพดี ราคาต่ำ เป็นวิธีการที่ง่ายและสะดวก โดยใช้เพียงกลุ่มของตัวเก็บประจุและไดโอดมาต่อร่วมกันเพื่อเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตให้สูงขึ้น จากงานวิจัยต่างๆ เราอาจแบ่งการใช้งานวงจรคูณแรงดันได้เป็น 2 ลักษณะ ได้แก่ การใช้เป็นวงจรคูณแรงดันในวงจรไฟฟ้ากระแสตรงโดยติดตั้งวงจรคูณแรงดันไว้บริเวณส่วนกลางของวงจรบกระดับแรงดันซึ่งส่วนใหญ่คือตำแหน่งหลังอุปกรณ์สวิตซ์หลัก และการนำวงจรคูณแรงดันไปใช้ในวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ โดยติดตั้งไว้ในตำแหน่งทุติยภูมิของหม้อแปลงและโครงสร้างของตัวเหนี่ยวนำร่วมอื่นๆ โดยมีวัตถุประสงค์ในการเรียงกระแส (Rectify) เป็นไฟฟ้ากระแสตรงพร้อมกันกับการทำงานเป็นวงจรคูณแรงดัน

2.1.2.1 วงจรคูณแรงดันสำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

มีการนำไปใช้อย่างกว้างขวางเพื่อเพิ่มระดับแรงดันในวงจรทระดับแรงดัน เนื่องจากมีโครงสร้างวงจรที่ง่ายต่อการนำไปใช้งาน สามารถต่อร่วมกันได้ในหลายๆ รูปแบบ ดังตัวอย่างในภาพประกอบ 24 ซึ่งเป็นโครงสร้างวงจรคูณแรงดันพื้นฐานที่พบเจอได้บ่อยครั้งในงานวิจัย

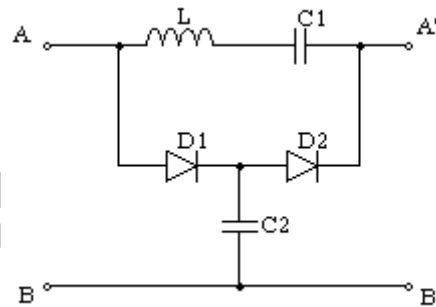


ภาพประกอบ 24 โครงสร้างวงจรคูณแรงดันพื้นฐาน

ในภาพประกอบ 24 จะพบว่าบางโครงสร้างมีเพียงไดโอดและตัวเก็บประจุ (Switched diode capacitor) บางโครงสร้างมีตัวเหนี่ยวนำต่อรวมอยู่ด้วย และบางโครงสร้างมีการใช้งานของอุปกรณ์สวิตช์ คุณสมบัติของวงจรคูณแรงดันในภาพประกอบ 24(ก) 24(ข) และ 24(ค) มีลักษณะเดียวกันคือ มีอัตราส่วนการขยายแรงดันเป็น  $\frac{1+d}{1-d}$  เมื่อ d เป็นวิญจักรการทำงานของอุปกรณ์สวิตช์หลัก ทุกๆ

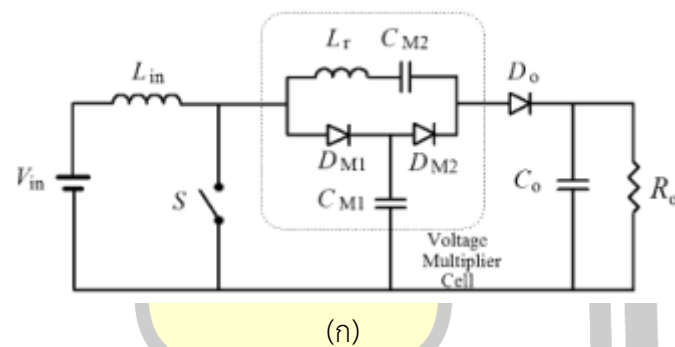
โครงสร้างของวงจรคูณแรงดันในภาพประกอบ 24 ยกเว้นภาพประกอบ 24(ง) จะทำงานด้วยความถี่สวิตช์ของอุปกรณ์สวิตช์หลัก ในขณะที่วงจรในภาพประกอบ 24(ง) ทำงานด้วยสวิตช์ Sa เท่านั้น

เนื่องจากข้อเสียของวงจรคูณแรงดัน คือ การมีกระแสกระชากชั่วคราวในจังหวะเริ่มต้นทำงานของสวิตช์ค่อนข้างสูง บางครั้งจึงอาจเพิ่มตัวเหนี่ยวนำขนาดเล็กๆ ในช่วง  $1\mu H$  ถึง  $4\mu H$  อนุกรมกับตัวเก็บประจุเพื่อลดกระแสกระชากนี้ด้วยการออกแบบให้อุปกรณ์สวิตช์ทำงานอย่างนุ่มนวลแบบ ZCS ดังภาพประกอบ 25

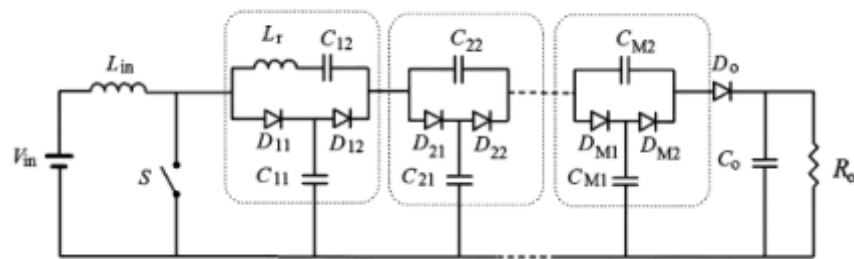


ภาพประกอบ 25 ตัวอย่างการติดตั้งตัวเหนี่ยวนำในวงจรคูณแรงดัน

ตัวอย่างงานวิจัยที่มีการนำวงจรคูณแรงดันไปใช้ในการเพิ่มระดับแรงดันให้กับวงจรทระดับแรงดัน เช่น งานวิจัยที่ [54] มีการนำโครงสร้างวงจรคูณแรงดันตามภาพประกอบ 24(ค) และ 25 มาใช้งาน โดยการต่อร่วมกันอย่างอนุกรม ดังแสดงในภาพประกอบ 26(ก) และ 26(ข)



(ก)

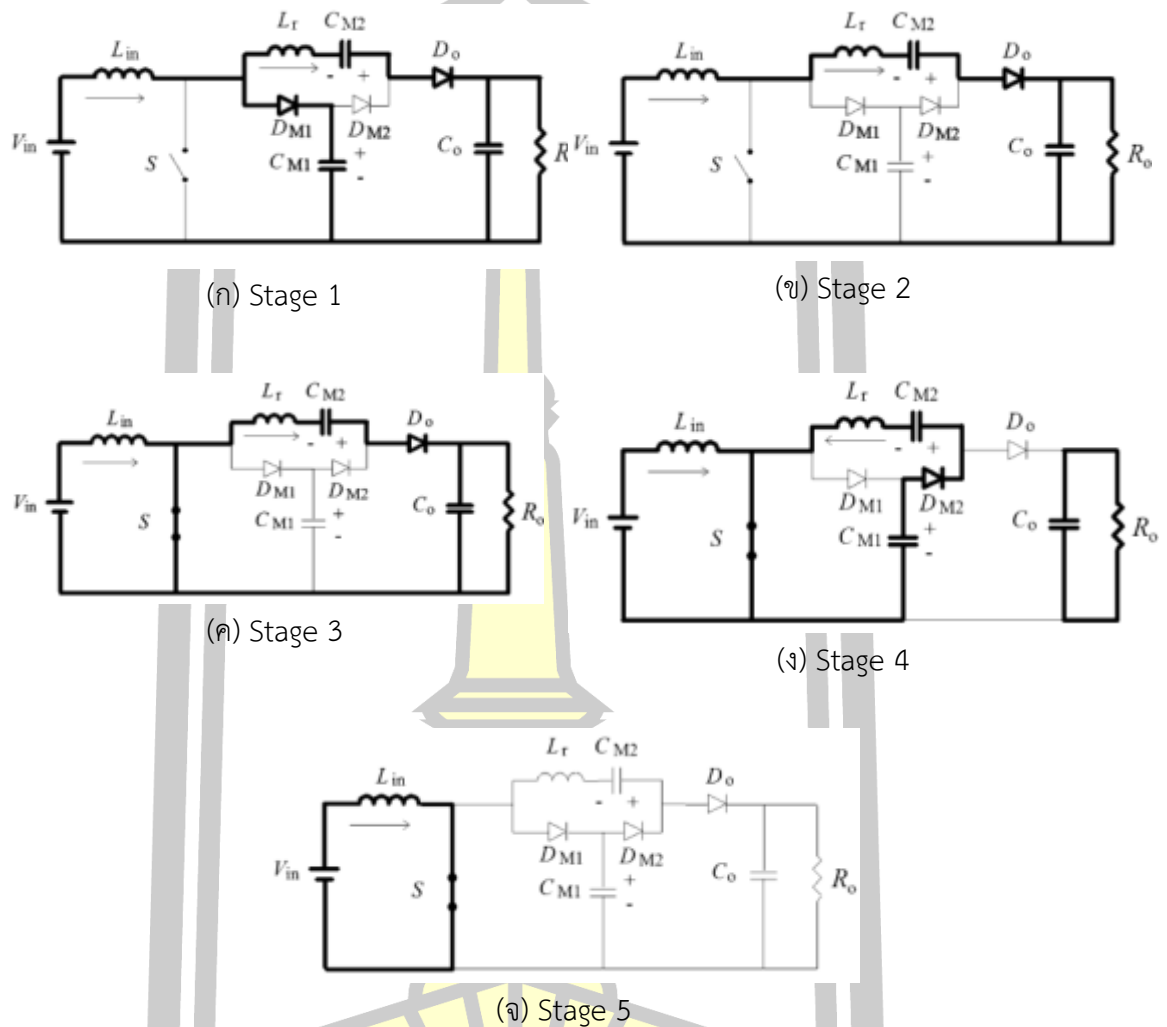


(ข)

ภาพประกอบ 26 โครงสร้างวงจรวิจัยที่ [54]

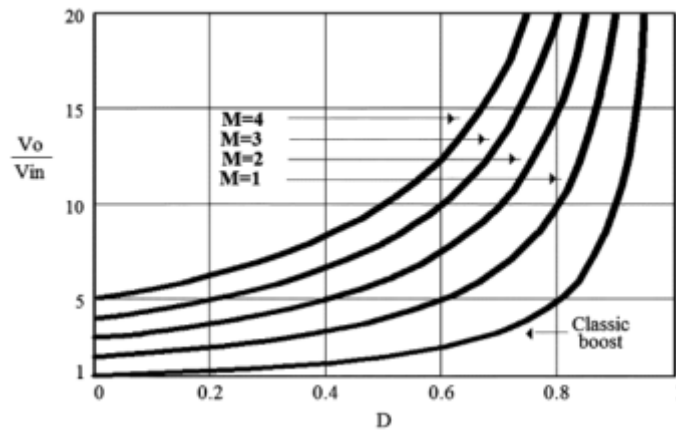
ในภาพประกอบ 26(ก) เป็นการต่อเซลล์ (Cell) วงจรคูณแรงดันในระดับที่  $M=1$  ซึ่งจะทำให้ได้ระดับแรงดันเอาต์พุตมีค่าเพิ่มมากกว่าระดับแรงดันเอาต์พุตของวงจรทระดับแรงดันชนิดพื้นฐานอยู่ด้วยแฟกเตอร์  $M+1$  ในขณะที่เกิดแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตซ์หลักเทียบเท่ากับแรงดันตกคร่อมสวิตซ์หลักในวงจรทระดับแรงดันชนิดพื้นฐาน ส่วนในภาพประกอบ 26(ข) เป็นการต่อเซลล์วงจรคูณแรงดันใน  $M$  ระดับ

การทำงานอย่างกระแสดต่อเนื่อง (CCM) ของวงจรตามภาพประกอบ 26(ก) แบ่งออกเป็น 5 ขั้นตอนตามภาพประกอบ 27(ก) ถึง 27(จ) ตามลำดับ



ภาพประกอบ 27 ขั้นตอนการทำงานของวงจรงานวิจัยที่ [54]

ผลของการต่อวงจรคูณแรงดันอนุกรมกัน  $M$  ระดับ ดังภาพประกอบ 26(ข) จะทำให้ได้อัตราการขยายแรงดันที่เพิ่มมากขึ้น โดยสามารถสรุปเป็นกราฟอัตราการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนขยายแรงดัน  $V_{out}/V_{in}$  ได้ดังภาพประกอบ 28



ภาพประกอบ 28 อัตราการส่วนการขยายแรงดันในระดับ M ต่างๆ

ยังมีงานวิจัยที่มีการใช้วงจรทบระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงหลายชั้น [55] เป็นวงจรที่มีตัวเหนี่ยวนำและสวิตช์เพียงตัวเดียวต่อกับขดลวดแรงดันที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุและไดโอดตั้ง ภาพประกอบ 29 สามารถสร้างแรงดันเพิ่มสูงขึ้นได้ตามจำนวนระดับชั้นโดยไม่ต้องใช้หม้อแปลง ข้อดีของวงจรนี้ ได้แก่ กระแสอินพุตที่ไหลต่อเนื่อง สร้างแรงดันเอาต์พุตได้สูงมากโดยไม่ต้องใช้ตัวจุกหน้าทีของสวิตช์ที่สูงและไม่ต้องใช้หม้อแปลง สามารถใช้งานกับค่าที่สูงๆ ทำให้ลดขนาดวงจร และสามารถเพิ่มจำนวนระดับชั้นได้โดยไม่ต้องแก้ไขวงจรส่วนหลักของสวิตช์

ภายหลังจากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรทำให้ได้อัตราขยายแรงดันดังนี้

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{N}{1-D} \quad (2.2)$$

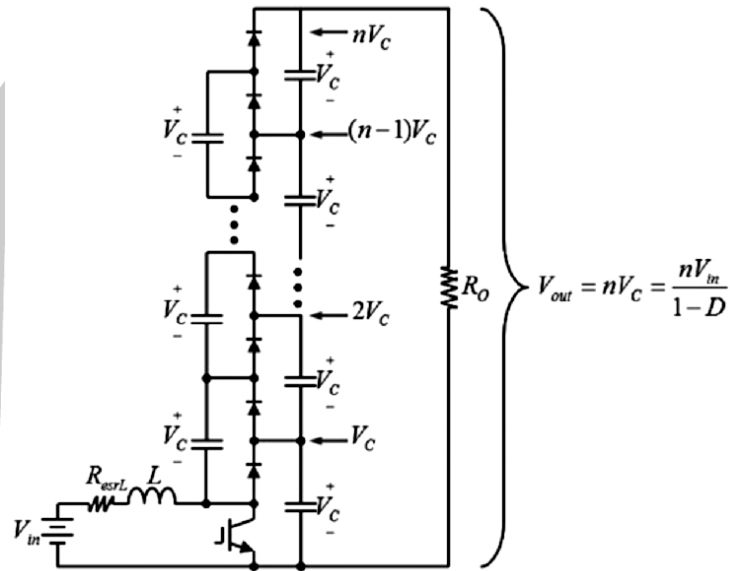
โดยที่ N คือ ระดับชั้นของวงจร  
D คือ วัฏจักรหน้าที

การวิเคราะห์แรงดันตกคร่อมสวิตช์และแรงดันตกคร่อมไดโอดในแต่ละตัวที่เพิ่มขึ้นตามจำนวนระดับชั้น พบว่าค่าประสิทธิภาพของวงจรทบระดับแรงดันหลายชั้นขึ้นอยู่กับจำนวนชั้นที่เพิ่มขึ้น มีสมการความสัมพันธ์ดังนี้

$$\eta = \frac{V_{out}}{NV_c} = 1 - \frac{4(N-1)V_d}{NV_c} \quad (2.3)$$

โดยที่  $V_c$  คือ ระดับแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุชั้นล่างสุด

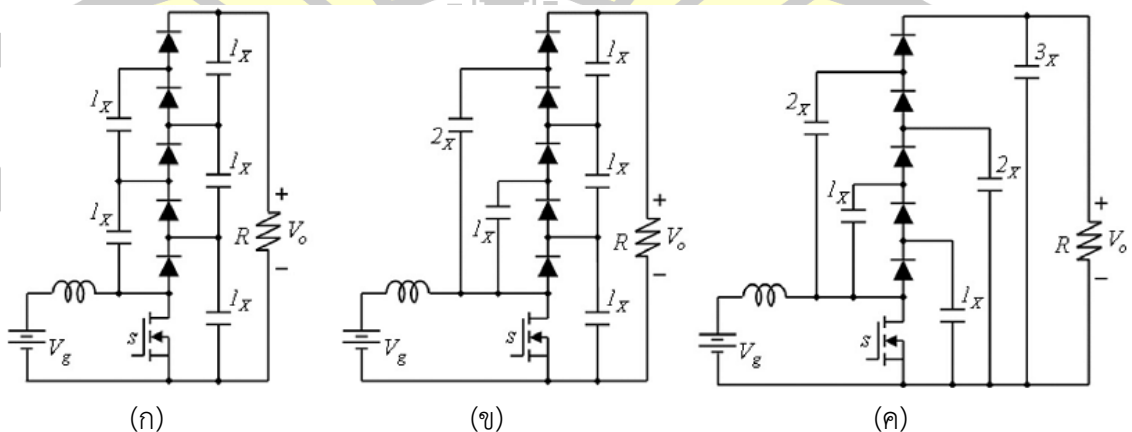
ผลการทดสอบในงานวิจัยด้วยวงจรต้นแบบขนาดเล็ก กำลังไฟฟ้า 150 วัตต์ แรงดันอินพุตเท่ากับ 50 โวลต์ ออกแบบให้ได้ระดับแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 300 โวลต์ ใช้ความถี่ในการสวิตช์ 100 กิโลเฮิรตซ์ ด้วยค่าตัวจูนจากรุ่นที่ 0.5 พบว่ามีค่าประสิทธิภาพที่พิกัดโหลดเท่ากับร้อยละ 90



ภาพประกอบ 29 วงจรทบทระดับแรงดันหลายชั้น (MCB) [55]

ข้อดีอีกสิ่งหนึ่งของวงจรนี้คือ สามารถเพิ่มระดับแรงดันเอาต์พุตได้ง่ายโดยไม่ต้องเปลี่ยนแปลงวงจรสวิตช์หลัก ด้วยการเพิ่มจำนวนไดโอดและตัวเก็บประจุตามจำนวนชั้นที่ต้องการ และยังให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุในแต่ละระดับชั้นที่สมดุลกันจึงเหมาะที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับวงจรอินเวอร์เตอร์หลายระดับ (Multilevel inverter)

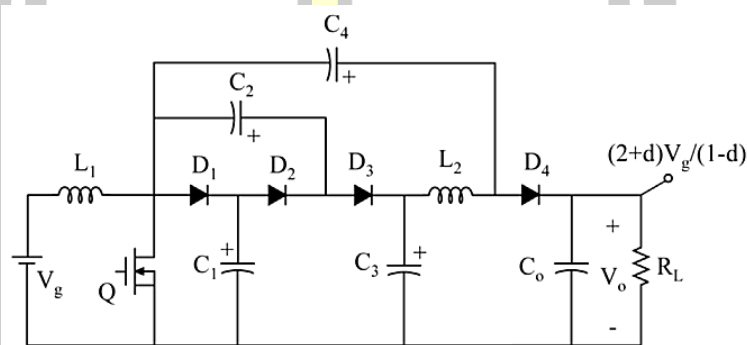
นอกจากการต่อวงจรคุณแรงดันให้ได้เป็นวงจรทบทระดับหลายชั้นด้วยโครงสร้างดังภาพประกอบ 29 แล้ว อาจมีการเปลี่ยนแปลงโครงสร้างเล็กน้อยดังภาพประกอบ 30



ภาพประกอบ 30 ความแตกต่างของการต่อวงจรทบทระดับแรงดันหลายชั้น [56]

ในภาพประกอบ 30 จะพบว่ามีความแตกต่างกันใน 3 รูปแบบ แต่ละรูปแบบมีคุณลักษณะดังนี้คือ ในภาพประกอบแบบแรก 30(ก) จะทำให้ได้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุทุกตัวในแต่ละชั้นเท่ากัน แรงดันในตัวเก็บประจุแต่ละตัวจึงไม่สูงมาก การต่อวงจรในรูปแบบที่สองตัวเก็บประจุส่วนที่ต่อรวมอยู่กับตัวเหนี่ยวนำจะได้รับแรงดันตกคร่อมที่มากขึ้นตามระดับชั้นที่ต่ออยู่ แต่กลับทำให้ได้ประสิทธิภาพการทำงานของวงจรที่ดีกว่า การต่อวงจรในรูปแบบที่สามตัวเก็บประจุจะได้รับแรงดันตกคร่อมสูงขึ้นตามระดับชั้นที่ต่อรวมอยู่

ในงานวิจัยที่ [57] นำเสนองานวิจัยเกี่ยวกับวงจรทระดับแรงดันโดยการนำเอาวงจรคูณแรงดันมาทำงานร่วมกับวงจรแปลงผันไฟฟ้าแบบซีพิด (Sepic) ดังภาพประกอบ 31



ภาพประกอบ 31 วงจรทระดับแรงดันแบบซีพิดร่วมกับวงจรคูณแรงดัน [57]

โครงสร้างวงจรในภาพประกอบ 31 ใช้พื้นฐานของวงจร 2 ชนิดมาต่อรวมกันโดยใช้ตัวเหนี่ยวนำและสวิตช์เพียงตัวเดียวในด้านขาเข้า โดยวงจรซีพิดคอนเวอร์เตอร์จะต่อรวมกับวงจรคูณแรงดันที่จุดต่อด้านออกของวงจรทระดับแรงดันนี้ (โหนด  $D_3$ - $C_3$ ) แทนวงจรแบบเดิมที่เคยต่อกับจุดกราวด์ ผลที่ได้คืออัตราการขยายแรงดันของวงจรใหม่มีค่าเท่ากับผลรวมของอัตราการขยายแรงดันของแต่ละวงจร คือ

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{2+D}{1-D} \quad (2.4)$$

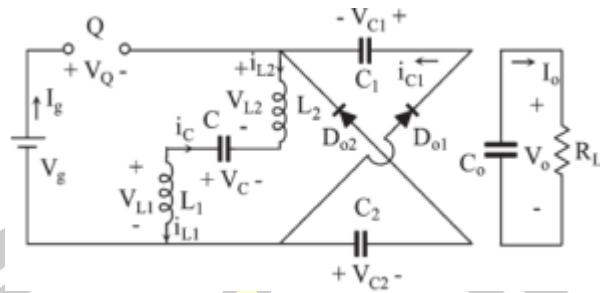
เมื่อ  $D$  คือค่าวัฏจักรหน้าที่การทำงานของสวิตช์

ผลการทดสอบด้วยวงจรต้นแบบขนาดกำลังไฟฟ้า 100 วัตต์ แรงดันอินพุต 12 โวลต์ แรงดันเอาต์พุต 240 โวลต์ ทำงานด้วยความถี่สวิตช์ 50 กิโลเฮิรตซ์ ค่าวัฏจักรหน้าที่เท่ากับ 0.8 พบว่าประสิทธิภาพการทำงานของวงจรมีค่าเท่ากับร้อยละ 95.8 ที่พิกัดโหลด

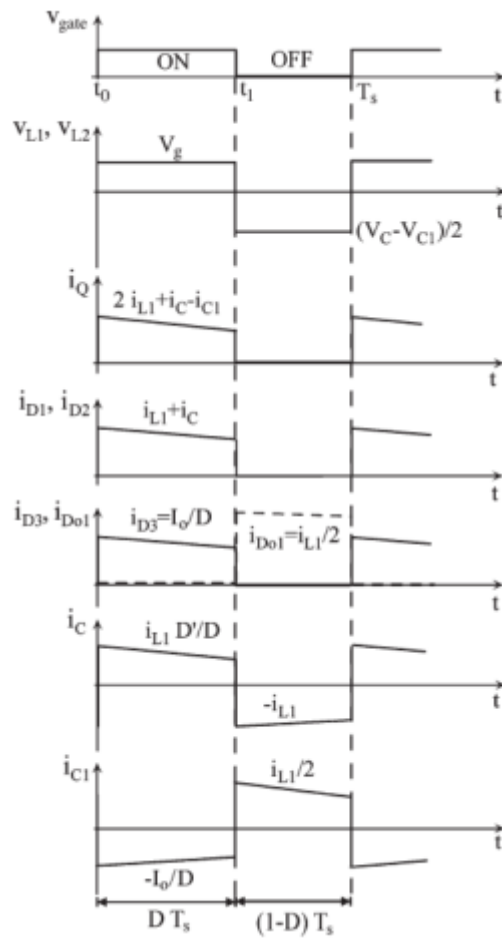
ในงานวิจัยที่ [58] ได้นำโครงสร้างวงจรคูณแรงดันตามภาพประกอบ 25(ข) และ 25(จ) มาต่อใช้งานร่วมกัน ทำให้ได้คุณสมบัติต่างๆ อันได้แก่ มีอัตราส่วนการขยายแรงดันสูงโดยไม่ต้องใช้ค่าวัฏจักรหน้าที่สูง มีความเครียด (Stress) ของอุปกรณ์สวิตช์หลักค่อนข้างต่ำทำให้สามารถเลือกใช้อุปกรณ์สวิตช์ที่มีพิกัดค่าแรงดันตกคร่อมน้อยๆ ได้ จึงเป็นการช่วยลดค่าใช้จ่ายของอุปกรณ์สวิตช์ และ







(ข) เมื่อสวิตช์เปิดวงจร  
ภาพประกอบ 33 สภาวะการทำงานของวงจรวิจัยที่ [58] (ต่อ)



ภาพประกอบ 34 รูปคลื่นสัญญาณหลักของวงจรวิจัยที่ [58]

ด้วยการทดสอบด้วยวงจรต้นแบบขนาดเล็ก แรงดันอินพุต ( $V_g$ ) 10 โวลต์ ความถี่สวิตช์ 100 เฮิร์ตซ์ โดยกำหนดค่าวัฏจักรหน้าที่คงที่ 0.4 แล้วปรับค่าของโพลต์ตัวต้านทานเพื่อให้ได้กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต ในช่วง 20 วัตต์ ถึง 50 วัตต์ พบว่าประสิทธิภาพมีแนวโน้มลดลง โดยมีประสิทธิภาพสูงสุดราวร้อยละ 92 ที่กำลังไฟฟ้า 20 วัตต์ จึงบ่งบอกได้ว่าการใช้งานโพลต์มากขึ้นจะส่งผลให้เกิดความสูญเสียในการนำกระแสเพิ่มขึ้นตามไปด้วย

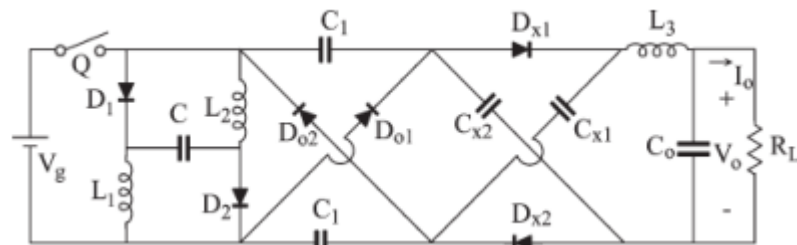
นอกจากวงจรตามภาพประกอบ 32 แล้ว ผู้วิจัยยังนำเสนอโครงสร้างวงจรแบบต่างๆ ซึ่งมีการนำวงจรคูณแรงดันในภาพประกอบ 24(ก) และ 24(ค) มาต่ออนุกรมกับโครงสร้างในภาพประกอบ 32 ทำให้ได้โครงสร้างวงจรใหม่ดังแสดงในภาพประกอบ 35 และ 36 และมีค่าอัตราการขยายแรงดันที่แตกต่างกันออกไป คือ

อัตราการขยายแรงดันสำหรับวงจรวิจัยในภาพประกอบ 35 มีค่าเป็น

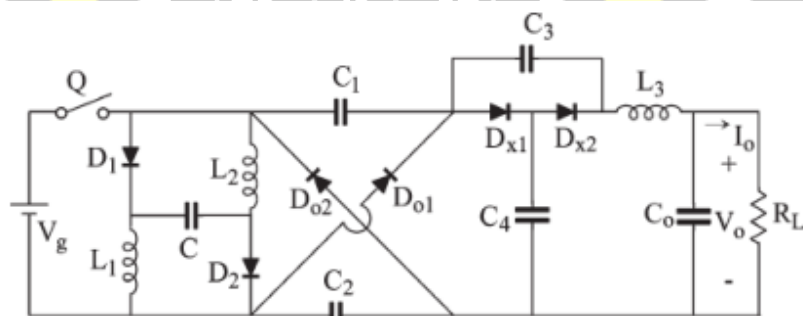
$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{5-d}{1-d} \quad (2.6)$$

อัตราการขยายแรงดันสำหรับวงจรวิจัยในภาพประกอบ 36 มีค่าเป็น

$$\frac{V_o}{V_g} = \frac{3(1+d)}{1-d} \quad (2.7)$$



ภาพประกอบ 35 การเพิ่มเติมโครงสร้างวงจรคูณแรงดันตามภาพประกอบ 24(ก)

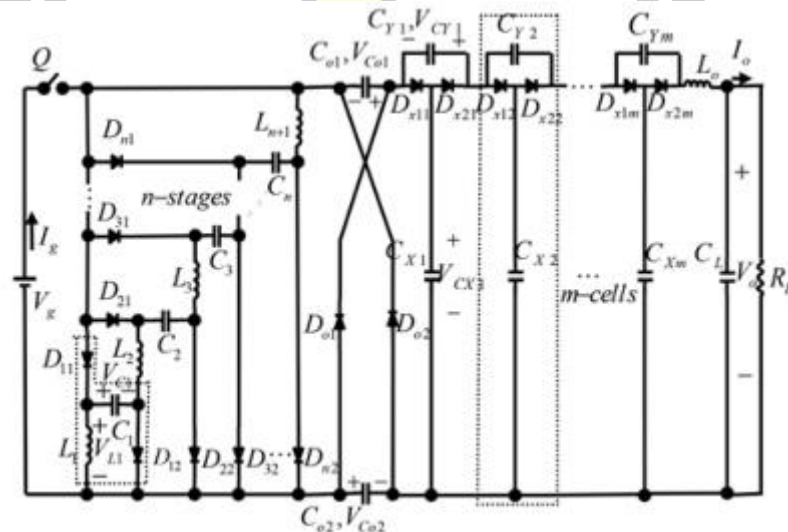


ภาพประกอบ 36 การเพิ่มเติมโครงสร้างวงจรคูณแรงดันตามภาพประกอบ 24(ค)

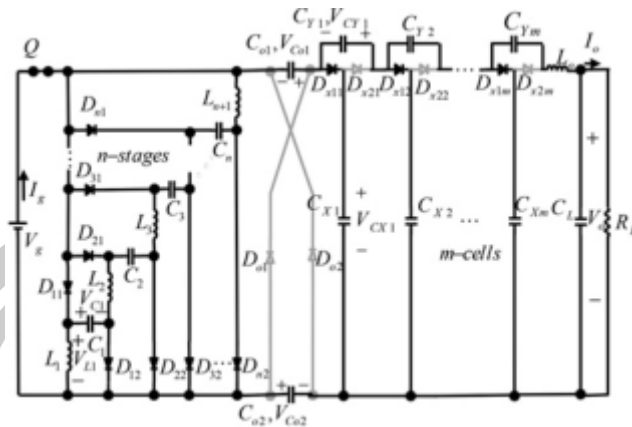
งานวิจัยที่นำเสนอวงจรทบทระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ลดความเครียดของสวิตช์ [59, 60] มีรูปแบบวงจรดังภาพประกอบ 37 ด้วยการนำชุดทบทระดับแรงดันที่ประกอบขึ้นจากเซลล์คูณแรงดันหลายๆ แบบมาต่อเรียงกัน ทำให้ได้วงจรทบทระดับแรงดันที่มีอัตราการขยายแรงดันที่สูงมาก (Ultra step-up converter) วิเคราะห์การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องตามลักษณะการสวิตช์เปิดและปิดวงจรตามภาพประกอบ 38 ทำให้ได้อัตราการขยายแรงดันของวงจรเป็น

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{(2+n)D + m(1+n) + n}{1-D} \quad (2.8)$$

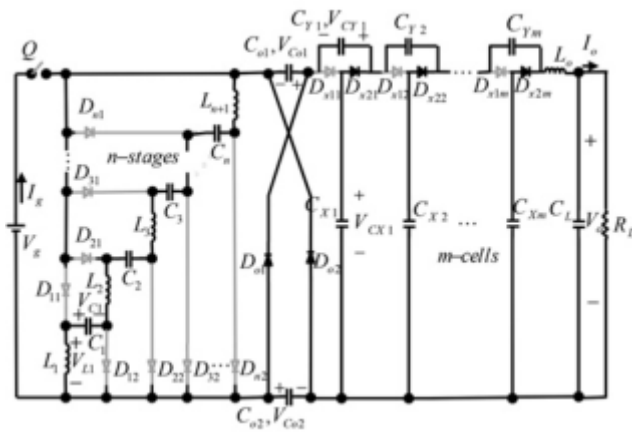
เมื่อ  $n$  คือจำนวนระดับของการเรียงต่อกันของเซลล์คูณแรงดันตามภาพประกอบ 24(จ)  
 $m$  คือจำนวนชั้นของวงจรคูณแรงดันตามภาพประกอบ 24(ค)



ภาพประกอบ 37 วงจรทบทระดับที่มีการสูญเสียสวิตช์ต่ำอัตราการขยายแรงดันสูง [59]



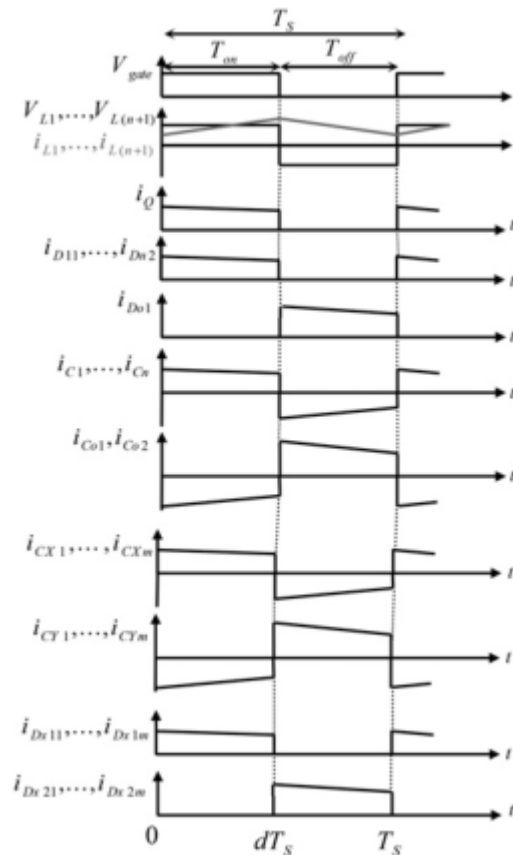
(ก) เมื่อสวิตช์ปิดวงจร



(ข) เมื่อสวิตช์เปิดวงจร

ภาพประกอบ 38 สภาวะการทำงานของวงจรวิจัยที่ [59]



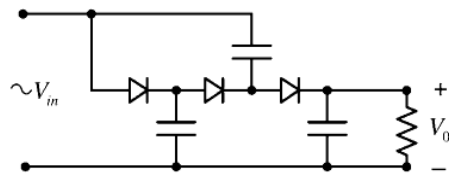


ภาพประกอบ 39 รูปคลื่นสัญญาณหลักของวงจรวิจัยที่ [59]

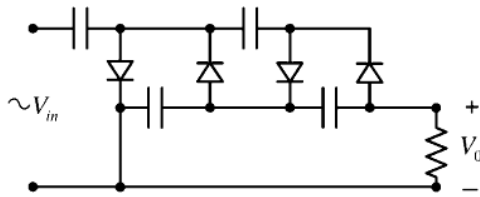
ผลการทดลองด้วยวงจรต้นแบบขนาดเล็กกำลังไฟฟ้า 65.5 วัตต์ สร้างขึ้นโดยกำหนด  $n=2$  และ  $m=1$  มีแรงดันอินพุต 29 โวลต์ แรงดันเอาต์พุต 358 โวลต์ ทำงานด้วยความถี่สวิตช์ 24 กิโลเฮิร์ตซ์ มีค่าวัฏจักรหน้าที่ 0.47 พบว่ามีความสูญเสียที่ตัวสวิตช์ 1.061 วัตต์ มีค่าความสูญเสียในตัวไดโอดในส่วนชุดยกระดับส่วนหน้าโดยรวมที่ 2.7479 วัตต์ ความสูญเสียของไดโอดที่ชุดคูณแรงดันที่ 0.2942 วัตต์ และที่ส่วนของวงจรยกระดับแรงดันหลายชั้นปรากฏว่าที่ความสูญเสียของไดโอดโดยรวมเท่ากับ 0.2944 วัตต์ ทั้งวงจรวัดค่าความสูญเสียปรากฏที่ตัวเหนี่ยวนำได้เท่ากับ 0.9319 วัตต์ มีค่าความสูญเสียในตัวเก็บประจุทั้งหมดเท่ากับ 0.08746 วัตต์ ประสิทธิภาพที่พิกัดโหลดจึงอยู่ที่ร้อยละ 92

### 2.1.2.2 วงจรคูณแรงดันสำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ

มีการนำวงจรคูณแรงดันไปใช้เพื่อเรียงกระแสไฟฟ้าพร้อมกันกับการทบระดับแรงดันเอาต์พุตให้สูงขึ้น เรียกว่าจอร์ที่มมีการทำงานในลักษณะนี้ว่า Voltage Multiplier Rectifier (VMRs) วงจรคูณแรงดันนี้เริ่มต้นถูกนำมาใช้ในงานแปลงไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรง (AC-DC) โดยแบ่งไว้ 2 โครงสร้าง ได้แก่ โครงสร้างวงจรแบบดิกสัน (Dickson) และโครงสร้างวงจรแบบคอคครอฟท์-วอลตัน (Cockcroft-Walton) ดังแสดงในภาพประกอบ 40 ในการออกแบบวงจรสามารถเลือกปรับประยุกต์วงจรคูณแรงดันเหล่านี้เพื่อให้เหมาะสมกับการออกแบบใช้งานได้



(ก) Dickson

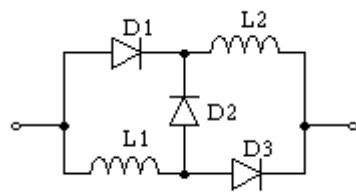


(ข) Cockcroft-Walton

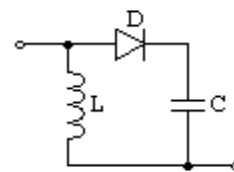
ภาพประกอบ 40 วงจรคูณแรงดันพื้นฐานที่ใช้ในงาน AC-DC

2.1.3 ตัวเหนี่ยวนำสวิตช์ (Switched Inductor)

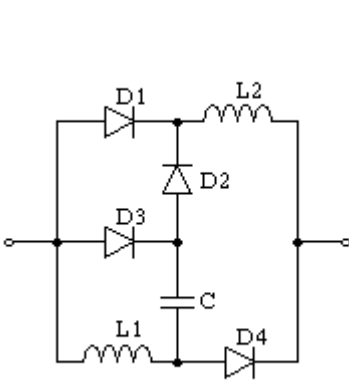
ตัวเหนี่ยวนำสวิตช์ (SL) หรือที่เรียกว่า “ชุดยกแรงดัน” (Voltage Lift) เป็นโครงสร้างวงจรรูปแบบหนึ่งที่มีความนิยมใช้ในการเพิ่มระดับแรงดันในวงจรทระดับแรงดัน แบ่งได้เป็น 4 ลักษณะ ดังภาพประกอบ 41



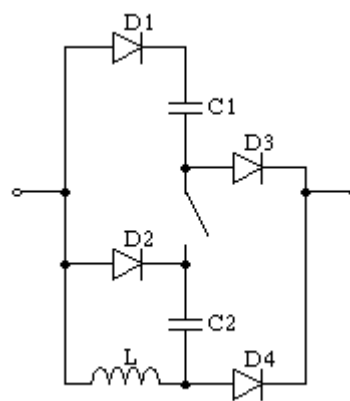
(ก) Basic SL



(ข) Elementally Lift



(ค) Seft-Lift SL

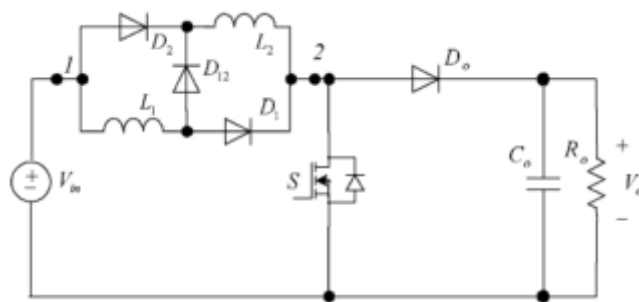


(ง) Double Seft-Lift SL

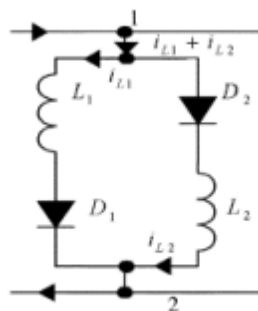
ภาพประกอบ 41 รูปแบบวงจรชุดยกแรงดัน

การใช้งานชุดยกแรงดันตามภาพประกอบ 41 มักนำไปติดตั้งแทนตัวเหนี่ยวนำที่อยู่ในส่วนหน้าของวงจรทระดับแรงดันชนิดพื้นฐาน ดังที่ปรากฏในงานวิจัย [14, 61, 62] ซึ่งมีโครงสร้างวงจรดังภาพประกอบ 42 การทำงานของชุดยกแรงดันถูกแบ่งออกเป็น 2 รูปแบบตามจังหวะการสวิตช์ของ S คือ จังหวะเปิดและปิดวงจร ดังแสดงในภาพประกอบ 43 ทำให้ได้อัตราการขยายแรงดันเป็นไปตามสมการ (2.9) คือ

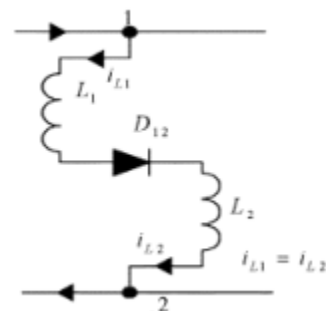
$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+d}{1-d} \quad (2.9)$$



ภาพประกอบ 42 วงจรงานวิจัยที่ [62]



(ก) เมื่อ S ปิดวงจร



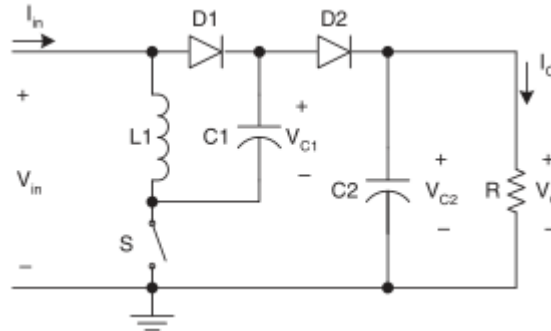
(ข) เมื่อ S เปิดวงจร

ภาพประกอบ 43 สภาวะการทำงานของวงจรวิจัยที่ [62]

ทั้งนี้ ในงานวิจัยที่ [62] ได้ระบุผลของการเปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรตามภาพประกอบ 42 กับคุณสมบัติของวงจรทระดับแรงดันชนิดพื้นฐานไว้ดังนี้ คือ วงจรมีระดับกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำต่ำกว่าวงจรทระดับแรงดันชนิดพื้นฐานทำให้สามารถลดขนาดของตัวเหนี่ยวนำลงได้ วงจรมีอัตราการขยายแรงดันที่สูงกว่าวงจรทระดับแรงดันชนิดพื้นฐาน และเมื่อค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำทั้งสองตัวในวงจรมีค่าเดียวกันจะทำให้สามารถออกแบบด้วยแกนแม่เหล็กเพียงชิ้นเดียวจึงช่วยลดขนาดอุปกรณ์แม่เหล็กในวงจรลงได้



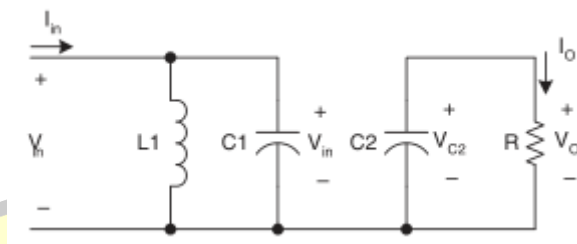
ในงานวิจัยที่ [63, 64] มีการนำโครงสร้างวงจรตามภาพประกอบ 41(ข) ไปปรับใช้งาน โดยเรียกชื่อวงจรว่า “วงจรเลาคอนเวอร์เตอร์” (Luo converter) ตามชื่อผู้วิจัย มีตัวอย่างโครงสร้างของวงจรในภาพประกอบ 44



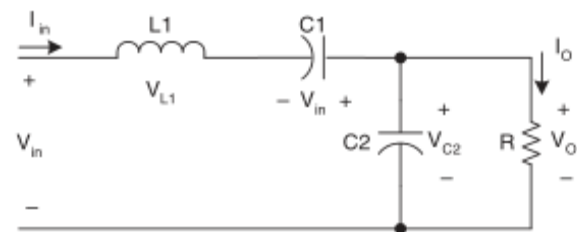
ภาพประกอบ 44 วงจรทบทระดับแรงดันชนิดเลาคอนเวอร์เตอร์ [63]

แบ่งการทำงานของวงจรตามภาพประกอบ 44 เป็น 2 รูปแบบ ตามจังหวะการทำงานของสวิตช์ S คือ จังหวะปิดและเปิดวงจร ดังแสดงในภาพประกอบ 45 ซึ่งทำให้ได้สมการอัตราขยายแรงดันเป็นไปตามสมการ (2.10) คือ

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2-d}{1-d} \tag{2.10}$$



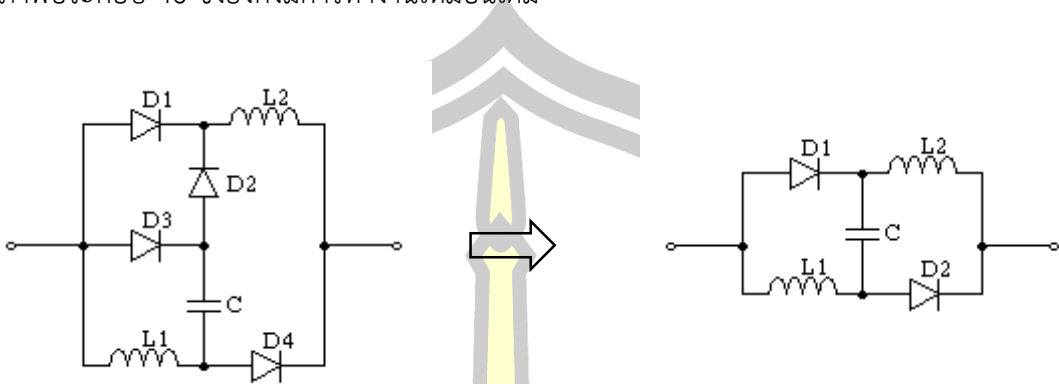
(ก) เมื่อสวิตช์ S ปิดวงจร



(ข) เมื่อสวิตช์ S เปิดวงจร

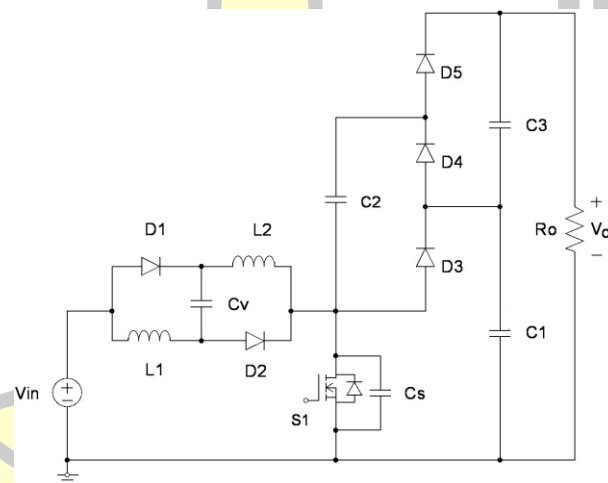
ภาพประกอบ 45 สภาวะการทำงานของวงจรวิจัยที่ [63]

ข้อสังเกตคือ โครงสร้างในภาพประกอบ 41(ค) อาจลดจำนวนไดโอดให้เหลือเพียง 2 ตัว ดังภาพประกอบ 46 ซึ่งยังคงมีการทำงานเหมือนเดิม



ภาพประกอบ 46 การลดโครงสร้างวงจรชุดยกระดับแรงดันตามภาพประกอบ 41(ค)

ตัวอย่างงานวิจัยที่นำเอาชุดยกระดับแรงดันที่มีการลดโครงสร้างตามภาพประกอบ 46 คือ งานวิจัย [65-67] ซึ่งในงานวิจัย [65] ได้มีการนำมาต่อใช้งานร่วมกับวงจรคูณแรงดันหลายระดับชั้น มีโครงสร้างวงจрдังภาพประกอบ 47



ภาพประกอบ 47 วงจรในงานวิจัยที่ [65]

การทำงานของวงจรตามภาพประกอบ 47 ถูกแบ่งออกเป็น 2 จังหวะตามลักษณะการทำงานของสวิตช์ S1 คือ จังหวะปิดและเปิดวงจร ซึ่งในแต่ละจังหวะการทำงานจะทำให้ชุดยกระดับแรงดันมีการทำงานดังภาพประกอบ 48 ทำให้ได้อัตราการขยายแรงดันเมื่อวงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่องเป็นไปตามสมการ (2.10) คือ

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{4}{1-D} \quad (2.10)$$



(ก) เมื่อสวิตช์ปิดวงจร

(ข) เมื่อสวิตช์เปิดวงจร

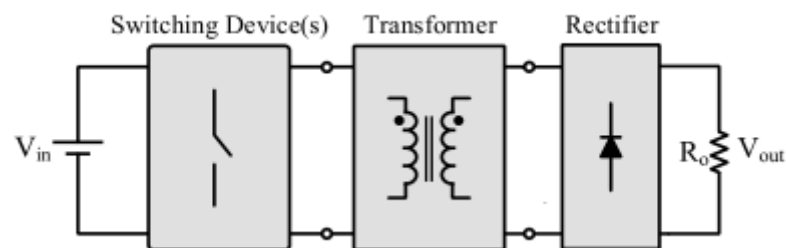
ภาพประกอบ 48 การทำงานของชุดยกแรงดันแรงดันในงานวิจัยที่ [56]

#### 2.1.4 การเหนี่ยวนำแม่เหล็กร่วม (Magnetic Coupling)

การเหนี่ยวนำแม่เหล็กร่วมเป็นวิธีการหนึ่งที่ถูกนำมาใช้เป็นโครงสร้างของวงจรทบทระดับแรงดันทั้งชนิดแยกโดดและไม่แยกโดด การใช้ตัวเหนี่ยวนำร่วมทำให้สามารถลดจำนวนแกนแม่เหล็กที่ใช้ในการสร้างวงจรทบทระดับแรงดันลงได้ แต่ข้อเสียตามที่เคยได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 1 คือ ความเหนี่ยวนำรั่วไหล (Leakage inductance) ที่เกิดในแกนแม่เหล็ก

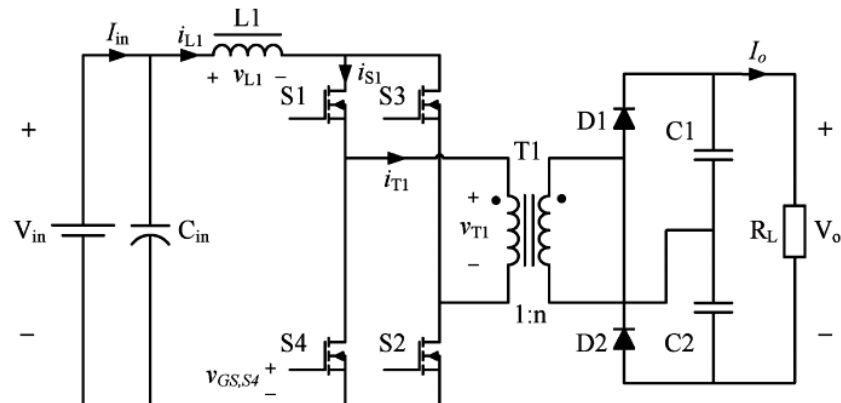
##### 2.1.4.1 การใช้หม้อแปลง (Transformer)

หม้อแปลงความถี่สูงถูกนำมาใช้ในวงจรทบทระดับแรงดันโดยใช้ประโยชน์จากอัตราส่วน (Turn ratio) ของหม้อแปลงร่วมกับวัฏจักรหน้าที่ของอุปกรณ์สวิตช์ การวางตำแหน่งของหม้อแปลงในวงจรทบทระดับแรงดันส่วนมากมีโครงสร้างดังภาพประกอบ 49



ภาพประกอบ 49 ตำแหน่งของหม้อแปลงในวงจรทบทระดับแรงดัน [2]

ตัวอย่างงานวิจัยที่ได้ศึกษาการพัฒนาารูปแบบวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าชนิดแยกส่วนขึ้น โดยมีวัตถุประสงค์ที่จะเพิ่มประสิทธิภาพในการแปลงผันกำลังไฟฟ้าในช่วงแรงดันอินพุตตั้งแต่ระดับปานกลางไปจนถึงระดับสูงสำหรับการใช้ในงานกำลังไฟฟ้าขนาดปานกลาง (Medium Power level) โดยกลุ่มที่สามารถออกแบบให้มีประสิทธิภาพที่ดีจะมีประสิทธิภาพสูงสุดได้ถึงร้อยละ 96 แต่อาจจะลดลงเหลือร้อยละ 90 หรือต่ำกว่าเมื่อทำงาน ณ จุดที่มีอัตรากำลังไฟฟ้าสูงสุดเมื่อแรงดันอินพุตน้อยสุด ตัวอย่างเช่น งานวิจัยที่ [68] สามารถวัดประสิทธิภาพได้ร้อยละ 97 ถึง 98 ด้วยระดับแรงดันอินพุต 30 – 50 โวลต์ ได้กำลังไฟฟ้าสูงสุดที่ 10 กิโลวัตต์ มีวงจรดังภาพประกอบ 50



ภาพประกอบ 50 วงจรทระดับแรงดันแบบแยกส่วนชนิดเต็มคลื่น [68]

วงจรในภาพประกอบ 50 ออกแบบเป็นวงจรทระดับแรงดันแบบเต็มคลื่นแยกส่วน (Isolated full-bridge boost converter) คู่สวิตช์  $S_1 S_2$  และ  $S_3 S_4$  จะพัดกันทำงานในแต่ละช่วงเวลา  $\pi$  เรเดียน การกำหนดให้ค่าวัฏจักรหน้าที่ที่มากกว่า 0.5 เพื่อทำให้มั่นใจได้ว่ากระแสที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  จะต่อเนื่อง เนื่องจากกระแสที่ค่อนข้างสูงทางด้านปฐมภูมิจึงทำให้ค่าความสูญเสียช่วงนำกระแส (Conduction losses) เป็นสิ่งที่ต้องให้ความสำคัญ ดังนั้นการออกแบบที่เหมาะสมและรวมถึงการเลือกใช้อุปกรณ์สวิตช์จึงต้องให้ความสำคัญเป็นพิเศษ ค่าความสูญเสียช่วงนำกระแสโดยรวม พิจารณาได้จากสมการความสัมพันธ์ดังนี้

$$P_{s,\text{con,boost}} = R_{\text{on}} \cdot (3 - 2D) \cdot \left( \frac{P_o}{\eta V_i} \right)^2 \quad (2.11)$$

เมื่อ  $P_o$  คือกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุต และ  $\eta$  คือประสิทธิภาพของวงจรแปลงผัน ( $\eta \approx 1$ )

ซึ่งจากสมการที่ 2.11 ทำให้พอจะทราบได้ว่าค่าการสูญเสียจากการนำกระแสสามารถทำให้ลดลงได้ โดยการเพิ่มระดับแรงดันอินพุต แต่ระดับแรงดันที่เพิ่มขึ้นกลับส่งผลต่อค่าการสูญเสียในตัวต้านทาน  $R_{\text{on}}$  ของสวิตช์ ในส่วนของอัตราขยายแรงดันของวงจรมีสมการเป็น

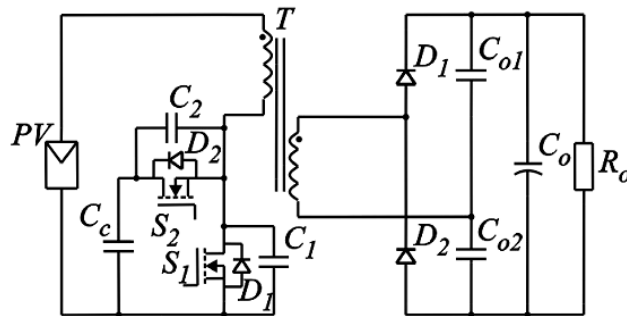
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{n}{1 - D} \quad (2.12)$$

เมื่อ  $n$  เป็นอัตราส่วนของหม้อแปลง และ  $D$  มีค่าอยู่ระหว่าง 0.5 – 1.0

หนึ่งสิ่งที่ควรคำนึงคือ ค่าความสูญเสียในตัวสวิตช์และไดโอดในวงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าจะมีสัดส่วนราวร้อยละ 28 และร้อยละ 29 ตามลำดับ ของความสูญเสียที่เกิดขึ้นทั้งหมด ค่าความสูญเสียในอุปกรณ์เหนี่ยวนำมีราวร้อยละ 24

วงจรแอคทีฟแคลมป์ ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ ได้ถูกนำเสนอ [69] มีวงจรดังภาพประกอบ 51 เป็นวงจรที่นำข้อดีของวงจรแปลงผันฟลายแบคมารวมกับวงจรแปลงผันฟอร์เวิร์ด (Forward converter) กำลังไฟฟ้าอินพุตถูกส่งไปทางเอาต์พุตได้ทั้งในจังหวะปิดและเปิดสวิตช์ แรงดันอินพุตทั้งด้านบวกและลบจะถูกส่งไปยังชุดถังเรโซแนนซ์ (Resonant tank) โดยใช้ตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงมาทำให้เกิดสถานะเรโซแนนซ์ ทำให้ความสูญเสียร้าวไหลในตัวเหนี่ยวนำของหม้อแปลงและความสูญเสียในการฟื้นตัวกลับ (Reverse-recovery loss) ของไดโอดถูกจำกัดลงได้ อัตราขยายแรงดันของวงจรยังขึ้นอยู่กับอัตราส่วนของหม้อแปลง  $n$  ดังนี้

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{n}{1-D} \quad (2.13)$$



ภาพประกอบ 51 วงจรแปลงผันแอคทีฟแคลมป์ [69]

ผลจากการทดสอบด้วยวงจรต้นแบบขนาดกำลังไฟฟ้า 1 กิโลวัตต์ แรงดันอินพุตมีค่าระหว่าง 30-60 โวลต์ แรงดันเอาต์พุต 350 โวลต์ ใช้อัตรารอบของตัวเหนี่ยวนำร่วมเป็น 4:18 ทำงานด้วยความถี่สวิตช์ 50 กิโลเฮิรตซ์ พบว่ามีประสิทธิภาพการทำงานที่จุดพิกัดโหลดประมาณร้อยละ 95

#### 2.1.4.2 การใช้ตัวเหนี่ยวนำร่วม (Coupled Inductor)

วงจรทระดับแรงดันแบบแยกส่วนมีข้อด้อยที่เกิดขึ้นจากการใช้หม้อแปลง ซึ่งวงจรทระดับแบบไม่แยกส่วนสามารถลดข้อด้อยนี้ลงได้ แต่กำลังไฟฟ้าของวงจรแบบไม่แยกส่วนจะมีค่าต่ำกว่า อย่างไรก็ตามหากพิจารณาปัจจัยด้านกำลังไฟฟ้าแล้วและพบว่าไม่จำเป็นต้องออกแบบวงจรโดยใช้หม้อแปลงทำงานร่วมกัน การเลือกออกแบบเป็นวงจรทระดับแบบไม่แยกส่วนจึงอาจจะเหมาะสมกว่า

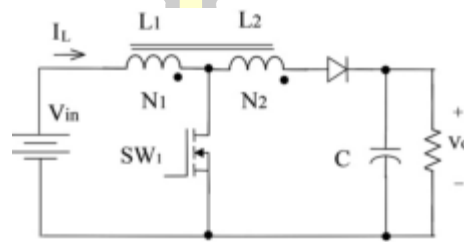
ตัวเหนี่ยวนำร่วมเป็นอุปกรณ์ที่ถูกนำมาใช้ในวงจรทระดับแรงดันชนิดไม่แยกโดด หลักการทำงานคือการเก็บสะสมพลังงานไว้แล้วส่งพลังงานที่ได้สะสมไว้ไปยังโหลดในเวลหนึ่งรอบคลื่นของการสวิตช์

งานวิจัยที่ [22, 70, 71] เป็นตัวอย่างของการใช้ตัวเหนี่ยวนำร่วมมาออกแบบให้ได้เป็นวงจรทระดับแรงดันสูง ซึ่งการใช้งานตัวเหนี่ยวนำร่วมมีโครงสร้างพื้นฐานวงจรดังภาพประกอบ 52 การ

วิเคราะห์การทำงานตามจังหวะการสวิตช์ของ  $SW_1$  ทำให้ได้อัตราการขยายแรงดันตามสมการที่ (2.14) คือ

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+nd}{1-d} \quad (2.14)$$

เมื่อ  $n$  เป็นอัตราส่วนของตัวเหนี่ยวนำร่วม

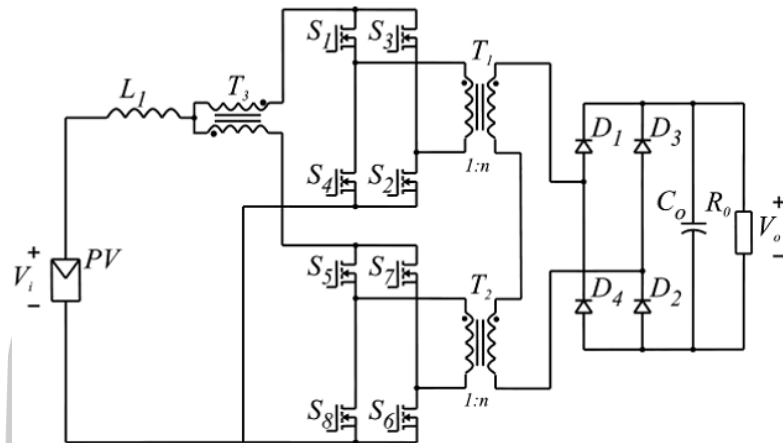


ภาพประกอบ 52 วงจรแท็ปคอนเวอร์เตอร์ [70]

การทดสอบวงจรแท็ปคอนเวอร์เตอร์ ด้วยวงจรขนาดกำลังไฟฟ้า 250 วัตต์ ใช้ความถี่สวิตช์ 50 กิโลเฮิรตซ์ แรงดันอินพุตในช่วง 12-24 โวลต์ พบว่า เมื่อกำหนดให้แรงดันอินพุตเท่ากับ 16 โวลต์ และกำหนดกำลังไฟฟ้าคงที่ 100 วัตต์ แล้วทดลองปรับค่าวัฏจักรหน้าที่เพื่อให้ได้อัตราการขยายตั้งแต่ 1-8 เท่า จะเกิดประสิทธิภาพสูงสุดเท่ากับร้อยละ 88 ที่อัตราการขยายแรงดัน 2 เท่า และหากปรับอัตราการขยายสูงขึ้นจะส่งผลทำให้ประสิทธิภาพลดต่ำลง ซึ่งจากผลการทดลองพบว่าเมื่อปรับอัตราการขยายแรงดันเป็น 8 เท่าจะได้ประสิทธิภาพการทำงานเพียงร้อยละ 83

### 2.1.5 การต่อหลายระดับ (Multi-Stage/Level)

วิธีการที่ง่ายที่สุดในการเพิ่มขนาดกำลังไฟฟ้าสำหรับวงจรในภาพประกอบ 50 ทำได้โดยการนำวงจร 2 ชุดมาต่อขนานกัน เช่นการนำวงจรแยกโดดชนิดเต็มบริดจ์ (Isolated full-bridge boost converter.) มาขนานกัน [72] ดังภาพประกอบ 53 สำหรับวงจรขนาดกำลัง 2 กิโลวัตต์ ถึง 3 กิโลวัตต์ แรงดันอินพุต 50 โวลต์ จะมีประสิทธิภาพการทำงานได้สูงถึงร้อยละ 98 และในระดับแรงดันอินพุต 30 โวลต์ ค่าประสิทธิภาพอาจลดลงได้ถึงในระดับร้อยละ 96.9 ที่กำลังไฟฟ้าสูงสุด โดยมีการสูญเสียของสวิตช์ในช่วงนำกระแสที่ร้อยละ 28 และสูญเสียจากการทำงานของไดโอดร้อยละ 29 คงที่มีการสูญเสียในตัวเหนี่ยวนำโดยรวมประมาณร้อยละ 18 และมีการสูญเสียจากการสวิตช์ที่ต่ำมาก

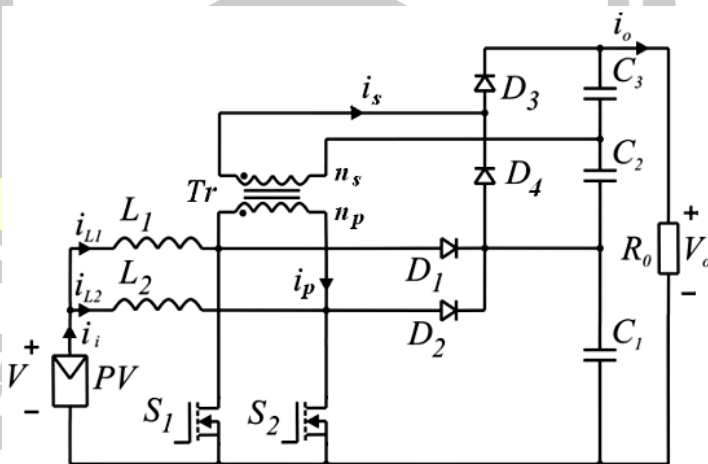


ภาพประกอบ 53 การขนานวงจรทบระดับแรงดันแยกส่วน [72]

อีกงานวิจัยที่นำเอาหม้อแปลงมาร่วมในการออกแบบวงจรทบระดับแรงดันโดยไม่มีการแยก โดดด้วยการนำชุดคูณแรงดัน (Voltage Multiplier) มาร่วมออกแบบคล้ายวงจรอินเตอร์ลีฟ [73, 74] มีโครงสร้างวงจรพื้นฐานดังภาพประกอบ 54 กำหนดให้อุปกรณ์สวิตช์ทำงานสลับกับ วิเคราะห์การทำงานทำให้ได้สมการอัตราการขยายแรงดันเป็น

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1+2n}{1-D} \tag{2.15}$$

เมื่อ n คือ อัตราส่วนรอบของหม้อแปลง

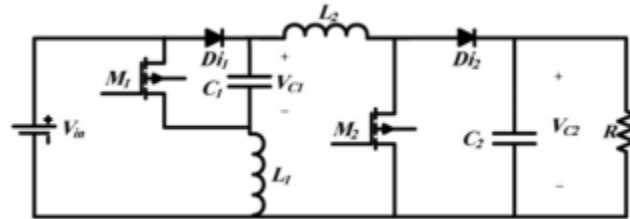


ภาพประกอบ 54 วงจรทบระดับแรงดันในงานวิจัยที่ [73]

ผลการทดสอบด้วยวงจรต้นแบบขนาดกำลังไฟฟ้าสูงสุด 1 กิโลวัตต์ แรงดันอินพุต 30 โวลต์ กำหนด อัตราขยายแรงดันเท่ากับ 12 ใช้ความถี่สวิตช์ 48 กิโลเฮิรตซ์ ด้วยวัฏจักรหน้าที่เท่ากับ 0.6 พบว่าวงจร

มีประสิทธิภาพสูงสุดเท่ากับร้อยละ 95.7 ที่โหลดขนาดกำลังไฟฟ้า 100 วัตต์ และมีประสิทธิภาพเท่ากับร้อยละ 91.7 ที่ขนาดโหลด 1 กิโลวัตต์

ในงานวิจัยที่ [74] มีการนำวงจรทระดับแรงดันชนิดพื้นฐานมาออกแบบโครงสร้างใหม่ในลักษณะเรียงต่อกัน (Cascade) สองวงจร เพื่อให้ได้อัตราการขยายแรงดันที่สูงขึ้นพร้อมช่วยลดอัตราการสูญเสียในขณะทำงานลง มีโครงสร้างวงจรถังภาพประกอบ 55



ภาพประกอบ 55 วงจรทระดับแรงดันในงานวิจัยที่ [74]

ในภาพประกอบ 55 พบว่ามีการใช้อุปกรณ์สวิตช์ 2 ตัว การทำงานของวงจรจึงแบ่งเป็น 3 ลักษณะ คือ เมื่อสวิตช์ทั้งสองตัวทำงานพร้อมกันและเมื่อสวิตช์แต่ละตัวทำงาน การวิเคราะห์การทำงานในแต่ละจังหวะการสวิตช์ทำให้อัตราการขยายแรงดันเป็นไปตามสมการ (2.16) คือ

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1-D_1)(1-D_2)} \quad (2.16)$$

การทดสอบด้วยวงจรถับแบบขนาดกำลังไฟฟ้า 200 วัตต์ แรงดันอินพุต 40 โวลต์ แรงดันเอาต์พุต 300 โวลต์ ด้วยความถี่สวิตช์ 50 กิโลเฮิรตซ์ พบว่า เกิดประสิทธิภาพสูงสุดเท่ากับร้อยละ 98 ที่กำลังไฟฟ้า 100 วัตต์ และเมื่อโหลดเพิ่มสูงขึ้นจะทำให้ประสิทธิภาพการทำงานของวงจรลดลง โดยประสิทธิภาพจะลดลงเหลือร้อยละ 92.5 ที่กำลังไฟฟ้า 200 วัตต์

ในงานวิจัยวงจรถับระดับแรงดันชนิดอินเตอร์ลีฟตัวเหนี่ยวนำร่วม [75] ดังภาพประกอบ 56 เป็นวงจรที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำคัปปลิ่งเพื่อเพิ่มระดับแรงดันด้านออกด้วยอัตราส่วนรอบระหว่างขดลวดทั้งสองฝั่ง จึงสามารถสร้างแรงดันด้านออกที่สูงโดยไม่จำเป็นต้องใช้ค่าวัฏจักรหน้าที่สูงมากได้ มีอัตราขยายแรงดันของวงจรเป็นดังนี้คือ

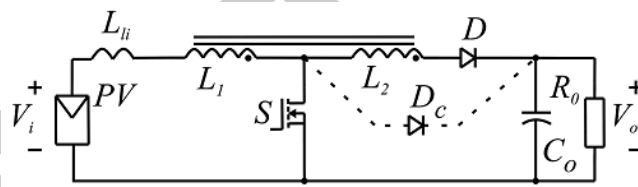
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1+nD}{1-D} \quad (2.17)$$

เมื่อ n เป็นอัตราส่วนรอบของตัวเหนี่ยวนำร่วม

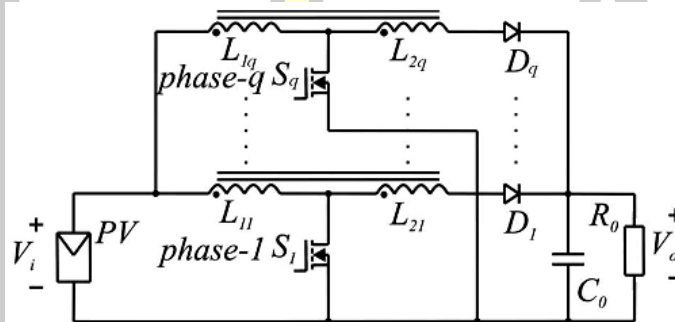
สำหรับขดลวดคัปปลิ่งอุดมคติ สามารถหาค่าแรงดันตกคร่อมสวิตช์ได้จากสมการดังนี้



$$V_{DSoff} = \frac{nV_i + V_o}{n+1} \quad (2.18)$$



(ก) มีตัวเหนี่ยวนำร่วม



(ข) แบบวงจรอินเตอร์ลีฟ

ภาพประกอบ 56 วงจรทบทระดับแรงดันแบบไม่แยกส่วน [75]

ข้อเสียของวงจรรูปแบบนี้คือ ค่าแรงดันพุ่งเกิน (Overshoots voltage) ที่มีสาเหตุมาจากค่าพารามิเตอร์แฝง (Parasitic parameter) ที่เกิดขึ้นจริงในการทดลองส่งผลต่อค่าความสูญเสียที่เพิ่มขึ้น ผลการทดสอบการทำงานของวงจรต้นแบบขนาด 1 กิโลวัตต์ แรงดันอินพุต 40 โวลต์ แรงดันเอาต์พุต 380 โวลต์ ใช้อัตราส่วนรอบของตัวเหนี่ยวนำร่วมทางด้านปฐมภูมิต่อด้านทุติยภูมิเท่ากับ 22:40 ทำงานด้วยความถี่สวิตช์ 50 กิโลเฮิรตซ์ เปรียบเทียบกับวงจรทบทระดับแรงดันอินเตอร์ลีฟชนิดพื้นฐานพบว่า วงจรที่นำเสนอมีประสิทธิภาพการทำงาน ณ พิกัดโหลดเท่ากับร้อยละ 90.7 และมีประสิทธิภาพสูงสุดเท่ากับร้อยละ 92.6 ที่กำลังไฟฟ้า 250 วัตต์ และมีประสิทธิภาพโดยรวมที่ดีกว่าวงจรทบทระดับแรงดันดั้งเดิมอยู่ประมาณร้อยละ 5

## 2.2 สรุป

จากการพิจารณารูปแบบวงจรทบทระดับแรงดันในงานวิจัยต่างๆ ที่ผ่านมา จึงพบว่ารูปแบบของวงจรทบทระดับแรงดันสามารถนำวิธีการต่าง เช่น การใช้ตัวเก็บประจุสวิตช์ การใช้ตัวเหนี่ยวนำสวิตช์ การใช้วงจรคูณแรงดัน และวิธีการเชื่อมต่อกันหลายระดับของวงจรทบทระดับแรงดัน ทั้งในรูปแบบการเรียงต่อกัน (Cascade) หรือซ้อนกันอย่างขนาน (Interleaved) วิธีการต่างๆ เหล่านี้ล้วนทำให้วงจรทบทระดับแรงดันมีอัตราการขยายแรงดันที่มากขึ้น

ในการออกแบบวงจรทบทระดับแรงดันชนิดไม่แยกโดด เหมาะกับวงจรที่มีกำลังไฟฟ้าในระดับต่ำถึงปานกลาง ข้อดีคือมีความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้าเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดโครงสร้าง

วงจรที่ค่อนข้างสูง ทั้งยังมีโครงสร้างวงจรไม่ซับซ้อน ง่ายต่อการออกแบบควบคุมการทำงาน ซึ่งในภาพรวมการทำงานของวงจรจะมีประสิทธิภาพค่อนข้างดี

การใช้หม้อแปลงหรือขดลวดเหนี่ยวนำร่วม ถึงแม้จะช่วยให้อัตราการขยายแรงดันมีค่าสูงได้ง่าย แต่ผลของหม้อแปลงหรือขดลวดเหนี่ยวนำ คือ การรั่วไหลของความเหนี่ยวนำ รวมไปถึงพารามิเตอร์แฝง (Parasitics) ต่างๆ ที่เกิดขึ้นจากการพันหม้อแปลงหรือขดลวดเหนี่ยวนำ ส่งผลให้การทำงานของวงจรมีประสิทธิภาพลดลง แต่หนึ่งในข้อดีของวงจรคือ เหมาะแก่การนำไปใช้งานในวงจรที่ต้องการกำลังไฟฟ้าตั้งแต่ระดับปานกลางถึงระดับสูง

การใช้วงจรตัวเก็บประจุสวิตช์หรือชาร์จ์ปั๊มปร่วมกันกับการใช้ตัวเหนี่ยวนำสวิตช์ และวงจรคูณแรงดัน เพื่อออกแบบเป็นวงจรทระดับแรงดันที่มีอัตราการขยายแรงดันสูงและมีประสิทธิภาพที่ดี จึงเป็นจุดประสงค์หลักของบทความวิจัยเล่มนี้ ซึ่งจะได้กล่าวถึงวิธีการออกแบบโดยใช้โครงสร้างต่างๆ มาต่อร่วมกันในบทที่ 3 ต่อไป



### บทที่ 3

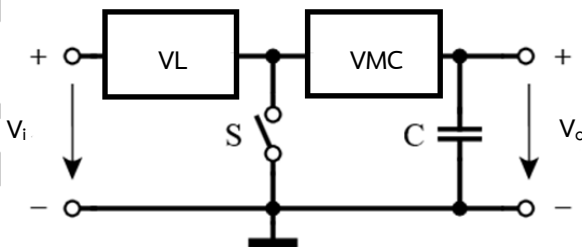
#### วิธีดำเนินการวิจัย

จากที่ได้กล่าวไว้ในบทที่ผ่านมาถึงประเภทของวงจรทระดับที่มีประสิทธิภาพสูงและมีอัตราการขยายที่ดี ซึ่งพบว่าการพัฒนาวงจรทระดับสามารถแยกออกตามลักษณะโครงสร้างวงจรได้ 2 รูปแบบ ได้แก่ วงจรที่มีการแยกส่วนด้วยการใช้หม้อแปลงและวงจรที่ไม่มีการแยกส่วน การออกแบบวงจรทระดับแบบแยกส่วนนั้นสามารถทำให้ได้อัตราการขยายแรงดันที่สูงจากอัตราส่วนรอบของการพันขดลวดหม้อแปลง แต่ไม่ว่าจะเป็นวงจรที่ใช้หม้อแปลงกำลังในรูปแบบการใช้งานแรงดันต่ำหรืออัตราส่วนรอบที่สูงต่างก็มีค่าความเหนี่ยวนำรั่วไหล (Leakage inductance) จากตัวหม้อแปลงด้วยกันทั้งสิ้น ส่งผลต่อการเลือกใช้งานอุปกรณ์สวิตซ์ที่ต้องรับแรงดันในจังหวะการสวิตซ์ที่สูงมากขึ้น วงจรประเภทนี้จึงอาจจะต้องออกแบบร่วมกับวงจรแคลมป์แรงดันที่ตัวสวิตซ์หลัก ซึ่งหากออกแบบให้อยู่ในรูปแบบไม่ใช้หม้อแปลงแยกส่วนถึงแม้ว่าจะได้อัตราการขยายที่ต่ำกว่า แต่จะให้ประสิทธิภาพตลอดช่วงของการทำงานที่ดีกว่า

ในบทนี้กล่าวถึงวิธีการวิจัยอันเกี่ยวข้องการออกแบบวงจรทระดับแรงดันประสิทธิภาพสูงชนิดชาร์จปั๊มคู่ร่วมกับวงจรทระดับแรงดันหลายชั้น (Dual Charge Pump Multilevel Boost Converter) ที่มีการพัฒนาขึ้นจากหลักการการทำงานของวงจรชาร์จปั๊มและวงจรคูณแรงดันให้ทำงานร่วมกัน ซึ่งจะทำให้ได้อัตราการขยายที่สูงขึ้นด้วยค่าวัฏจักรหน้าที่ต่ำ และออกแบบให้มีประสิทธิภาพที่สูง โดยเริ่มตั้งแต่โครงสร้างวงจรจนถึงการหาขอบเขตการทำงานของวงจร ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

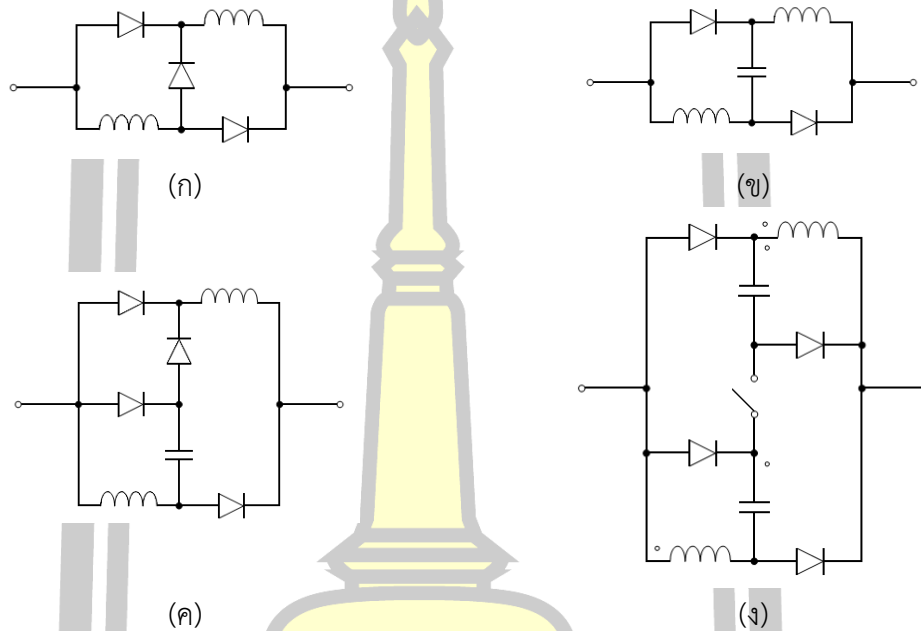
#### 3.1 โครงสร้างวงจร

หากพิจารณาการเพิ่มระดับแรงดันในวงจรทระดับแรงดันชนิดไม่แยกส่วนที่พัฒนาขึ้นจากวงจรทระดับชนิดดั้งเดิมแล้วจะสามารถแบ่งออกได้เป็น 2 รูปแบบตามตำแหน่งของวงจร พิจารณาภาพประกอบ 57 วงจรทระดับแรงดันที่มีฟังก์ชันบล็อกการยกระดับแรงดันอยู่ในส่วนหน้าและวงจรทระดับที่มีฟังก์ชันบล็อกวงจรคูณแรงดันอยู่ในส่วนหลัง



ภาพประกอบ 57 ตำแหน่งโครงสร้างของวงจรทระดับแรงดัน

ในบล็อกแรกคือ เซลล์ยกแรงดัน (Voltage Lift cell; VL) เป็นวงจรยกแรงดันส่วนแรก โดยอาจประกอบขึ้นจากตัวเหนี่ยวนำมากกว่า 1 ตัว รวมกันเป็นชุดตัวเหนี่ยวนำสวิตช์ (Switched-inductor) หรือประกอบขึ้นจากตัวเก็บประจุทำงานในลักษณะชาร์จ-ปั๊ม ที่อาจเรียกว่า ชุดตัวเก็บประจุสวิตช์ (Switched-capacitor) หรือจากการรวมตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเป็นชุดยกแรงดันที่ทำงานร่วมกัน ดังภาพประกอบ 58

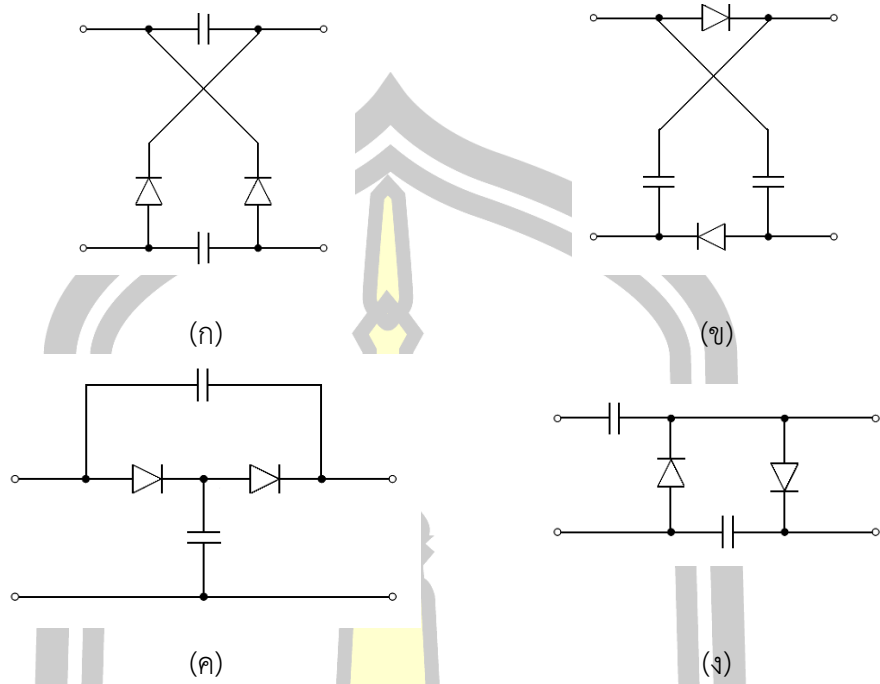


ภาพประกอบ 58 รูปแบบวงจรยกแรงดัน

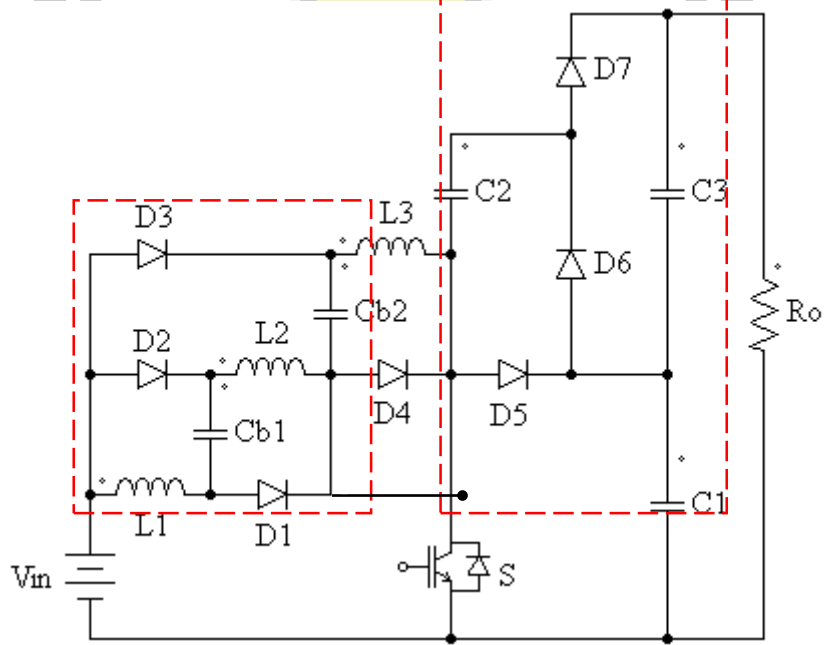
ในบล็อกไดอะแกรมส่วนที่ 2 คือ เซลล์คูณแรงดัน (Voltage Multiplier Cells; VMC) เป็นชุดคูณแรงดันที่มีโครงสร้างดังที่ได้นำเสนอไว้หัวข้อวงจรคูณแรงดันของบทที่ 2 ซึ่งอาจจะเขียนวงจรในโครงสร้างต่างๆ ได้ดังภาพประกอบ 59

โครงสร้างวงจรทบทระดับแรงดันชาร์จปั๊มคู่ร่วมด้วยทบทระดับแรงดันหลายชั้นที่นำเสนอแสดงดังภาพประกอบ 60 ในส่วนภาคหน้าของสวิตช์ S ประกอบไปด้วยตัวเก็บประจุจำนวน 2 ตัว (Charge pump capacitor) ทำหน้าที่เก็บและคายประจุในแต่ละจังหวะการทำงานเพื่อยกแรงดันให้สูงขึ้น ทำงานร่วมกับตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$ ,  $L_2$  และ  $L_3$  ที่มีหน้าที่เก็บพลังงานไว้ในจังหวะที่สวิตช์ปิด แล้วคายพลังงานออกมาในจังหวะที่สวิตช์เปิดวงจร เพื่อส่งผ่านพลังงานไฟฟ้าไปยังวงจรส่วนหลัง

ในส่วนภาคหลังของสวิตช์ S เป็นโครงสร้างวงจรคูณแรงดันหลายชั้น ใช้สำหรับยกแรงดันให้สูงขึ้นเพื่อส่งออกไปที่โหลด นั่นจึงทำให้สามารถยกแรงดันให้สูงขึ้นได้มากเพราะเป็นการยกแรงดันทั้งในส่วนหน้าและส่วนหลังของสวิตช์



ภาพประกอบ 59 ชุดเซลล์คูณแรงดันรูปแบบต่างๆ

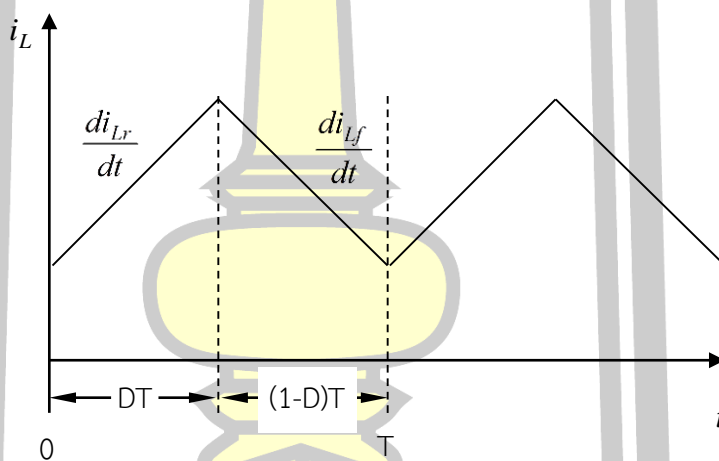


ภาพประกอบ 60 วงจรทบระดับแรงดันที่นำเสนอ

### 3.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร

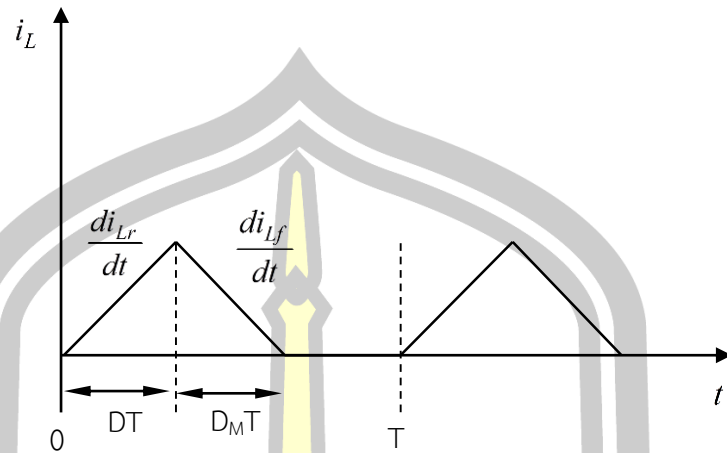
ก่อนทำการวิเคราะห์การทำงานของวงจร ควรทำความเข้าใจเกี่ยวกับโหมดการทำงานของวงจรทระดับแรงดันเป็นเบื้องต้นก่อน โดยทั่วไปสามารถแบ่งการทำงานของวงจรตามลักษณะการไหลของกระแสไฟฟ้าในตัวเหนี่ยวนำได้ออกเป็น 2 โหมด ได้แก่ โหมดกระแสต่อเนื่อง (Continuous Conduction Mode: CCM) และโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous Conduction Mode: DCM) มีรายละเอียดดังนี้

ในภาพประกอบที่ 61 แสดงรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง กำหนดให้  $L_1 = L_2 = L_3$  เมื่อ  $di_{Lr}/dt$  เป็นอัตราการเปลี่ยนแปลงของกระแสในช่วงเวลา  $DT$  ซึ่งเป็นจังหวะที่สวิตช์ S ปิดวงจร โดยอัตราการเปลี่ยนแปลงนี้จะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นตามระยะเวลาการปิดของสวิตช์ และกระแสในตัวเหนี่ยวนำจะเปลี่ยนแปลงด้วยอัตรา  $di_{Lr}/dt$  ซึ่งมีขนาดลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นเมื่อสวิตช์เปิดวงจร โดยการลดลงของกระแสจะไม่ลดต่ำลงเป็น 0 แอมป์ แล้วจะเป็นเช่นเดิมในรอบของการทำงานถัดไป ดังจะได้อธิบายในรายละเอียดของการทำงานต่อไป



ภาพประกอบ 61 รูปคลื่นกระแสในตัวเหนี่ยวนำในโหมดกระแสต่อเนื่อง

ในภาพประกอบที่ 62 แสดงรูปคลื่นกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเมื่อทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง กำหนดให้  $L_1 = L_2 = L_3$  เมื่อ  $di_{Lr}/dt$  เป็นการเปลี่ยนแปลงของกระแสในตัวเหนี่ยวนำในช่วงเวลา  $DT$  ซึ่งจะเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นตามระยะเวลาการปิดของสวิตช์ S และเมื่อ  $di_{Lr}/dt$  เป็นการเปลี่ยนแปลงของกระแสในตัวเหนี่ยวนำเมื่อสวิตช์เปิดวงจร ซึ่งกระแสนี้จะลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นเมื่อสวิตช์เปิดวงจร แต่การลดลงของกระแสนี้จะลดเป็น 0 แอมป์ ก่อนจะครบการทำงานในคาบเวลาถัดไป โดยในการวิเคราะห์นี้จะให้กระแสลดลงเท่ากับ 0 แอมป์ ที่ช่วงเวลา  $D_M T$  ดังจะได้ อธิบายในรายละเอียดของการทำงานต่อไป



ภาพประกอบ 62 รูปคลื่นกระแสในตัวเหนี่ยวนำในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรจะวิเคราะห์ใน 2 จังหวะ ตามการทำงานของสวิตช์ ได้แก่ การทำงานเมื่อสวิตช์ปิด (Switch on) และการทำงานเมื่อสวิตช์เปิด (Switch off) โดยในแต่ละโหมดของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำที่ได้กล่าวไว้แล้ว มีรายละเอียดดังนี้

### 3.2.1 การทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

#### (ก) เมื่อสวิตช์ปิด

สวิตช์ S อยู่ในสถานะปิดวงจร กระแสจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$   $L_2$  และ  $L_3$  ผ่านไปยังสวิตช์แล้วครบวงจร ซึ่งเป็นจังหวะเดียวกันกับการเก็บประจุลงในตัวเก็บประจุ  $C_{b1}$  และ  $C_{b2}$  ด้านตัวเก็บประจุ  $C_1$  จะคายประจุผ่านไดโอด  $D_6$  เข้าไปเก็บยังตัวเก็บประจุ  $C_2$  และตัวเก็บประจุ  $C_3$  จะคายประจุส่งไปที่โหลด ดังภาพประกอบ 63

วิเคราะห์ห้วงจรหาสมการความสัมพันธ์ในสภาวะนี้ได้ดังนี้

ขณะที่สวิตช์ S ปิดวงจร ตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$   $L_2$  และ  $L_3$  จะมีกระแสไหลผ่านไปครบวงจรที่กราวด์สมการที่เกิดขึ้นมีดังนี้

$$V_{L_1} = V_{L_2} = V_{L_3} = V_{in} \quad (3.1)$$

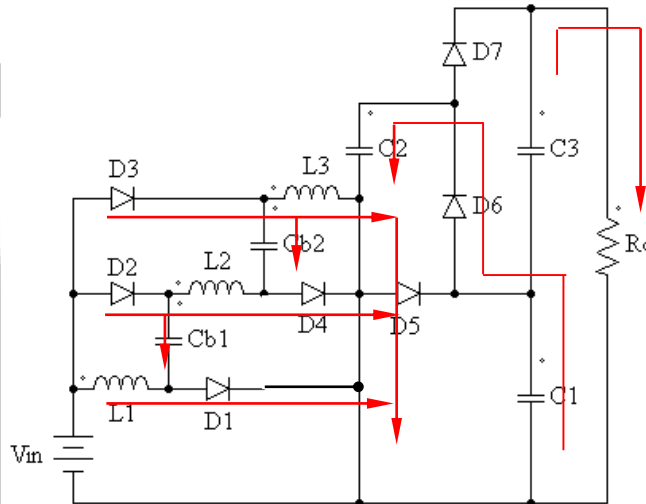
ในขณะเดียวกันกับที่ตัวเก็บประจุ  $C_{b1}$  และ  $C_{b2}$  ถูกชาร์จประจุและมีสมการเป็น

$$V_{C_{b1}} = V_{C_{b2}} = V_{in} \quad (3.2)$$

ดังนั้น ในช่วงการทำงานนี้จึงสามารถเขียนสมการของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำแต่ละตัวเป็น

$$V_{L_{on}} = V_{in}DT \tag{3.3}$$

เมื่อ D คือ ค่าวิภูจักรหน้าที่ของสวิตช์ S



ภาพประกอบ 63 เมื่อสวิตช์ S ปิดวงจร

(ข) เมื่อสวิตช์เปิดวงจร

สวิตช์ S อยู่ในสถานะเปิดวงจร ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุทุกตัวจะคายพลังงานที่ได้สะสมมาจากสภาวะการทำงานก่อนหน้านี้ ส่งถ่ายผ่านไดโอด D<sub>5</sub> ไปยังตัวเก็บประจุ C<sub>1</sub> พร้อมกับตัวเก็บประจุ C<sub>2</sub> จะคายประจุส่งไปยังตัวเก็บประจุ C<sub>3</sub> แสดงการทำงานดังภาพประกอบ 64 วิเคราะห์สมการการทำงานในช่วงการทำงานนี้ ได้ดังนี้

ใช้ KVL ในลูปวงจรของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ได้สมการดังนี้

$$-V_{in} - V_{L1} - V_{Cb1} - V_{L2} - V_{Cb2} - V_{L3} + V_{C1} = 0 \tag{3.4}$$

ดังนั้น ในช่วงการทำงานนี้ สามารถเขียนสมการของแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในวงจรได้ดังนี้

$$V_{L_{off}} = \frac{(-3V_{in} + V_{C1})}{3} (1-D)T \tag{3.5}$$

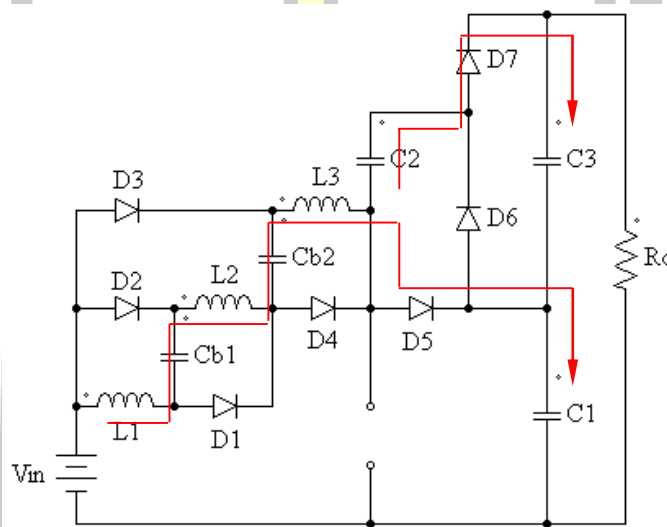
สมมติให้การเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำแต่ละตัวภายใต้การทำงานครบหนึ่งรอบมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจึงเขียนสมการที่เกิดขึ้นตลอดหนึ่งรอบการทำงานได้เป็น



$$\left( \frac{-3V_{in} + V_{C1}}{3} \right) \cdot (1-D)T = V_{in}DT \quad (3.6)$$

ดังนั้น สมการของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุด้านออกที่ระดับชั้นล่างสุด คือ

$$V_{C1} = \frac{3}{1-D} V_{in} \quad (3.7)$$



ภาพประกอบ 64 เมื่อสวิตช์ S เปิดวงจร

ซึ่งในอุดมคตินั้น แต่ละรอบการของทำงานจะเกิดการถ่ายเทพลังงานที่เกิดขึ้นระหว่างตัวเก็บประจุแต่ละชั้นเท่าๆ กัน ดังนั้นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุในชั้นที่สองก็จะมีค่าเท่ากับแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุในชั้นแรก หากวงจรมีจำนวน  $N$  ระดับชั้น ดังแสดงในภาพประกอบ 65 จะได้สมการของแรงดันตกคร่อมโหลดเป็นดังสมการ

$$V_o = \frac{3N}{1-D} V_{in} \quad (3.8)$$

เมื่อ  $N$  คือระดับชั้นด้านออกของวงจรที่ระดับแรงดัน

คำนวณหาค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลออกจากแหล่งกำเนิดเพื่อป้อนเข้าสู่วงจรทั้งหมดได้จาก

$$V_{in} I_{in} = \frac{V_o^2}{R} \quad (3.9)$$

ซึ่งจากสมการที่ 3.8 และ 3.9 จะหาค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลเข้าสู่วงจรถัดทั้งหมด ได้เท่ากับ

$$I_{in} = \frac{9N^2 V_{in}}{R(1-D)^2} \quad (3.10)$$

ในการออกแบบวงจร กำหนด  $L_1 = L_2 = L_3$  โดยจะมีกระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแต่ละตัว คือ

$$I_{L_{avg}} = \frac{\frac{9N^2 V_{in}}{R(1-D)^2}}{3} = \frac{3N^2 V_{in}}{R(1-D)^2} \quad (3.11)$$

โดยค่ากระแสต่ำสุดมีค่าเป็นไปตามสมการ

$$I_{L_{min}} = \frac{3N^2 V_{in}}{R(1-D)^2} - \frac{V_{in} DT}{2L} \quad (3.12)$$

และสำหรับการทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง กระแสต่ำสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแต่ละตัวต้องไม่ต่ำกว่าศูนย์ ดังนั้นค่าตัวเหนี่ยวนำต่ำสุดที่ควรเลือกใช้เพื่อให้ทำงานในโหมดนี้ ควรมีค่าดังนี้

$$L_{min} = \frac{DR(1-D)^2}{6N^2 f} \quad (3.13)$$

และเมื่อกระแสที่ไหลในตัวเก็บประจุมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลในขณะที่สวิตช์เปิดวงจร สามารถหาค่าตัวเก็บประจุที่เหมาะสมได้คือ

$$\Delta v_{Cb1} = \frac{1}{C_{b1}} \int_{DT}^T i_{Cb1} dt \quad (3.14)$$

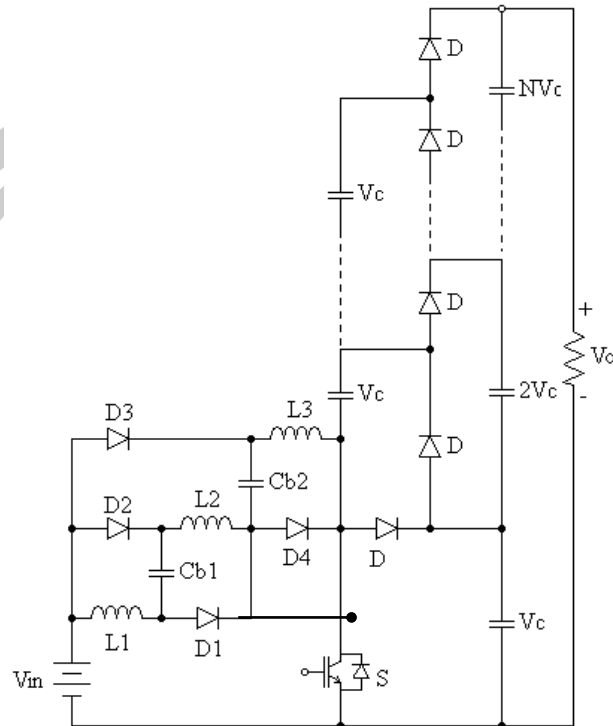
เมื่อในช่วงการทำงานนี้  $i_{Cb1} = i_{L1} = i_{L2} = i_{L3}$  ดังนั้น

$$\Delta v_{Cb1} = \frac{1}{2LC_{b1} f^2} V_{in} (D - D^2) \quad (3.15)$$

ดังนั้น ค่าตัวเก็บประจุ  $C_{b1}$  คือ

$$C_{b1} = \frac{1}{2L \Delta v_{Cb1} f^2} V_{in} (D - D^2) \quad (3.16)$$

และหากประมาณค่า  $\Delta v_{Cb1} = \Delta v_{Cb2}$  จะทำให้ได้  $C_{b1} = C_{b2}$



ภาพประกอบ 65 วงจรทบระดับแรงดันชนิดชาร์จ-ปั๊มคู่ ทบระดับแรงดัน N ชั้น

### 3.2.2 การทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

การทำงานในรูปแบบนี้เกิดขึ้นอันเนื่องจากเลือกใช้ตัวเหนี่ยวนำต่ำกว่าค่าน้อยสุดที่ได้ตามสมการ 3.13 และใช้ความถี่ในการทำงานที่มากเกินไป ส่งผลทำให้กระแสในตัวเหนี่ยวนำไหลอย่างไม่ต่อเนื่องในจังหวะที่สวิตช์เปิดวงจร ซึ่งมีผลต่อการจ่ายกระแสของแหล่งกำเนิดพลังงานที่ต้องจ่ายกระแสด้วยปริมาณที่สูงมากขณะสวิตช์ปิดวงจร

(ก) เมื่อสวิตช์ปิด (กำหนดให้  $L_1=L_2=L_3$ )

การทำงานยังคงเป็นเช่นเดียวกันกับในสภาวะปิดวงจรของสวิตช์ในโหมดกระแสต่อเนื่อง จึงมีสมการของสภาวะการทำงานที่เหมือนกันคือ

$$V_{L1} = V_{L2} = V_{L3} = V_{in} \tag{3.17}$$

$$I_{L1-peak} = I_{L2-peak} = I_{L3-peak} = \frac{V_{in}}{L} DT \tag{3.18}$$

เมื่อ  $I_{L1-peak}$   $I_{L2-peak}$  และ  $I_{L3-peak}$  คือกระแสค่ายอดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำแต่ละตัวในสภาวะนี้

(ข) เมื่อสวิตช์เปิดและกระแสยังคงไหลในตัวเหนี่ยวนำ (กำหนดให้  $L_1=L_2=L_3$ )

การทำงานยังคงเป็นเช่นเดียวกันกับที่เกิดขึ้นในสภาวะเปิดวงจรสวิตช์ในโหมด กระแสต่อเนื่อง แต่เกิดขึ้นเฉพาะช่วงระยะเวลา  $D_M T$  เท่านั้น จึงมีสมการเป็น

$$-V_{in} - V_{L_1} - V_{C_{V1}} - V_{L_2} - V_{C_{V2}} - V_{L_3} + V_{C_1} = 0 \quad (3.19)$$

กำหนด  $V_{L_1} = V_{L_2} = V_{L_3} = V_{L_{off}}$  จึงได้

$$3V_{in} + 3V_{L_{off}} = \frac{V_o}{2} \quad (3.20)$$

เมื่อ  $V_{L_{off}} = \frac{DV_{in}}{D_M}$  จึงได้

$$3\left(V_{in} + \frac{DV_{in}}{D_M}\right) = \frac{V_o}{2} \quad (3.21)$$

$$\left(V_{in} + \frac{DV_{in}}{D_M}\right) = \frac{V_o}{6} \quad (3.22)$$

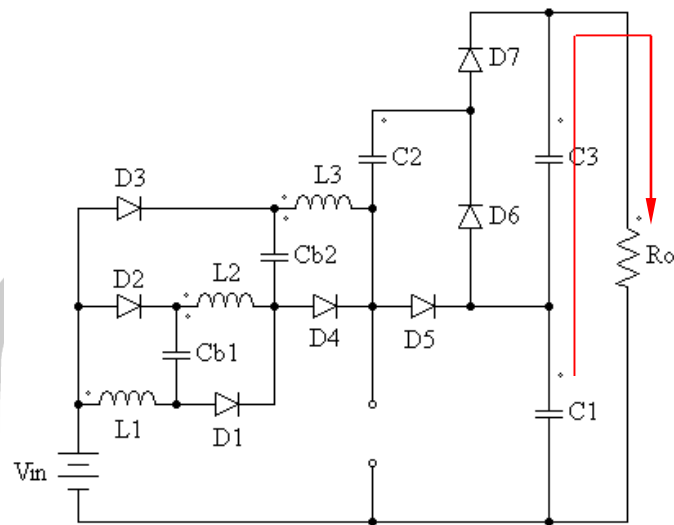
$$\frac{DV_{in}}{D_M} = \frac{V_o}{6} - V_{in} \quad (3.23)$$

$$D_M = \frac{DV_{in}}{\frac{V_o}{6} - V_{in}} \quad (3.24)$$

เมื่อ  $D_M$  คือ ค่าวัฏจักรหน้าที่ที่กระแสยังคงไหลอย่างต่อเนื่องในตัวเหนี่ยวนำแต่ละตัว

(ค) เมื่อสวิตช์เปิดและไม่มีกระแสไหลในตัวเหนี่ยวนำ (กำหนดให้  $L_1=L_2=L_3$ )

การทำงานในโหมดนี้ กระแสที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำแต่ละตัวและกระแสที่ไหลผ่าน ไดโอดหมดลงแล้ว โดยสวิตช์  $S$  ก็คงอยู่ในสภาวะเปิดวงจร ดังนั้นพลังงานที่จะส่งผ่านไปหาโหลดจะ ปล่อยให้โดยตัวเก็บประจุที่ต่อคร่อมอยู่กับโหลด ดังแสดงในภาพประกอบ 66



ภาพประกอบ 66 เมื่อสวิตช์เปิดวงจรและไม่มีกระแสไหลในตัวเหนี่ยวนำ

เพื่อให้เหมาะสมที่จะวิเคราะห์การทำงานในสภาวะนี้ จึงกำหนดให้ค่ากระแสเฉลี่ยที่ไหลผ่านไดโอด  $D_6$  มีค่าเท่ากับกระแสที่จ่ายไปยังโหลด สมการที่ได้จึงเท่ากับ

$$\frac{V_o}{R_L} = \frac{D_M T I_{D6}}{2T} \quad (3.25)$$

เมื่อ  $I_{D6}$  มีค่าเท่ากับกระแส  $I_{L-peak}$  จึงเขียนสมการได้ในดังนี้

$$\frac{V_o}{R_L} = \frac{D_M T \cdot \left( \frac{V_{in}}{L} DT \right)}{2T} \quad (3.26)$$

แทนค่า  $D_M$  จากสมการ 3.24 ลงในสมการ 3.26 ได้เป็น

$$\frac{V_o}{R_L} = \frac{\left( \frac{DV_{in}}{\frac{V_o}{6} - V_{in}} \right) \cdot \left( \frac{V_{in}}{L} DT \right)}{2} \quad (3.27)$$

$$\frac{V_o}{V_{in}^2} \left( \frac{V_o}{6} - V_{in} \right) = \frac{R_L D^2 T}{2L} \quad (3.28)$$

$$\frac{V_o^2}{6V_{in}^2} - \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{R_L D^2 T}{2L} \quad (3.29)$$

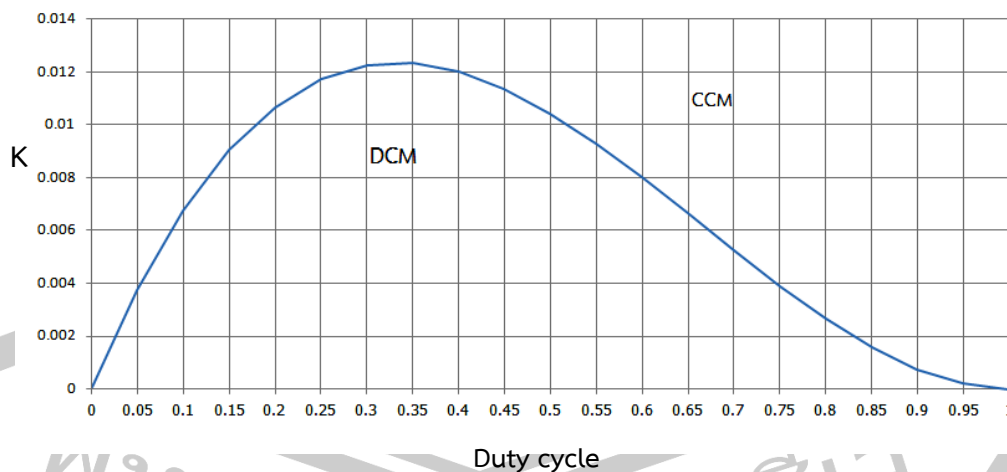
แก้สมการเพื่อหาสมการความสัมพันธ์ของอัตราขยายแรงดันในสภาวะนี้ ได้เป็น

$$\frac{V_o}{V_{in}} = 3 + \sqrt{9 + \frac{3D^2 R_L}{fL}} \quad (3.30)$$

### 3.3 ขอบเขตการทำงานของวงจรถูก

ขอบเขตการทำงานของวงจรถูก คือ ช่วงการพิจารณาถึงโหมดกระแสต่อเนื่องและโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง พิจารณาได้จากความสัมพันธ์ระหว่างสมการที่ 3.8 เมื่อ  $N=2$  และสมการที่ 3.30 นำมาพล็อตค่าความสัมพันธ์ระหว่างพารามิเตอร์  $K$  กับค่าตัวจักรหน้าที่  $D$  ได้ดังภาพประกอบ 54 ซึ่งแสดงขอบเขตการทำงานของวงจรถูกที่นำเสนอ หากกำหนดค่า  $K > K_{critical}$  จะส่งผลให้วงจรถูกทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง และหากกำหนดการทำงานให้  $K \leq K_{critical}$  จะส่งผลให้วงจรถูกทำงานในโหมดกระแสไม่ต่อเนื่อง

กำหนดให้พารามิเตอร์  $K = fL/R_L$



ภาพประกอบ 67 ขอบเขตของการทำงานของวงจรถูก เมื่อ  $L_1=L_2=L_3$

### 3.4 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสีย

ในการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียจะต้องพิจารณาแรงดันที่ตกคร่อมอยู่ในอุปกรณ์ทุกตัว เพราะแรงดันเหล่านี้จะส่งผลต่อประสิทธิภาพของวงจรถูกที่นำเสนอด้วย เพื่อให้สามารถ

วิเคราะห์ได้ง่ายขึ้นจึงจะให้แรงดันที่ตกคร่อมไดโอดทุกตัวและแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์มีค่าเท่าๆ กัน กำหนดด้วยตัวแปร  $V_d$  จึงทำให้ได้สมการของแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $C_1$  เป็นดังนี้

$$V_{C1} = \frac{3(V_i - 2V_d)}{1-D} \quad (3.31)$$

เมื่อ  $V_d$  คือ แรงดันตกคร่อมไดโอดและสวิตช์

เมื่อกำลังไฟฟ้าด้านอินพุตทั้งหมดมีค่าเท่ากับผลรวมของกำลังไฟฟ้าสูญเสียกับกำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุต ซึ่งเขียนสมการได้เป็น

$$P_{in} = P_{loss} + P_{out} \quad (3.32)$$

โดยค่าประสิทธิภาพคืออัตราส่วนของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตต่อกำลังไฟฟ้าด้านอินพุต คือ

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (3.33)$$

จากสมการ 3.32 และ 3.33 จึงสามารถเขียนสมการได้เป็น

$$P_{loss} = P_{in}(1-\eta) \quad (3.34)$$

สำหรับวงจรคูณแรงดันที่ภาคหลัง ประสิทธิภาพที่เกิดจะแปรผกผันกับจำนวนชั้นที่เพิ่มขึ้น [55] ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการความสัมพันธ์ได้คือ

$$\eta = \frac{V_{out}}{NV_C} \quad (3.35)$$

โดยแรงดันเอาต์พุตคือผลรวมของแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุด้านเอาต์พุตทั้งหมด ซึ่งสามารถหาได้จากสมการดังนี้

$$V_{out} = NV_C - (N-1)4V_d \quad (3.36)$$

จากสมการ 3.35 และ 3.36 ทำให้ได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\eta = 1 - \frac{(N-1)4V_d}{NV_C} \quad (3.37)$$

แทนสมการที่ 3.37 ลงใน 3.34 ได้สมการของกำลังไฟฟ้าสูญเสียเป็น

$$P_{\text{loss}} = P_{\text{in}} \left[ 1 - \left( 1 - \frac{(N-1)4V_d}{N_C} \right) \right] \quad (3.38)$$

เมื่อ  $P_{\text{in}} = V_{\text{in}} I_{\text{in}}$  และจากสมการ 3.10 จึงได้สมการเป็น

$$P_{\text{loss}} = V_{\text{in}} \frac{9N^2 V_{\text{in}}}{R(1-D)^2} \left[ 1 - \left( 1 - \frac{(N-1)4V_d}{N_C} \right) \right] \quad (3.39)$$

สมการสุดท้ายของกำลังไฟฟ้าสูญเสียเป็นดังนี้

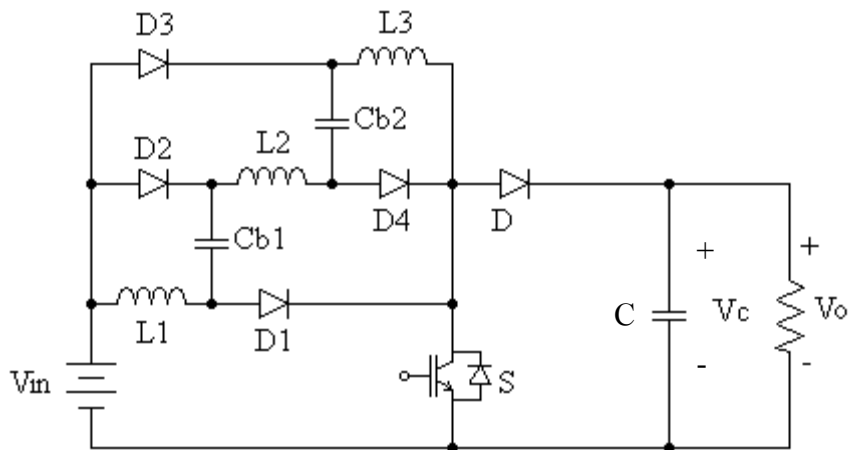
$$P_{\text{loss}} = \frac{36V_i^2 V_d N(N-1)}{R_o(1-D)(3(V_i - 2V_d))} \quad (3.40)$$

### 3.5 การวิเคราะห์สมการควบคุมการทำงานของวงจรระดับแรงดัน

เงื่อนไขในการวิเคราะห์ห้วงจรมี 2 ประการ ได้แก่ การกำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวในวงจรมีคุณสมบัติทางอุดมคติทำให้สามารถตัดผลกระทบเรื่องการสูญเสียในตัวอุปกรณ์ลงได้ และวงจรทบทระดับที่นำเสนอมีการทำงานในโหมดกระแสไหลต่อเนื่อง ในภาพประกอบ 68 เป็นการเขียนรูปแบบวงจรทบทระดับโดยเหลือภาคเอาต์พุตเพียงชั้นเดียวของวงจรคูณแรงดัน เพื่อให้สามารถวิเคราะห์วงจรควบคุมได้สะดวกขึ้น

พูน ปณ ทิโต ชีเว





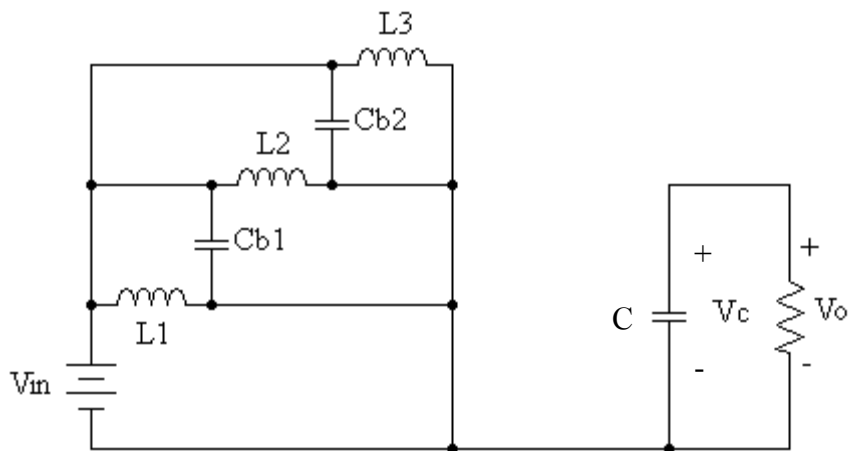
ภาพประกอบ 68 วงจรสำหรับวิเคราะห์อย่างง่าย

ในภาพประกอบ 69 เมื่อสวิตช์ S ปิดวงจร จะทำให้ตัวเหนี่ยวนำทุกตัวรวมทั้งตัวเก็บประจุในชุดชาร์จป้อนมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับแหล่งจ่ายแรงดัน  $V_{in}$  ได้สมการของสภาวะนี้เป็น

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = L_3 \frac{di_{L3}}{dt} = v_{in} \quad (3.41)$$

$$C_{bx} \frac{dv_{in}}{dt} = i_{Cbx} \quad (3.42)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = -\frac{v_o}{R} \quad (3.43)$$



ภาพประกอบ 69 วงจรเมื่อสวิตช์ S ปิดวงจร

ในภาพประกอบ 70 ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะต่ออนุกรมต่อกันเมื่อสวิตช์เปิดวงจร ได้สมการของสถานะนี้เป็น

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_{in} - v_{Cb1} \quad (3.44)$$

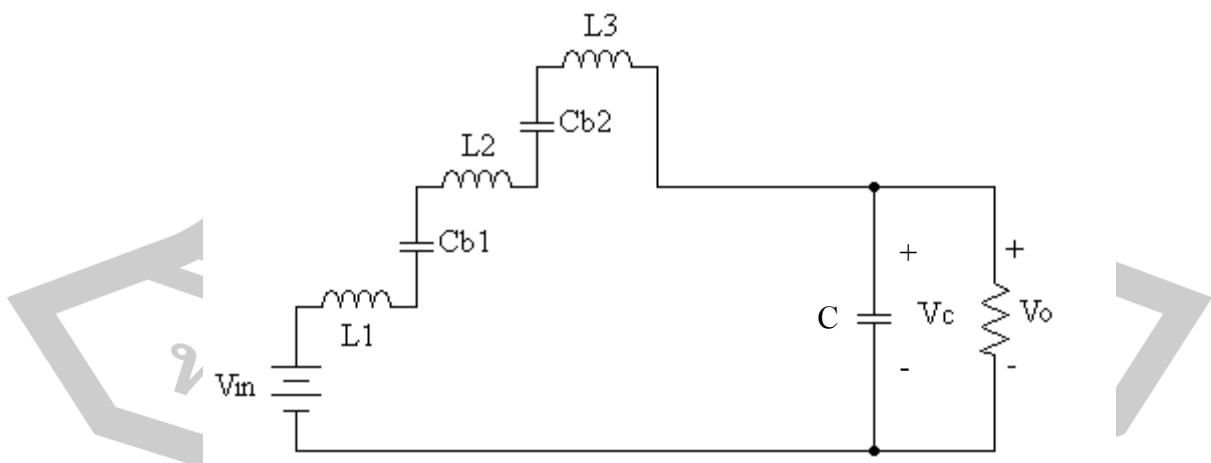
$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_{in} + v_{Cb1} - v_{Cb2} \quad (3.45)$$

$$L_3 \frac{di_{L3}}{dt} = v_{in} + v_{Cb1} + v_{Cb2} - v_O \quad (3.46)$$

$$C_1 \frac{dv_{C1}}{dt} = i_{Cb1} + i_{L2} \quad (3.47)$$

$$C_2 \frac{dv_{C2}}{dt} = i_{Cb2} + i_{L3} \quad (3.48)$$

$$C \frac{dv_O}{dt} = i_{L3} - \frac{v_O}{R} \quad (3.49)$$



ภาพประกอบ 70 วงจรเมื่อสวิตช์ S เปิดวงจร

สมการสถานะเฉลี่ยของคาบเวลาการสวิตช์ จึงได้เป็น

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = v_{in} - (1-d)v_{Cb1} \quad (3.50)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = v_{in} + (1-d)(v_{Cb1} - v_{Cb2}) \quad (3.51)$$

$$L_3 \frac{di_{L3}}{dt} = v_{in} + (1-d)(v_{Cb1} + v_{Cb2} - v_O) \quad (3.52)$$

$$C_{b1} \frac{dv_{Cb1}}{dt} = i_{Cb1} + (1-d)i_{L2} \quad (3.53)$$

$$C_{b2} \frac{dv_{Cb2}}{dt} = i_{Cb2} + (1-d)i_{L3} \quad (3.54)$$

$$C \frac{dv_O}{dt} = (1-d)i_{L3} - \frac{v_O}{R} \quad (3.55)$$

เมื่อกระแสและแรงดันในแต่ละส่วนประกอบขึ้นจากค่าในสภาวะคงที่รวมกับค่าเฉลี่ย คือ

$$i_{Lx} = I_{Lx} + \hat{i}_{Lx}, \quad i_{Cbx} = I_{Cbx} + \hat{i}_{Cbx}, \quad v_{in} = V_{in} + \hat{v}_{in}, \quad v_{Cbx} = V_{Cbx} + \hat{v}_{Cbx}, \\ v_O = V_O + \hat{v}_O, \quad d = D + \hat{d}$$

จึงได้เป็น

$$L_1 \frac{d(I_{L1} + \hat{i}_{L1})}{dt} = (V_{in} + \hat{v}_{in}) - (1-D-\hat{d})(V_{Cb1} + \hat{v}_{Cb1}) \quad (3.56)$$

$$L_2 \frac{d(I_{L2} + \hat{i}_{L2})}{dt} = (V_{in} + \hat{v}_{in}) + (1-D-\hat{d})(V_{Cb1} + \hat{v}_{Cb1} - V_{Cb2} - \hat{v}_{Cb2}) \quad (3.57)$$

$$L_3 \frac{d(I_{L3} + \hat{i}_{L3})}{dt} = (V_{in} + \hat{v}_{in}) + (1-D-\hat{d})(V_{Cb1} + \hat{v}_{Cb1} + V_{Cb2} + \hat{v}_{Cb2} - V_O - \hat{v}_O) \quad (3.58)$$

$$C_{b1} \frac{d(V_{Cb1} + \hat{v}_{Cb1})}{dt} = (I_{Cb1} + \hat{i}_{Cb1}) + (1-D-\hat{d})(I_{L2} + \hat{i}_{L2}) \quad (3.59)$$

$$C_{b2} \frac{d(V_{Cb2} + \hat{v}_{Cb2})}{dt} = (I_{Cb2} + \hat{i}_{Cb2}) + (1 - D - \hat{d})(I_{L3} + \hat{i}_{L3}) \quad (3.60)$$

$$C \frac{d(V_o + \hat{v}_o)}{dt} = (1 - D - \hat{d})(I_{L3} + \hat{i}_{L3}) - \frac{V_o + \hat{v}_o}{R} \quad (3.61)$$

ประมาณค่าสมการในรูปของปริมาณทางสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับและกระแสตรง โดยไม่คิดผลของปริมาณในรูปกำลังสองของไฟกระแสสลับ (second order ac quantities) จะได้สมการเป็น

$$L_1 \frac{d\hat{i}_{L1}}{dt} = \hat{v}_{in} - (1 - D)\hat{v}_{Cb1} - \hat{d}V_{Cb1} \quad (3.62)$$

$$L_2 \frac{d\hat{i}_{L2}}{dt} = \hat{v}_{in} + (1 - D)(\hat{v}_{Cb1} - \hat{v}_{Cb2}) - \hat{d}(V_{Cb1} - V_{Cb2}) \quad (3.63)$$

$$L_3 \frac{d\hat{i}_{L3}}{dt} = \hat{v}_{in} + (1 - D)(\hat{v}_{Cb1} + \hat{v}_{Cb2} - \hat{v}_o) - \hat{d}(V_{Cb1} + V_{Cb2} - V_o) \quad (3.64)$$

$$C_{b1} \frac{d\hat{v}_{Cb1}}{dt} = \hat{i}_{Cb1} + (1 - D)\hat{i}_{L2} - \hat{d}I_{L2} \quad (3.65)$$

$$C_{b2} \frac{d\hat{v}_{Cb2}}{dt} = \hat{i}_{Cb2} + (1 - D)\hat{i}_{L3} - \hat{d}I_{L3} \quad (3.66)$$

$$C \frac{d\hat{v}_o}{dt} = (1 - D)\hat{i}_{L3} - \hat{d}I_{L3} - \frac{\hat{v}_o}{R} \quad (3.67)$$

นำสมการเหล่านี้ไปดำเนินการแปลงลาปลาซได้ดังนี้

$$sL_1 \hat{i}_{L1}(s) = \hat{v}_{in}(s) - (1 - D)\hat{v}_{Cb1}(s) - V_{Cb1} \hat{d}(s) \quad (3.68)$$

$$sL_2 \hat{i}_{L2}(s) = \hat{v}_{in}(s) + (1 - D)\hat{v}_{Cb1}(s) - (1 - D)\hat{v}_{Cb2}(s) - (V_{Cb1} - V_{Cb2}) \hat{d}(s) \quad (3.69)$$

$$sL_3 \hat{i}_{L3}(s) = \hat{v}_{in}(s) + (1 - D)(\hat{v}_{Cb1} + \hat{v}_{Cb2} - \hat{v}_o)(s) - (V_{Cb1} + V_{Cb2} - V_o) \hat{d}(s) \quad (3.70)$$

$$sC_{b1} \hat{v}_{Cb1}(s) = \hat{i}_{Cb1}(s) + (1 - D)\hat{i}_{L2}(s) - \hat{d}I_{L2}(s) \quad (3.71)$$

$$sC_{b2} \hat{v}_{Cb2}(s) = \hat{i}_{Cb2}(s) + (1-D)\hat{i}_{L3}(s) - \hat{d}\hat{I}_{L3}(s) \quad (3.72)$$

$$sC\hat{v}_O(s) = (1-D)\hat{i}_{L3}(s) - \hat{d}\hat{I}_{L3}(s) - \frac{\hat{v}_O(s)}{R} \quad (3.73)$$

หรือ

$$\left(sC + \frac{1}{R}\right)\hat{v}_O(s) = (1-D)\hat{i}_{L3}(s) - \hat{d}\hat{I}_{L3}(s) \quad (3.74)$$

จัดให้อยู่ในรูปตารางเมตริกได้เป็น

$$\begin{bmatrix} sL_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1-D & 0 & 0 \\ 0 & sL_2 & 0 & 0 & 0 & -(1-D) & (1-D) & 0 \\ 0 & 0 & sL_3 & 0 & 0 & -(1-D) & -(1-D) & (1-D) \\ 0 & -(1-D) & 0 & -1 & 0 & sC_{b1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -(1-D) & 0 & -1 & 0 & sC_{b2} & 0 \\ 0 & 0 & -(1-D) & 0 & 0 & 0 & 0 & sC + \frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L1}(s) \\ \hat{i}_{L2}(s) \\ \hat{i}_{L3}(s) \\ \hat{i}_{Cb1}(s) \\ \hat{i}_{Cb2}(s) \\ \hat{v}_{Cb1}(s) \\ \hat{v}_{Cb2}(s) \\ \hat{v}_O \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -V_{Cb1} \\ -(V_{Cb1} - V_{Cb2}) \\ -(V_{Cb1} + V_{Cb2} - V_O) \\ -I_{L2} \\ -I_{L3} \\ -I_{L3} \end{bmatrix} \hat{d}(s) + \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_{in}(s) \quad (3.75)$$

ในการออกแบบระบบควบคุม จะต้องเลือกตัวแปรที่เหมาะสมหรือตัวแปรที่จะนำไปใช้ควบคุม ซึ่งในงานวิจัยนี้ต้องการควบคุมกระแสที่เกี่ยวข้องกับแรงดันเอาต์พุตหรือก็คือแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุชั้นแรกในภาคของวงจรคุณแรงดัน โดยจะเลือกตัวแปรในการควบคุม คือ  $i_{L3}$  และ  $V_O$  จึงลดเมตริกซ์ลงเป็น

$$\begin{bmatrix} sL_3 & -(1-D) & -(1-D) & (1-D) \\ 0 & -(1-D) & 0 & sC + \frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L3}(s) \\ \hat{v}_{Cb1}(s) \\ \hat{v}_{Cb2}(s) \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(V_{Cb1} + V_{Cb2} - V_o) \\ -I_{L3} \end{bmatrix} \hat{d}(s) + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_{in}(s) \quad (3.76)$$

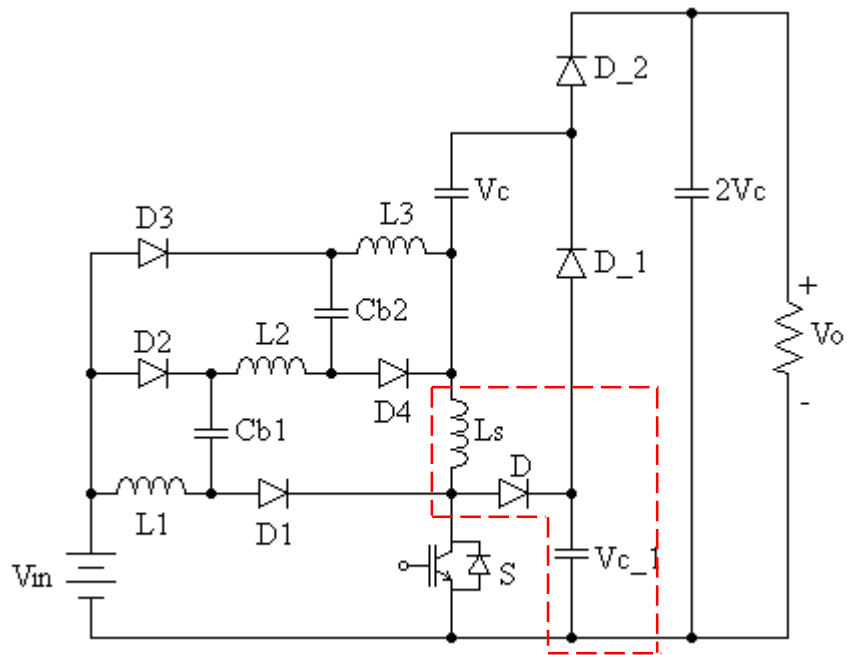
$$\begin{bmatrix} sL_3 & (1-D) \\ 0 & sC + \frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L3}(s) \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -(1-D) & -(1-D) \\ -(1-D) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{Cb1}(s) \\ \hat{v}_{Cb2}(s) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(V_{Cb1} + V_{Cb2} - V_o) \\ -I_{L3} \end{bmatrix} \hat{d}(s) + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_{in}(s) \quad (3.77)$$

$$\begin{bmatrix} sL_3 & (1-D) \\ 0 & sC + \frac{1}{R} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_{L3}(s) \\ \hat{v}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -(V_{Cb1} + V_{Cb2} - V_o) \\ -I_{L3} \end{bmatrix} \hat{d}(s) - \begin{bmatrix} -(1-D) & -(1-D) \\ -(1-D) & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{Cb1}(s) \\ \hat{v}_{Cb2}(s) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_{in}(s) \quad (3.78)$$

ซึ่งสมการที่ 3.78 จะเป็นสมการสำหรับการออกแบบชดเชยควบคุม และในการออกแบบจะกำหนดให้แรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุชาร์จปั๊ม  $V_{Cb1}$  และ  $V_{Cb2}$  มีค่าประมาณเท่ากับ  $V_{in} - 3V_d$  โดยที่  $V_d$  เป็นแรงดันเฉลี่ยรวมที่ตกคร่อมไดโอดและสวิตช์

### 3.6 การปรับปรุงประสิทธิภาพของวงจร

การทำงานของวงจรในลักษณะซอฟต์สวิตช์เป็นวิธีการหนึ่งที่จะช่วยในการเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร ในภาพประกอบ 71 แสดงวงจรทระดับแรงดันที่ได้มีการเพิ่มส่วนของพาสซีฟสลับเบอร์ซึ่งประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ ( $L_s$ ) ไดโอด (D) และตัวเก็บประจุ ( $V_{C_1}$ ) ออกแบบให้อุปกรณ์สลับเบอร์ทำงานร่วมกับอุปกรณ์หลักของวงจรในการทำงานอย่างเรโซแนนซ์



ภาพประกอบ 71 วงจรที่เพิ่มส่วนพาสซีฟสลับเบอร์

การออกแบบวงจรให้มีการทำงานในสภาวะเรโซแนนซ์ (Resonance) ด้วยการวิเคราะห์การทำงานในจังหวะเปิดและปิดสวิตช์ ทำให้ได้สมการเพื่อกำหนดค่าอุปกรณ์ต่างๆ ดังนี้

ตัวเหนี่ยวนำในภาคอินพุตควรมีค่าเป็น

$$L_N \geq \frac{RD(1-D)^2}{8fN} \tag{3.79}$$

ตัวเก็บประจุชาร์จปั๊มควรมีค่าเป็น

$$C_N \approx \frac{V_{in} D(1-D)}{2\Delta V_c Lf^2} \tag{3.80}$$

ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ควรมีค่าเป็น

$$L_r = \frac{1}{4\pi^2 f^2 C_N (N-1)} \tag{3.81}$$

ตัวเก็บประจุ  $V_c$  และ  $V_{c_1}$  ควรมีค่าเป็น



$$C \geq \frac{2}{4\pi^2 f^2 L_r} - (N-1)C_N \quad (3.82)$$

### 3.7 สรุปวงจรทระดับแรงดันที่นำเสนอ

ในบทนี้กล่าวถึงการดำเนินการออกแบบวงจรทระดับแรงดันชนิดซาร์จปั๊มคู่ร่วมกับวงจรทระดับแรงดันหลายชั้น โดยอธิบายถึงโครงสร้างวงจรและการวิเคราะห์หาสมการที่เกี่ยวข้องกับวงจรที่นำเสนอ รวมทั้งการวิเคราะห์สมการที่จะนำไปใช้ในการควบคุมการทำงานของวงจรทระดับที่นำเสนอ ในบทต่อไปจะได้นำเสนอถึงการจำลองการทำงานของวงจรและการตรวจสอบการทำงานด้วยวงจรต้นแบบเพื่อยืนยันหลักการวิเคราะห์





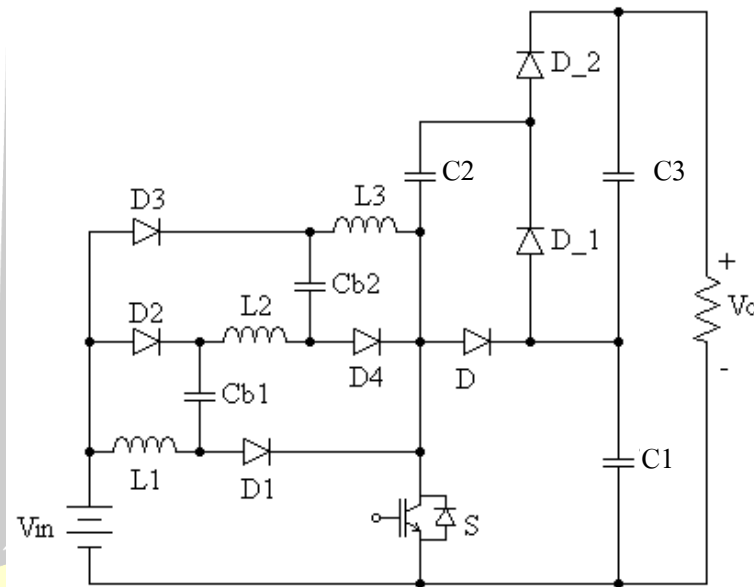
## บทที่ 4

### ผลการวิจัย

การนำเสนอผลการทดลองวงจรทระดับแรงดันต้นแบบ จะแบ่งการนำเสนอออกเป็น 2 กรณี ได้แก่ การทดสอบวงจรก่อนการปรับปรุงประสิทธิภาพ และการทดสอบวงจรภายหลังการปรับปรุงประสิทธิภาพด้วยวงจรสับเบอร์ชนิดพาสซีฟ โดยมีรายละเอียดดังนี้

#### 4.1 ผลการทดสอบวงจรก่อนการปรับปรุงประสิทธิภาพ

การตรวจสอบการทำงานเบื้องต้นด้วยโปรแกรม PSIM 9.1 ในรูปแบบการควบคุมแบบเปิด (Open circuit) เพื่อตรวจสอบลักษณะกระแสและแรงดันที่อุปกรณ์สำคัญ รวมถึงคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจร รูปแบบโครงสร้างวงจรที่ใช้จำลองการทำงานแสดงดังภาพประกอบ 72 ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ต่างๆ ที่คำนวณได้จากสมการในบทที่ผ่านมา แสดงดังตารางที่ 1



ภาพประกอบ 72 วงจรสำหรับจำลองการทำงาน

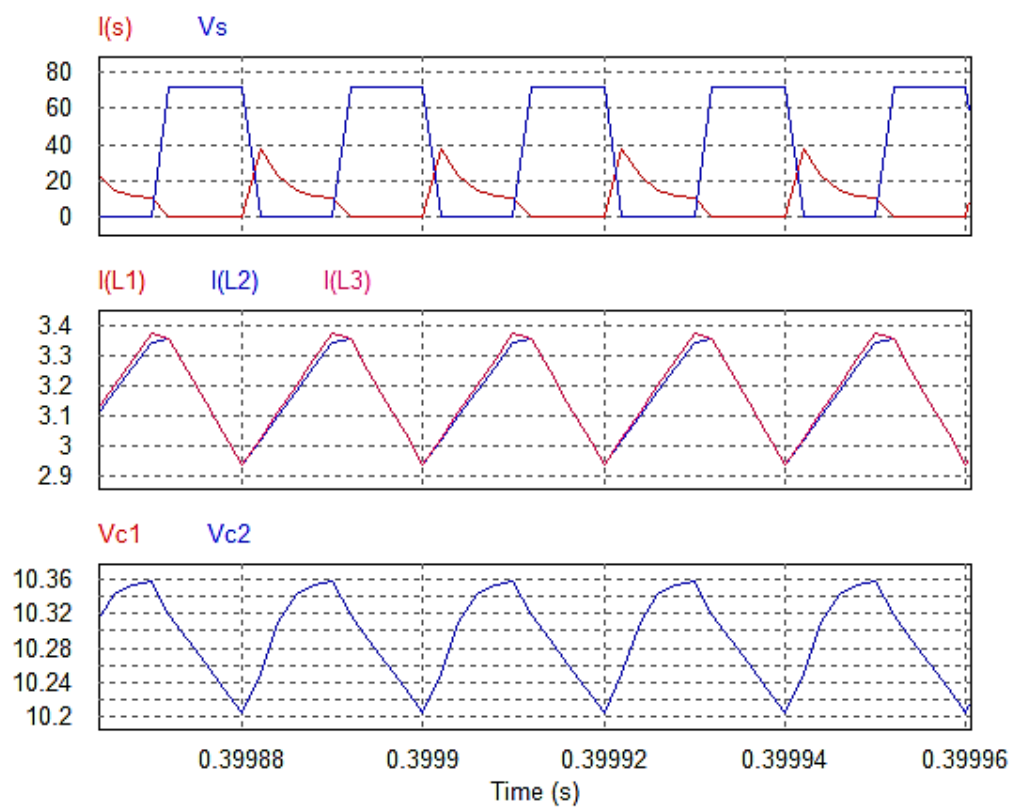
พูน ปณ ทิโต ชีเว

ตารางที่ 1 ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ในการจำลองการทำงาน

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้
แรงดันอินพุต	12 V
ความถี่สวิตช์	50 kHz
ค่าวัฏจักรหน้าที่	0.5
$R_{ds-on}$ ของสวิตช์ S	4.4 m $\Omega$
แรงดันตกคร่อมซาร์จ-ปั๊มไดโอด $D_1$ $D_2$ และ $D_3$	0.95 V
ซาร์จ-ปั๊มคาปาซิเตอร์ $C_{b1}$ และ $C_{b2}$	220 $\mu$ F
ตัวเหนี่ยวนำ $L_1$ $L_2$ และ $L_3$	250 $\mu$ H
ตัวเก็บประจุ $C_1$ $C_2$ และ $C_3$	220 $\mu$ F
แรงดันตกคร่อมไดโอด $D_4$ $D_5$ และ $D_6$	1.0 V
โหลดตัวต้านทาน	200 $\Omega$

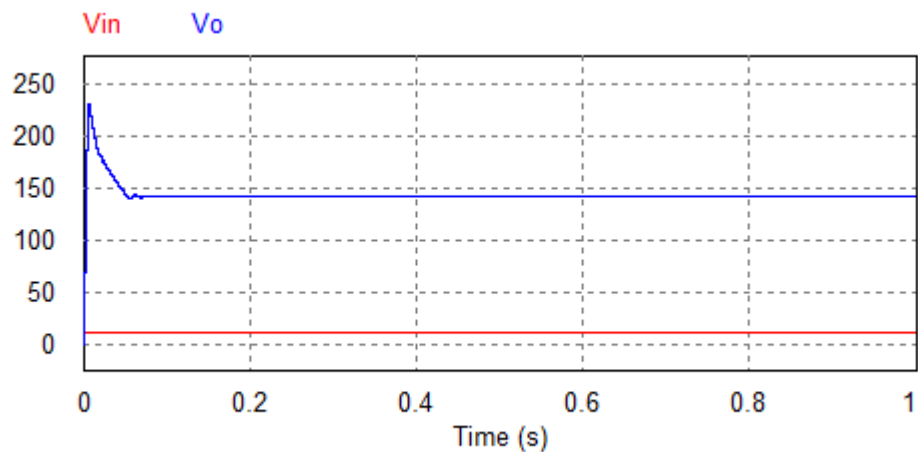
#### 4.1.1 ผลการทดสอบด้วยโปรแกรม PSIM

ผลที่ได้จากการจำลองการทำงานแสดงดังนี้



ภาพประกอบ 73 รูปคลื่นส่วนสำคัญต่างๆ จากผลการจำลองการทำงาน

จากภาพประกอบ 73 รูปคลื่น  $I_S$  และ  $V_S$  เป็นกระแสและแรงดันที่ตัวสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์ตามลำดับ พบว่าเกิดกระแสไปรัศขณะสวิตช์ปิดวงจรอันจะส่งผลต่อการสูญเสียในตัวสวิตช์ที่มาก ซึ่งการทดสอบในครั้งนี้วัดประสิทธิภาพได้เพียงร้อยละ 90 โดยมีรูปคลื่นแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตดังภาพประกอบ 62

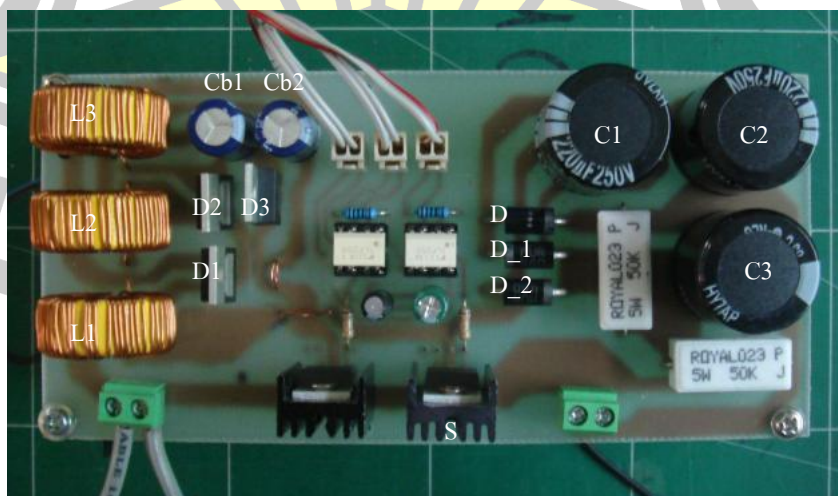


ภาพประกอบ 74 รูปคลื่นแรงดันอินพุต ( $V_i$ ) และแรงดันเอาต์พุต ( $V_o$ )

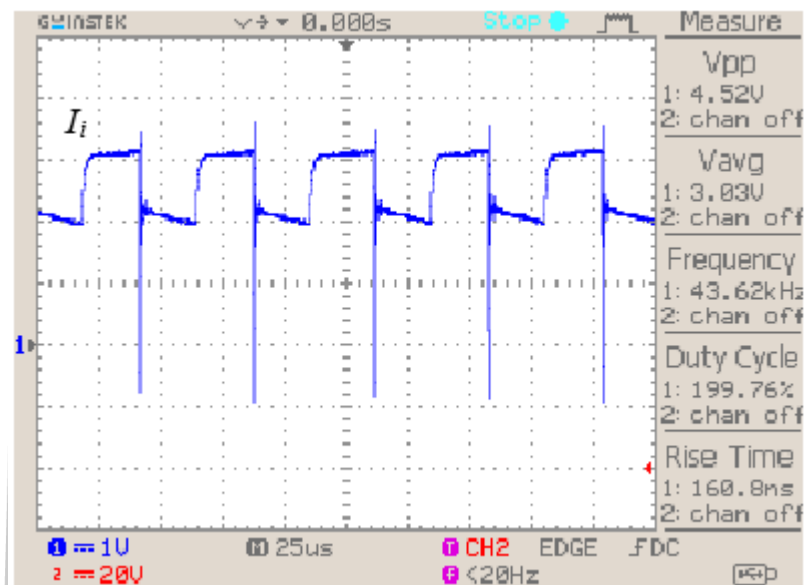
จากภาพประกอบ 74 เมื่อแรงดันอินพุตเท่ากับ 12 โวลต์ ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์จะได้แรงดันเอาต์พุต 142 โวลต์

#### 4.1.2 ผลการทดสอบด้วยต้นแบบวงจรที่จัดสร้างขึ้น

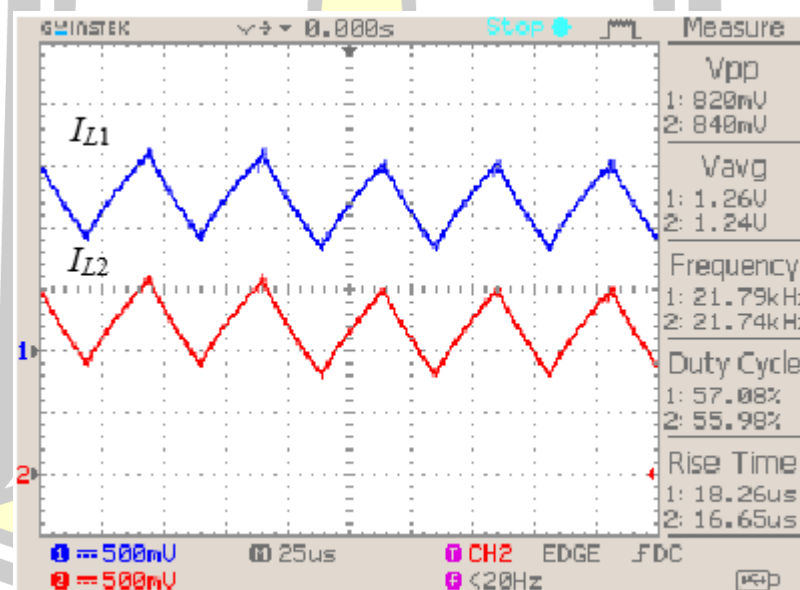
ทดลองด้วยการสร้างวงจรต้นแบบดังภาพประกอบ 75 โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์เดียวกันกับการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ สวิตช์ที่ใช้คือมอสเฟตเบอร์ IRF2807PBF



ภาพประกอบ 75 วงจรทบทระดับแรงดันต้นแบบขนาด 100 วัตต์

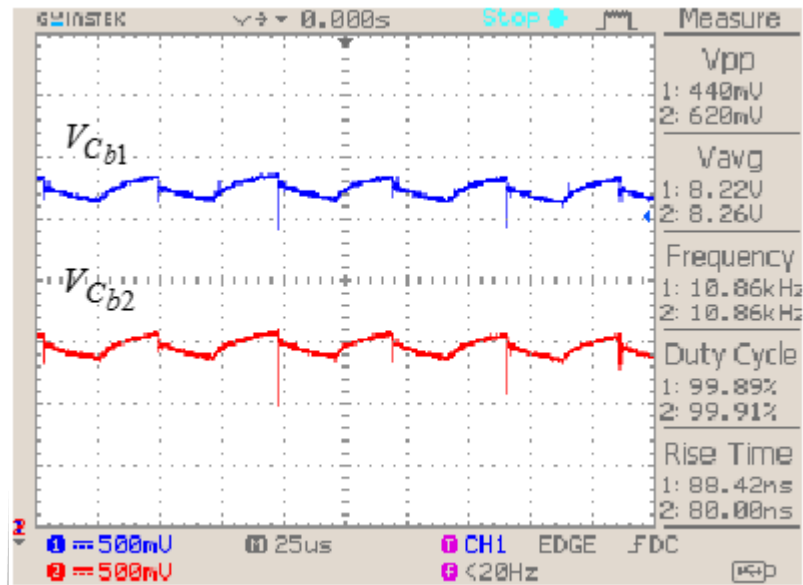


ภาพประกอบ 76 รูปคลื่นกระแสอินพุต

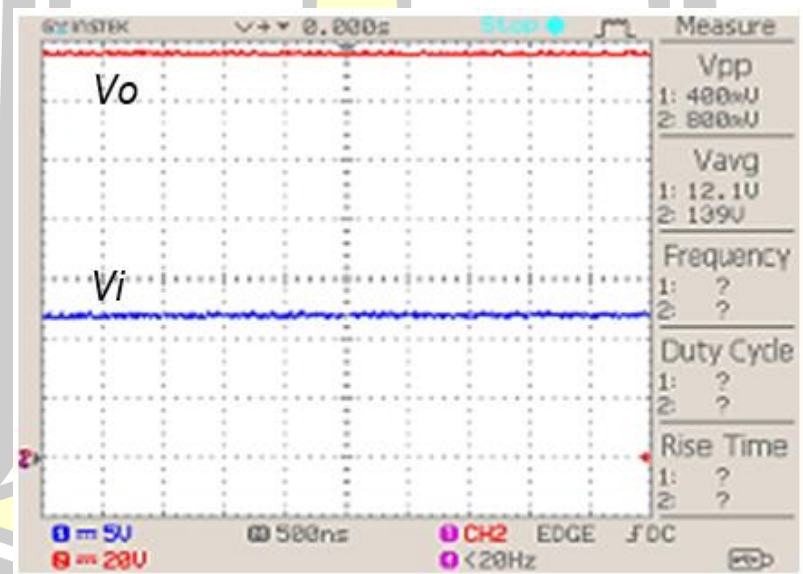


ภาพประกอบ 77 รูปคลื่นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  และ  $L_2$

จากภาพประกอบ 77 กระแสต้านเข้าจะเกิดระลอกคลื่นในจังหวะที่สวิตช์นำกระแส ซึ่งสามารถลดผลกระทบนี้ได้โดยใช้วงจรกรองสัญญาณ (Filter) และในภาพประกอบ 78 แสดงสัญญาณรูปคลื่นของกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_1$  และ  $L_2$  ซึ่งมีขนาดเท่ากันและมีขนาดเท่ากับสัญญาณกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ  $L_3$  ด้วย ซึ่งแสดงให้เห็นว่าวงจรทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง

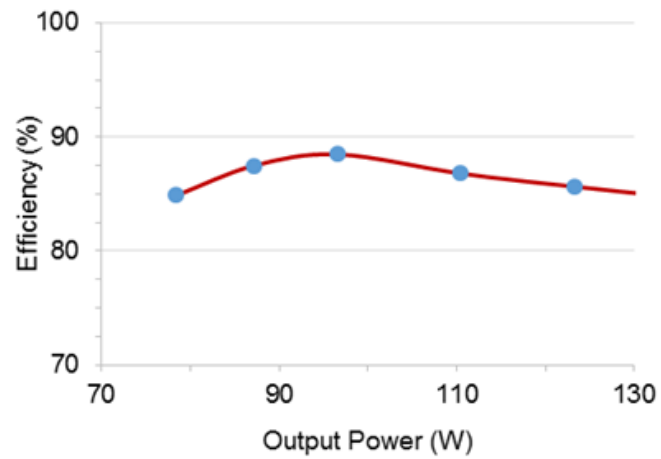


ภาพประกอบ 78 รูปคลื่นแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุชาร์จป้อน  $C_{b1}$  และ  $C_{b2}$



ภาพประกอบ 79 รูปคลื่นแรงดันด้านอินพุต ( $V_i$ ) และเอาต์พุต ( $V_o$ )

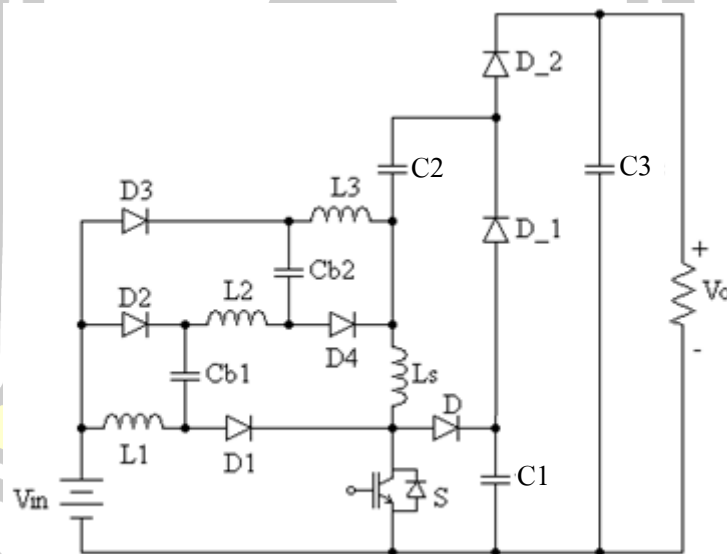
ในภาพประกอบ 79 เป็นสัญญาณแรงดันที่วัดได้ในส่วนอินพุตและเอาต์พุต โดยเมื่อแรงดันอินพุตเท่ากับ 12 โวลต์ การทำงานของวงจรจะทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 139 โวลต์ เมื่อทดสอบหาประสิทธิภาพการทำงานของวงจรต้นแบบด้วยการเปลี่ยนแปลงขนาดโหลดตัวต้านทานจะพบว่าประสิทธิภาพสูงสุดร้อยละ 89 ที่พิกัดโหลด ดังภาพประกอบ 80



ภาพประกอบ 80 ประสิทธิภาพของวงจรทระดับแรงดันต้นแบบ

#### 4.2 ผลการทดสอบวงจรที่มีการปรับปรุงประสิทธิภาพ

วงจรที่ใช้ทดลองแสดงดังภาพประกอบ 81 โดยใช้ค่าองค์ประกอบต่างๆ ดังตารางที่ 2 ซึ่งการกำหนดค่าของอุปกรณ์เป็นไปตามสมการในบทที่ 3 โดยออกแบบให้ส่วนสลับเบอร์ดทำงานในสภาวะเรโซแนนซ์



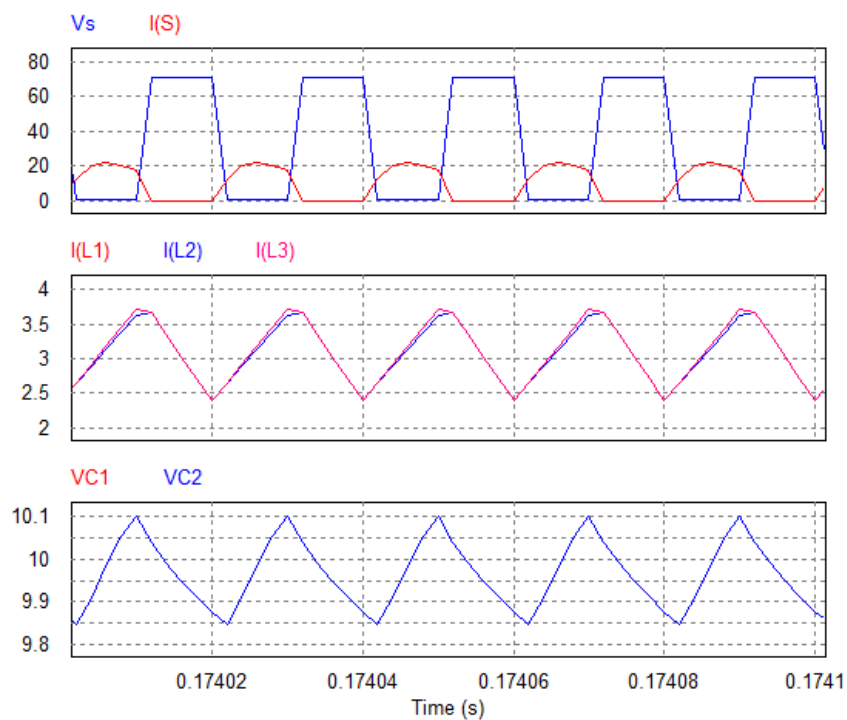
ภาพประกอบ 81 วงจรทระดับแรงดันที่มีส่วนสลับเบอร์ด

ตารางที่ 2 ค่าพารามิเตอร์ของอุปกรณ์ในการจำลองการทำงาน

พารามิเตอร์	ค่าที่ใช้
แรงดันอินพุต	24 V
ความถี่สวิตช์	50 kHz
$R_{ds-on}$ ของสวิตช์ S	4.4 m $\Omega$
แรงดันตกคร่อมซาร์จ-ปั๊มไดโอด $D_1$ $D_2$ และ $D_3$	0.95 V
ซาร์จ-ปั๊มคาปาซิเตอร์ $C_{b1}$ และ $C_{b2}$	150 $\mu$ F
ตัวเหนี่ยวนำ $L_1$ $L_2$ และ $L_3$	80 $\mu$ H
ตัวเหนี่ยวนำ $L_s$	100nH
ตัวเก็บประจุ $C_1$ และ $C_2$	44 $\mu$ F
ตัวเก็บประจุ $C_3$	180 $\mu$ F
แรงดันตกคร่อมไดโอด $D_4$ $D_5$ และ $D_6$	1.0 V
โหลดตัวต้านทาน	200 $\Omega$

#### 4.2.1 ผลการทดสอบด้วยโปรแกรม PSIM

ผลการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์แสดงรูปคลื่นสำคัญดังภาพประกอบ 82

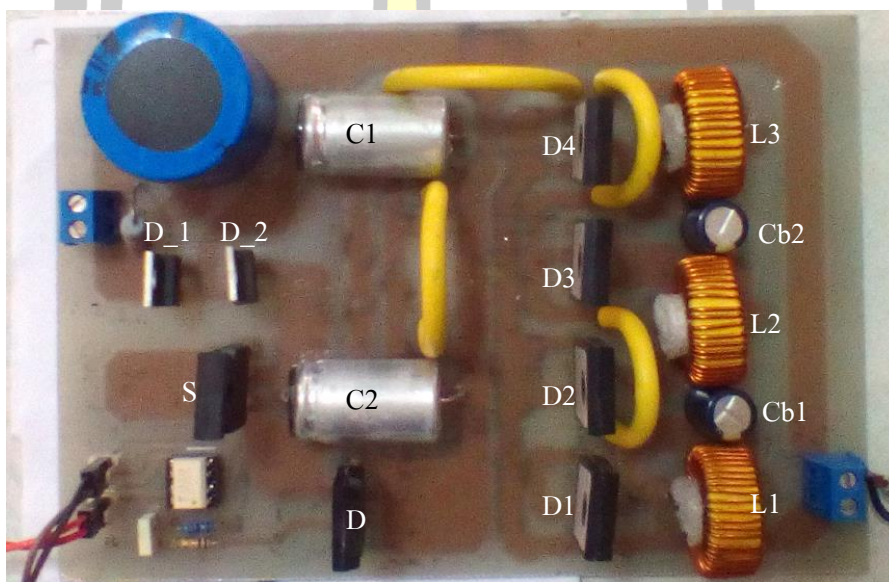


ภาพประกอบ 82 รูปคลื่นสำคัญของวงจรทระดับแรงดันจากผลการจำลองการทำงาน

พิจารณาภาพที่ 82 จะพบว่าการทำงานของวงจรที่มีส่วนพาสซีฟสลับเบอร์จะทำให้กระแสไหลผ่านสวิตช์ไม่มีลักษณะพุ่งสูง (Spike) ซึ่งจะช่วยลดความสูญเสียของการสวิตช์ลงได้ จึงเป็นการช่วยเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานและยังสามารถทำให้วงจรสามารถทำงานได้ในความถี่ที่สูงขึ้นได้

#### 4.2.2 ผลการทดสอบด้วยต้นแบบวงจรที่จัดสร้างขึ้น

ทดสอบวงจรที่มีการปรับปรุงประสิทธิภาพด้วยวงจรต้นแบบขนาด 500 วัตต์ ดังภาพประกอบ 83 ใช้มอสเฟตเบอร์ IRFP4568PB ซึ่งมีค่าความต้านทานระหว่างขาเดรนและซอส (Drain-Source resistance) เท่ากับ  $48 \text{ m}\Omega$  ไดโอดทุกตัวที่ใช้คือเบอร์ MBR6045WT ซึ่งมีแรงดันตกคร่อมขณะนำกระแสสูงสุดเท่ากับ 0.75 โวลต์

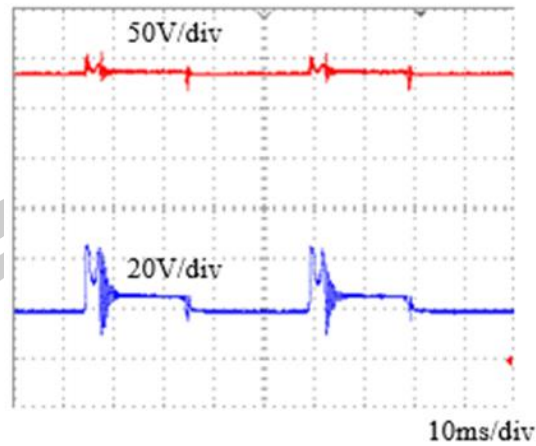


ภาพประกอบ 83 วงจรต้นแบบที่มีการปรับปรุงประสิทธิภาพ

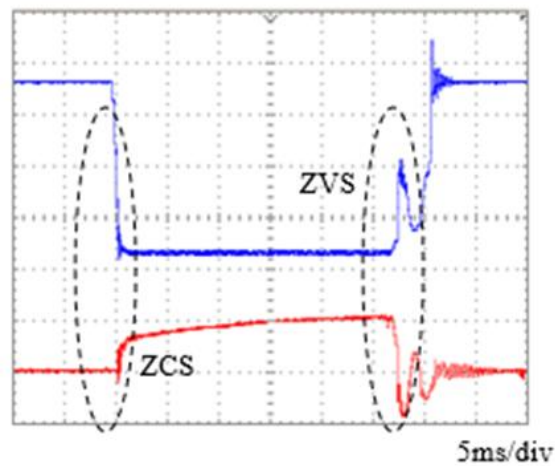
เมื่อทดสอบวงจรด้วยการป้อนแรงดันขนาด 24 โวลต์ เข้าที่ด้านอินพุต จะพบว่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าเท่ากับ 288 โวลต์ โดยเมื่อวัดลักษณะของสัญญาณแรงดันและกระแสตรงอุปกรณ์สวิตช์ จะพบว่ามึลักษณะการทำงานอย่างอ่อนนุ่มนวล

พหุ ประถม ศึกษาศาสตร์





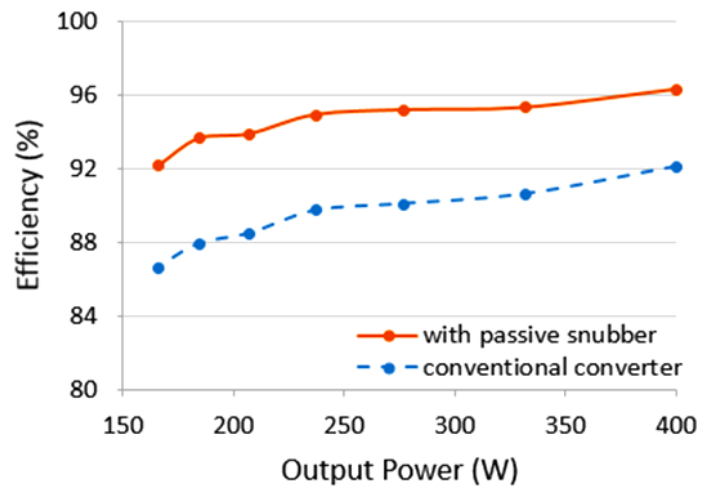
ภาพประกอบ 84 สัญญาณแรงดันเอาต์พุต (บน) และแรงดันอินพุต (ล่าง)



ภาพประกอบ 85 สัญญาณแรงดัน (บน) และกระแส (ล่าง) ที่อุปกรณ์สวิตช์

ทดสอบหาประสิทธิภาพการทำงานของวงจรต้นแบบด้วยการปรับเปลี่ยนค่าความต้านทานโหลดทุก 50 โอห์ม พบว่า วงจรต้นแบบมีประสิทธิภาพสูงสุดที่ร้อยละ 96 ที่พิกัดโหลด ดังแสดงในภาพประกอบ 86

พหุพันธ์ ปณฺ ทิโต ชีเว



ภาพประกอบ 86 ประสิทธิภาพของวงจรต้นแบบ



## บทที่ 5

### สรุปผลการวิจัย

#### 5.1 อภิปรายและสรุป

วงจรบกระดับแรงดันประสิทธิภาพสูงโดยใช้เทคนิคบกระดับแรงดันหลายชั้นร่วมกับเทคนิคชาร์จ์ปั๊มคู่ได้ถูกนำเสนอในงานวิจัยนี้ ได้รับการวิเคราะห์และออกแบบเพื่อให้วงจรบกระดับสามารถเพิ่มอัตราการขยายในระดับที่สูงได้โดยยังคงประสิทธิภาพที่ดีไว้ โครงสร้างวงจรประกอบด้วยชุดตัวเหนี่ยวนำสวิตช์ (Switched-inductor) ร่วมกันกับตัวเก็บประจุชาร์จ์ปั๊ม (Charged pump capacitor) ในวงจรเพิ่มแรงดันส่วนหน้า และวงจรบกระดับแรงดันหลายชั้นด้วยตัวเก็บประจุในส่วนหลังของวงจร

การทดสอบแรก เริ่มด้วยการทดสอบวงจรก่อนการปรับปรุงประสิทธิภาพในโหมดกระแสต่อเนื่องด้วยวงจรต้นแบบขนาด 100 วัตต์ ด้วยแรงดันอินพุต 12 โวลต์ กำหนดตัวจักรหน้าที่ 0.5 พบว่าวงจรสามารถสร้างระดับแรงดันเอาต์พุตได้ถึง 139 โวลต์ มีประสิทธิภาพในพิกัดโหลดเพียงร้อยละ 89 ซึ่งประสิทธิภาพที่ต่ำนี้มีผลมาจากความสูญเสียแ่งของอุปกรณ์ที่นำมาสร้างวงจรและการทำงานของสวิตช์ทั้งในรูปของความสูญเสียในการสวิตช์ (Switching loss) และความสูญเสียในการนำกระแส (Conduction loss) จึงได้ออกแบบวงจรสนับสนุนเพิ่มเติมเพื่อช่วยลดระดับความสูญเสียที่เกิดขึ้น

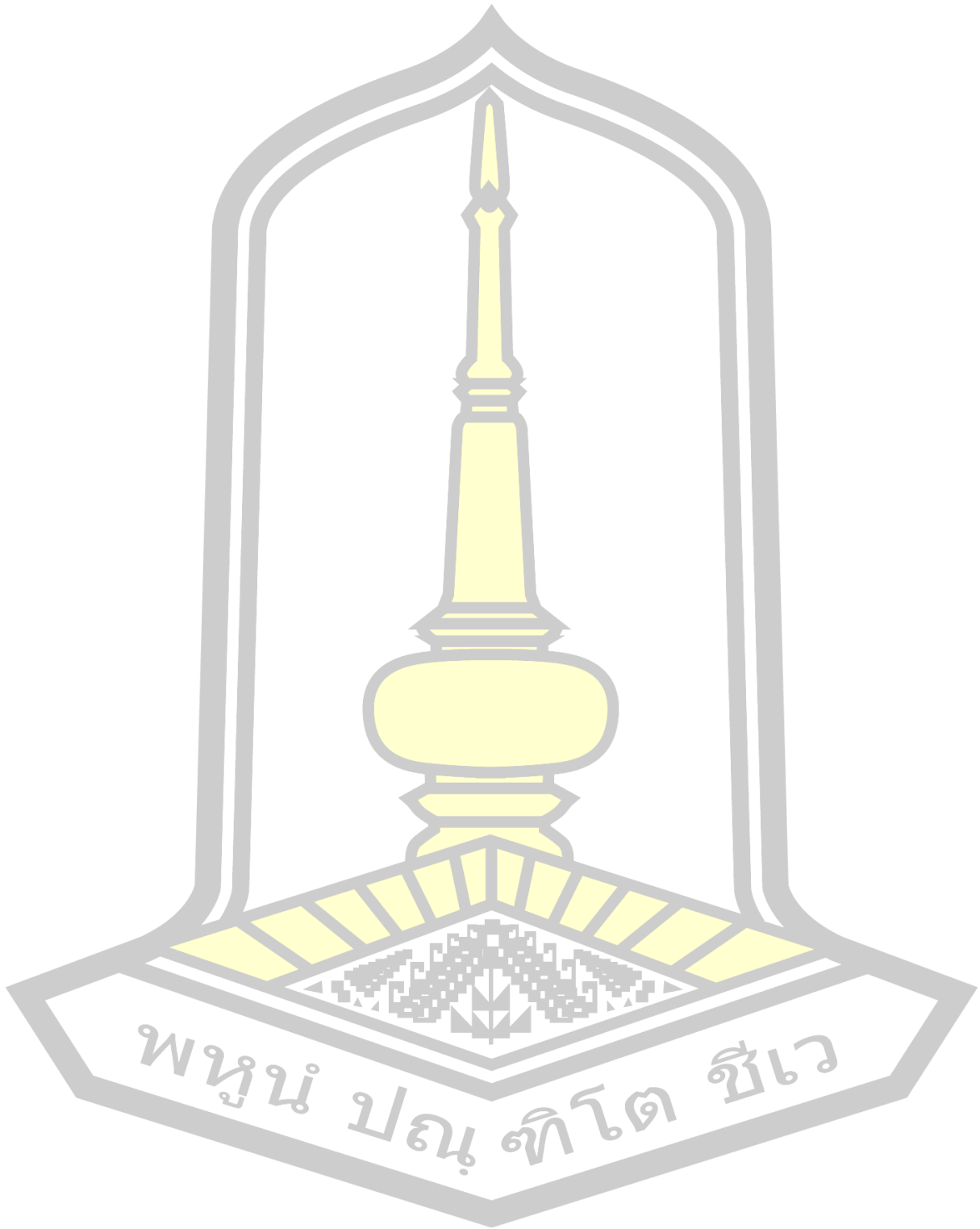
การออกแบบวงจรสนับสนุนชดเชยที่พาสซีฟด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุให้ทำงานในลักษณะเรโซแนนซ์กับความถี่สวิตช์ ช่วยให้กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ในจังหวะที่สวิตช์ปิดวงจรไม่เกิดการพุ่งสูง (Spiked) จึงเป็นการช่วยลดผลของความสูญเสียในการสวิตช์ ซึ่งจากผลการจำลองด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์แสดงให้เห็นถึงลักษณะการทำงานนี้ ทั้งในส่วนการทดสอบด้วยวงจรต้นแบบขนาด 400 วัตต์ แรงดันอินพุต 24 โวลต์ ก็พบได้ว่าวงจรที่มีการปรับปรุงประสิทธิภาพทำให้เกิดคุณสมบัติการทำงานอย่างนุ่มนวล ส่งผลให้ประสิทธิภาพเพียงสูงขึ้นไปถึงร้อยละ 96

#### 5.2 ข้อเสนอแนะ

จากผลการทดลอง อาจเพิ่มการทดสอบหาประสิทธิภาพเปรียบเทียบกับระดับตัวจักรหน้าที่ต่างๆ เพื่อให้เห็นผลความแตกต่างตลอดจนได้ทราบว่าค่าตัวจักรหน้าที่ใดที่ทำให้วงจรบกระดับแรงดันที่ออกแบบมีประสิทธิภาพสูงสุด

พูน ปณ ทิโต ชิว

บรรณานุกรม



## บรรณานุกรม

1. Freitas, A.A.A., et al., *High-voltage gain dc–dc boost converter with coupled inductors for photovoltaic systems*. IET Power Electronics, 2015. **8**(10): p. 1885-1892.
2. Forouzes, M., et al., *A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017. **32**(12): p. 9143-9178.
3. Luo, Q.-m., et al., *Interleaved high step-up zero-voltage-switching boost converter with variable inductor control*. IET Power Electronics, 2014. **7**(12): p. 3083 – 3089.
4. Dwari, S. and L. Parsa, *An Efficient High-Step-Up Interleaved DC–DC Converter With a Common Active Clamp*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011. **26**(1).
5. Mohan, N., Tore M. Undeland, and W.P. Robbins, *POWER ELECTRONICS: Converters, Applications, and Design.*, ed. 3. 2002, India: John Wiley and Sons, Inc.,
6. Hu, X., et al., *A Ripple-free Input Current Interleaved Converter with Dual Coupled Inductors for High Step-up Applications*. Journal of Power Electronics, 2017. **17**(3): p. 590-600.
7. Luo, Q., et al., *An Active Clamp High Step-Up Boost Converter with a Coupled Inductor* Journal of Power Electronics, 2015. **15**(1): p. 86-95.
8. Hwu, K.-I. and Y.-T. Yau, *Voltage-Boosting Converter Based on Charge Pump and Coupling Inductor With Passive Voltage Clamping*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010. **57**(5): p. 1719 - 1727.
9. Tomaszuk, A. and A. Krupa, *High efficiency high step-up DC/DC converters - a review*. Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences, 2011. **59**(4): p. 475-483.

10. Nymand, M. and M.A.E. Andersen, *High-Efficiency Isolated Boost DC-DC Converter for High-Power Low-Voltage Fuel-Cell Applications*. IEEE transactions on industrial electronics 2010. **57**(2).
11. Kim, E.H. and B.H. Kwon, *High step-up resonant push-pull converter with high efficiency*. IET Power Electronics, 2007. **2**(2): p. 79 - 89.
12. Zhao, Q. and F.C. Lee, *High-Efficiency, High Step-Up DC-DC Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003. **18**(1): p. 65-73.
13. Shahir, F.M., E. Babaei, and M. Farsadi, *Analysis and design of voltage-lift technique based non-isolated boost dc-dc converter* IET Power Electronics, 2017. **11**(6): p. 1083-1091.
14. Luo, F.L. and H. Ye, *Super-lift boost converter*. IET Power Electronics, 2013. **7**(7): p. 1655-1664.
15. Hsieh, Y.-C., T.-C. Hsueh, and H.-C. Yen, *An Interleaved Boost Converter With Zero-Voltage Transition*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009. **24**(4): p. 973 - 978.
16. Luo, F.L. and H. Ye, *Positive output cascade boost converter*. IEE Proceedings - Electric Power Applications 2004. **151**(5): p. 590 - 606.
17. Wu, G., X. Ruan, and Z. Ye, *Nonisolated High Step-Up DC-DC Converters Adopting Switched-Capacitor Cell*. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2015. **62**(1).
18. Nouri, T., S.H. Hosseini, and E. Babaei, *Analysis of voltage and current stresses of a generalised step-up DC-DC converter*. IET Power Electronics, 2014. **7**(6): p. 1347 - 1361.
19. Fardoun, A.A. and E.H. Ismail, *Ultra Step-Up DC-DC Converter With Reduced Switch Stress*. IEEE transactions on Industrial Applications, 2010. **46**(5): p. 2025-2034.
20. Lee, S.-W. and H.-L. Do, *High Step-Up Coupled-Inductor Cascade Boost DC-DC Converter With Lossless Passive Snubber*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018. **65**(10): p. 7753 - 7761.

21. Sakhavati, S. and E. Babaei, *Coupled inductor based boost DC/DC converter*, in *Power Electronics and Drive Systems Technologies Conference (PEDSTC)*. 2016: Tehran, Iran.
22. Liu, H., et al., *Overview of High-Step-Up Coupled-Inductor Boost Converters*. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 2016. **4**(2): p. 689 - 704.
23. Wei, X., et al., *A Simple Structure of Zero-Voltage Switching (ZVS) and Zero-Current Switching (ZCS) Buck Converter with Coupled Inductor*. *Journal of Power Electronics*, 2015. **15**(6): p. 1480-1488.
24. Gorji, S.A., M. Ektesabi, and J. Zheng, *Isolated switched-boost push-pull DC-DC converter for step-up applications*. *Electronics Letters*, 2017. **53**(3): p. 177 - 179.
25. Kim, D.-H., et al., *High Efficiency High-Step-up Single-ended DC-DC Converter with Small Output Voltage Ripple*. *Journal of Power Electronics*, 2015. **15**(6): p. 1468-1479.
26. Liang, T.-J., et al., *Novel Isolated High-Step-Up DC-DC Converter With Voltage Lift*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2013. **60**(4): p. 1483 - 1491.
27. Jang, Y. and M.M. Jovanovic, *Isolated Boost Converters*. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2007. **22**(4): p. 1514 - 1521.
28. Kumar, K., S. Mohapatra, and S.B. Santra, *An Isolated Soft-Switched Boost DC-DC Converter with Low Voltage Stress and High Step-Up Ratio*. *The Journal of Engineering*, 2018. **5**.
29. Yao, Z. and L. Xiao, *Family of zero-voltage-switching unregulated isolated step-up DC-DC converter*. *IET Power Electronics*, 2013. **6**(5): p. 862-868.
30. Kim, H.-W., J.-H. Park, and H.-J. Jeon, *Bidirectional Power Conversion of Isolated Switched-Capacitor Topology for Photovoltaic Differential Power Processors*. *Journal of Power Electronics*, 2016. **16**(5): p. 1629-1638.
31. Dusmez, S., A. Khaligh, and A. Hasanzadeh, *A Zero-Voltage-Transition Bidirectional DC/DC Converter*. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 2015. **62**(5): p. 3152 - 3162.

32. Lee, J.-Y., Y.-S. Jeong, and B.-M. Han, *A Two-Stage Isolated/Bidirectional DC/DC Converter With Current Ripple Reduction Technique*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012. **59**(1): p. 644-646.
33. Eom, J.-K., et al., *Analysis of a Novel Soft Switching Bidirectional DC-DC Converter* Journal of Power Electronics, 2012. **12**(6): p. 859-868.
34. Do, H.-L., *Nonisolated Bidirectional Zero-Voltage-Switching DC-DC Converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011. **26**(9): p. 2563 - 2569.
35. Aamir, M., S. Mekhilef, and H.-J. Kim, *High-Gain Zero-Voltage Switching Bidirectional Converter With a Reduced Number of Switches*. IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs, 2014. **62**(8): p. 816 - 820.
36. Chu, C.-L. and Y. Chen. *ZVS-ZCS bidirectional full-bridge DC-DC converter*. in *International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*. 2009. Taipei, Taiwan.
37. Rathore, A.K. and U. Prasanna. *Comparison of Soft-switching Voltage-fed and Current-fed Bi-directional Isolated Dc/Dc Converters for Fuel Cell Vehicles*. in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2012. Hangzhou, China.
38. Zhang, Z., O.C. Thomsen, and M.A.E. Andersen, *Soft-Switched Dual-Input DC-DC Converter Combining a Boost-Half-Bridge Cell and a Voltage-Fed Full-Bridge Cell*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013. **28**(11): p. 4897 - 4902.
39. Li, S., W. Xie, and K.M. Smedley, *A Family of an Automatic Interleaved Dickson Switched-Capacitor Converter and Its ZVS Resonant Configuration*. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2019. **66**(1): p. 255-264.
40. Babaei, E. and F. Sedaghati. *Series-parallel switched-capacitor based multilevel inverter*. in *International Conference on Electrical Machines and Systems*. 2011. Beijing, China.
41. Shi, Y., et al., *Optimized Operation of Current-Fed Dual Active Bridge DC-DC Converter for PV Applications*. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2015. **62**(11): p. 6986-6995.

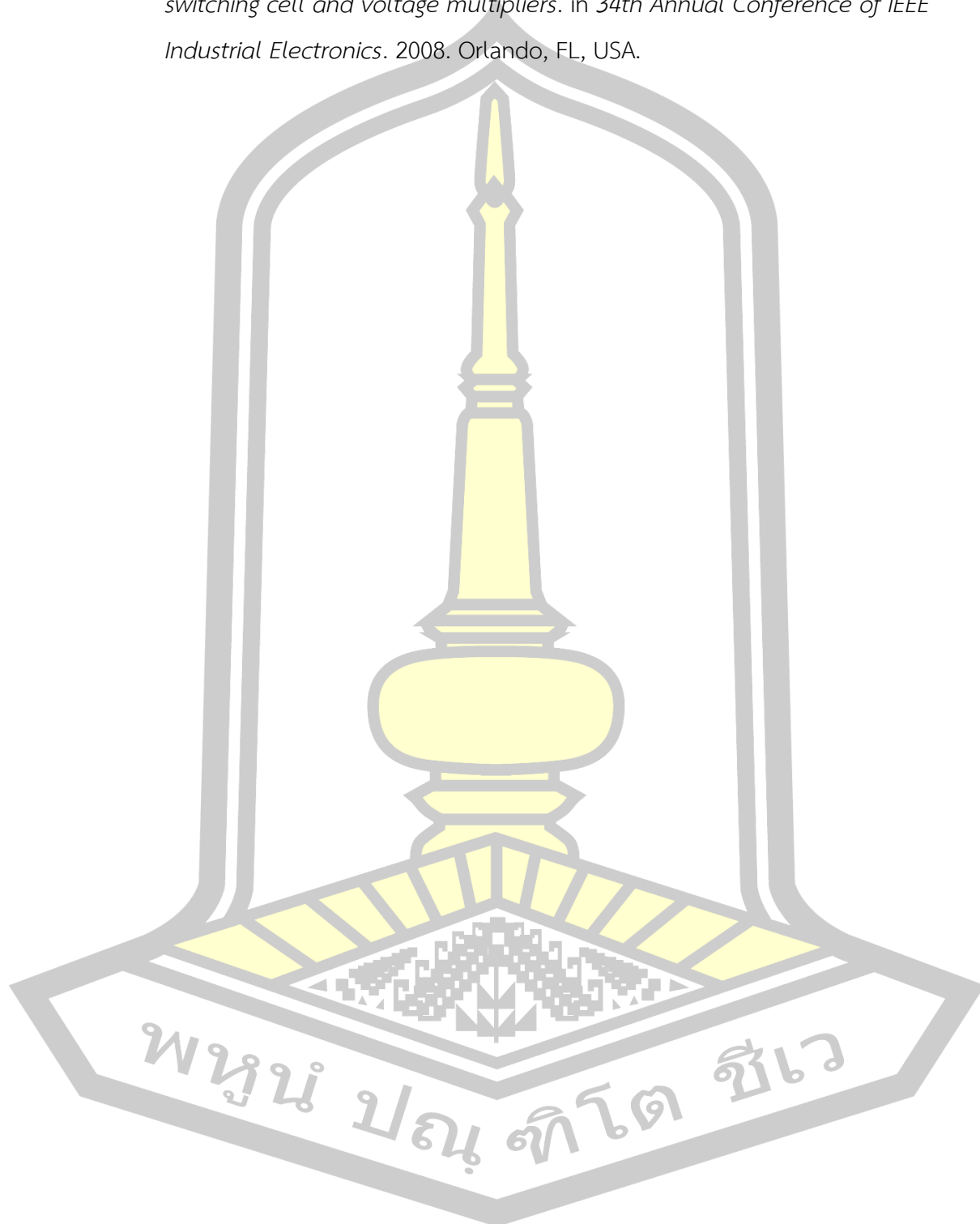


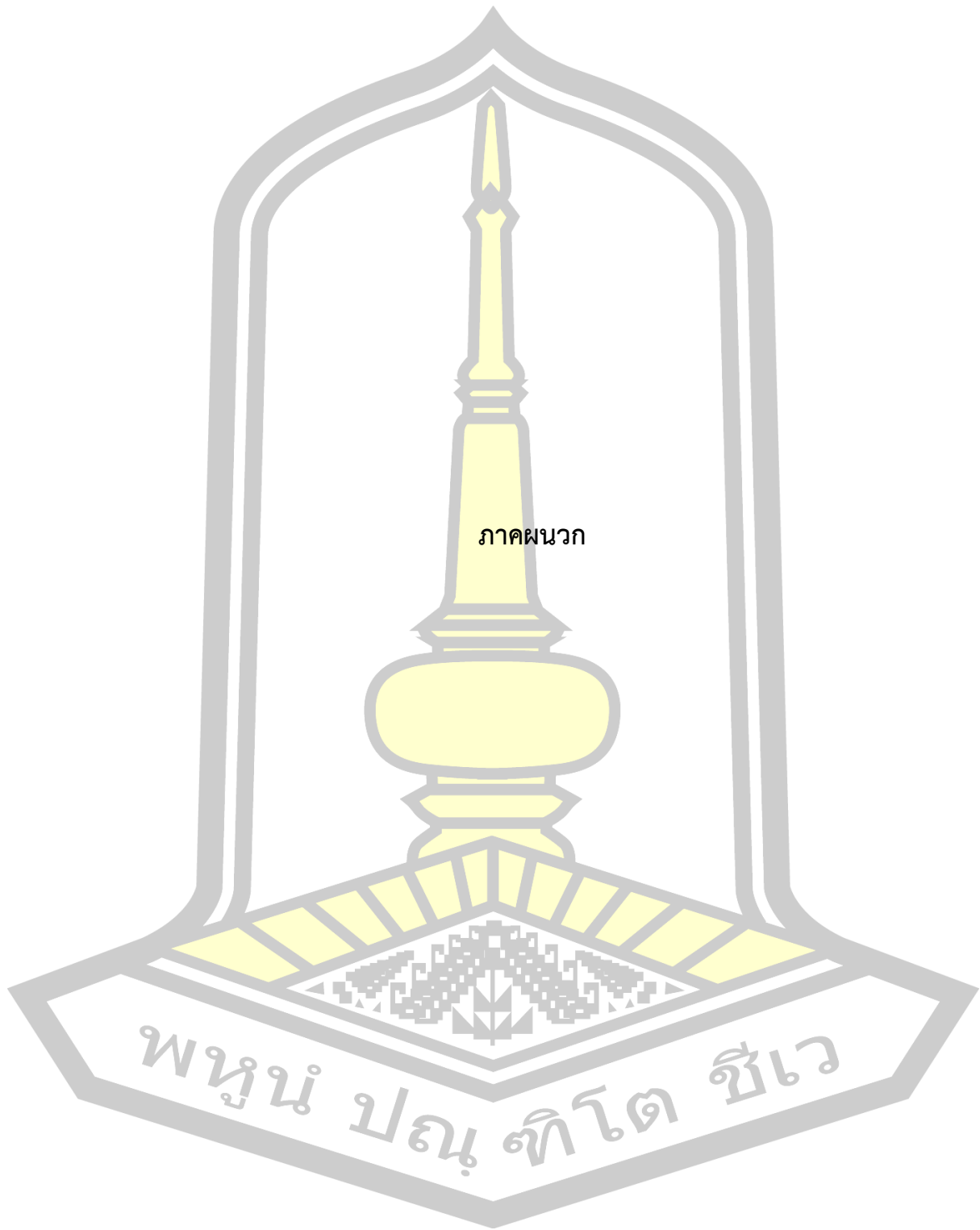
42. Adib, E. and H. Farzanehfard, *Zero-Voltage Transition Current-Fed Full-Bridge PWM Converter*. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 2009. **24**(4): p. 1041-1049.
43. Jalbrzykowski, S. and T. Citko, *Current-Fed Resonant Full-Bridge Boost DC/AC/DC Converter*. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 2008. **55**(3): p. 1198-1205.
44. Yazdani, M.R., M.P. Dust, and P. Hemmati, *A New Family of Non-Isolated Zero-Current Transition PWM Converters*. Journal of Power Electronics, 2016. **16**(5): p. 1669-1677.
45. Rahimi, A. and M.R. Mohammadi, *Zero-Voltage-Transition Synchronous DC-DC Converters with Coupled Inductors*. Journal of Power Electronics, 2016. **16**(1): p. 74-83.
46. Mousavi, A., P. Das, and G. Moschopoulos, *A Comparative Study of a New ZCS DC-DC Full-Bridge Boost Converter With a ZVS Active-Clamp Converter*. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 2012. **27**(3): p. 1347-1358.
47. Ostadi, A., X. Gao, and G. Moschopoulos, *Circuit Properties of Zero-Voltage-Transition PWM Converters*. Journal of Power Electronics, 2008. **8**(1): p. 35-50.
48. Dokić, B.L. and B. Blanuša, *Power Electronics Converters and Regulators*. 3 ed. 2015, Switzerland Springer International.
49. Guo, R., Z. Liang, and A.Q. Huang, *A Family of Multimodes Charge Pump based DC-DC Converter With High Efficiency over Wide Input and Output Range*. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 2012. **27**(11): p. 4788-4798.
50. Palumbo, G. and D. Pappalardo, *Charge Pump Circuits: An Overview on Design Strategies and Topologies*, in *IEEE CIRCUITS AND SYSTEMS MAGAZINE* 2010. p. 31-45.
51. Wong, Y.-C., O.-C. Mak, and A. Ioinovici. *Development of boost converter based on switched-capacitor circuits*. in *10th International Conference on Computers, Communications and Automation*. 1993. Beijing, China.

52. Wu, B., et al., *Analysis of High-Power Switched-Capacitor Converter Regulation Based on Charge-Balance Transient-Calculation Method*. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, 2016. **31**(5): p. 3482-3494.
53. Wu, B., et al., *A Family of Two-Switch Boosting Switched-Capacitor Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015. **30**(10): p. 5413-5424.
54. Prudente, M., et al., *Voltage Multiplier Cells Applied to Non-Isolated DC-DC Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008. **23**(2): p. 871-887.
55. Rosas-Caro, J.C., et al., *A DC-DC multilevel boost converter*. IET Power Electronics, 2008. **3**(1): p. 129-137.
56. CesarRosas-Caro, J., et al., *DC-DC multiplier boost converter with resonant switching*. Electric Power Systems Research, 2015. **119**: p. 83-90.
57. Sabzali, A.J., E.H. Ismail, and H.M. Behbehani, *High voltage step-up integrated double Boost-Sepic DC-DC converter for fuel-cell and photovoltaic applications*. Renewable Energy, 2014. **82**: p. 44-53.
58. Fardoun, A.A. and E.H. Ismail, *Ultra Step-Up DC-DC Converter With Reduced Switch Stress*. IEEE Transactions on Industry Applications, 2010. **46**(5): p. 2025 - 2034.
59. Nouri, T., et al., *Generalised transformerless ultra step-up DC-DC converter with reduced voltage stress on semiconductors*. IET Power Electronics, 2014. **7**(11): p. 2791-2805.
60. Nouri, T., S.H. Hosseini, and E. Babaei, *Analysis of voltage and current stresses of a generalised step-up DC-DC converter*. IET Power Electronics, 2013. **7**(6): p. 1347-1361.
61. Yang, L.-S., T.-J. Liang, and J.-F. Chen, *Transformerless DC-DC Converters with High Step-Up Voltage Gain*. IEEE transactions on Industrial Applications, 2009. **56**(8): p. 3144-3152.
62. Axelrod, B., Y. Berkovich, and A. Ioinovici, *Switched-Capacitor/Switched-Inductor Structures for Getting Transformerless Hybrid DC-DC PWM Converters*. IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers, 2008. **55**(2): p. 687 - 696.

63. Luo, F.L. and H. Ye, *Small Signal Analysis of Energy Factor and Mathematical Modeling for Power DC-DC Converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2007. **22**(2): p. 69-79.
64. He, Y. and F.L. Luo, *Analysis of Luo converters with voltage-lift circuit*. IEE Proceedings - Electric Power Applications, 2005. **152**(5): p. 1239-1252.
65. PIANSANGSAN, L. and S. PATTANASETHANON, *A Voltage-Lift Switched Inductor DC/DC Multilevel Boost Converter*. PRZEGLĄD ELEKTROTECHNICZNY, 2015. **91**(4): p. 127-130.
66. Zhu, M., T. Wang, and F.L. Luo. *Analysis of voltage-lift-type boost converters*. in *7th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*. 2012. Singapore.
67. Hwu, K.-I. and Y.-T. Yau, *High Step-Up Converter Based on Charge Pump and Boost Converter*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012. **27**(5): p. 2484-2492.
68. Nymand, M. and M.A.E. Andersen, *High-Efficiency Isolated Boost DC-DC Converter for High-Power Low-Voltage Fuel-Cell Applications*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010. **57**(2): p. 505-514.
69. Kwon, J.-M., B.-H. Kwon, and K.-H. Nam, *High-efficiency module-integrated photovoltaic power conditioning system*. IET Power Electronics, 2009. **2**(4): p. 410 – 420.
70. Vazquez, N., et al. *The Tapped-Inductor Boost Converter*. in *IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. 2007. Vigo, Spain.
71. Wai, R.-J. and R.-Y. Duan, *High Step-Up Converter With Coupled-Inductor*. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005. **20**(5): p. 1025 - 1035.
72. Nymand, M. and M.A.E. Andersen. *New Primary-Parallel Boost Converter for HighPower High-Gain Applications*. in *Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition.
73. Jakub, D., *A dual inductor-fed boost converter with an auxiliary transformer and voltage doubler*. Bulletin of the polish academy of sciences technical sciences, 2013. **61**(4): p. 787-791.

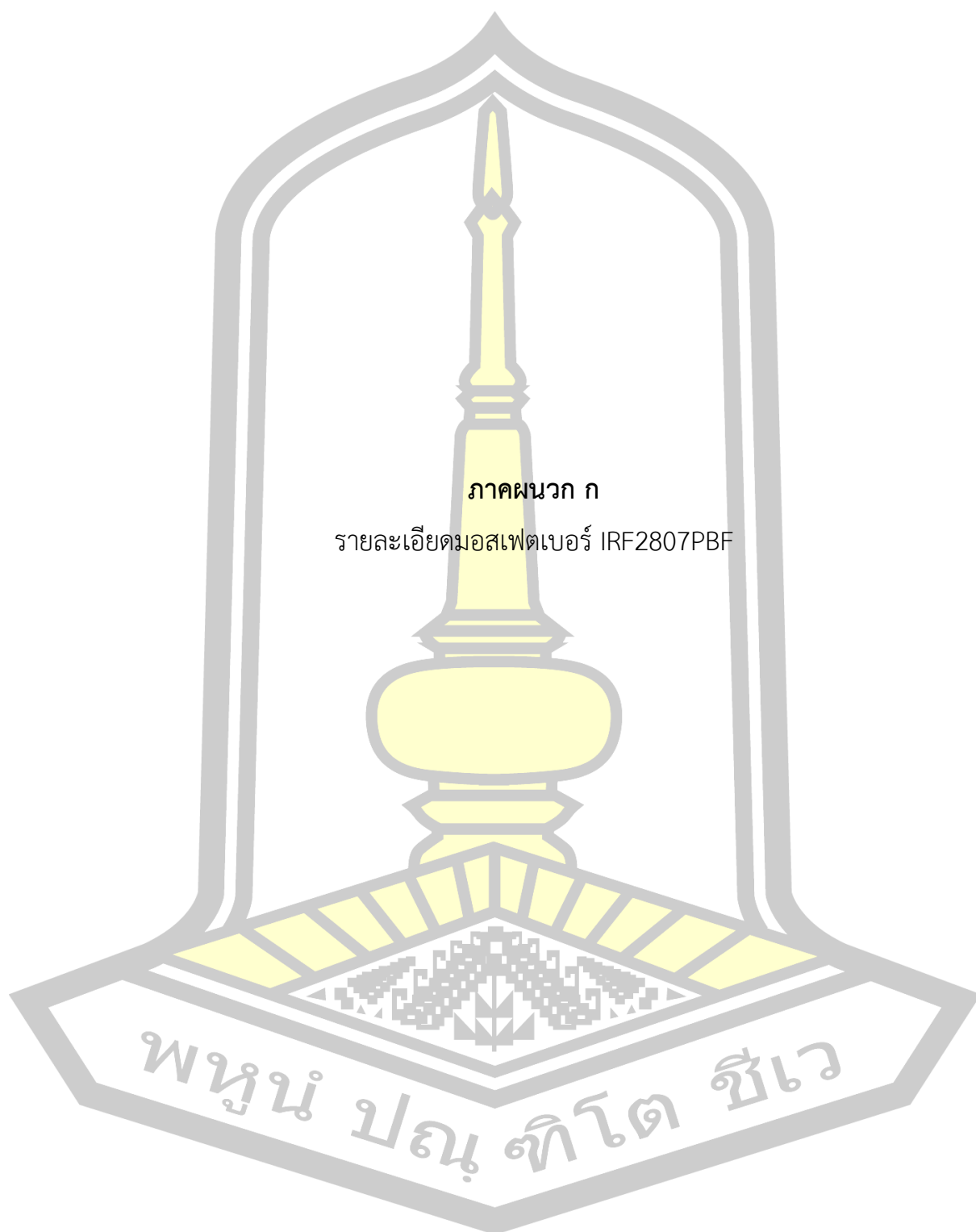
74. Alcazar, Y.J.A., et al. *High voltage gain boost converter based on three-state switching cell and voltage multipliers*. in *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*. 2008. Orlando, FL, USA.





ภาคผนวก

พหุณฺ์ ปณฺุ ทิโต ชีเว



ภาคผนวก ก

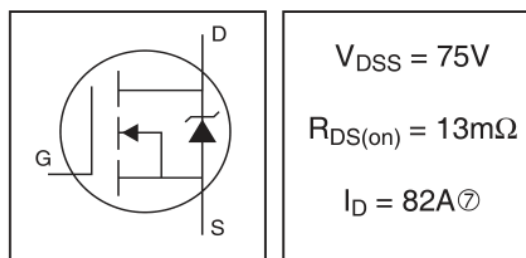
รายละเอียดมอสเฟตเบอร์ IRF2807PBF

พหุณฺ์ ปณฺุ ทิโต ชีเว

# IRF2807PbF

HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Ultra Low On-Resistance
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated
- Lead-Free



## Description

Advanced HEXFET® Power MOSFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



## Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	82⑦	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	58	
$I_{DM}$	Pulsed Drain Current ①	280	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	230	W
	Linear Derating Factor	1.5	W/°C
$V_{GS}$	Gate-to-Source Voltage	$\pm 20$	V
$I_{AR}$	Avalanche Current①	43	A
$E_{AR}$	Repetitive Avalanche Energy①	23	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ③	5.9	V/ns
$T_J$	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
$T_{STG}$	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case )	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

## Thermal Resistance

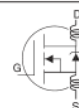
	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	0.65	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

# IRF2807PbF

International  
IR Rectifier

## Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	75	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.074	—	V/ $^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}$ , $I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	13	m $\Omega$	$V_{GS} = 10V, I_D = 43A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
$g_{fs}$	Forward Transconductance	38	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 43A$ ④
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	$\mu A$	$V_{DS} = 75V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 60V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	—	160	nC	$I_D = 43A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	—	29		$V_{DS} = 60V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	55		$V_{GS} = 10V$ , See Fig. 6 and 13
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	13	—	ns	$V_{DD} = 38V$ $I_D = 43A$ $R_G = 2.5\Omega$ $V_{GS} = 10V$ , See Fig. 10 ④
$t_r$	Rise Time	—	64	—		
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	49	—		
$t_f$	Fall Time	—	48	—		
$L_D$	Internal Drain Inductance	—	4.5	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact
$L_S$	Internal Source Inductance	—	7.5	—		
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	3820	—	pF	$V_{GS} = 0V$ $V_{DS} = 25V$ $f = 1.0\text{MHz}$ , See Fig. 5
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	610	—		
$C_{rss}$	Reverse Transfer Capacitance	—	130	—		
$E_{AS}$	Single Pulse Avalanche Energy②	—	1280⑤	340⑥		



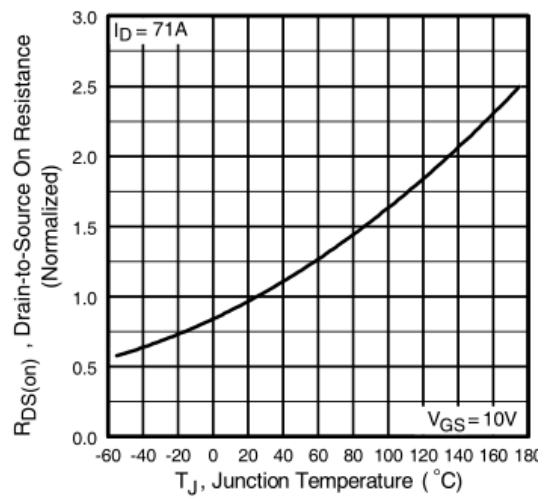
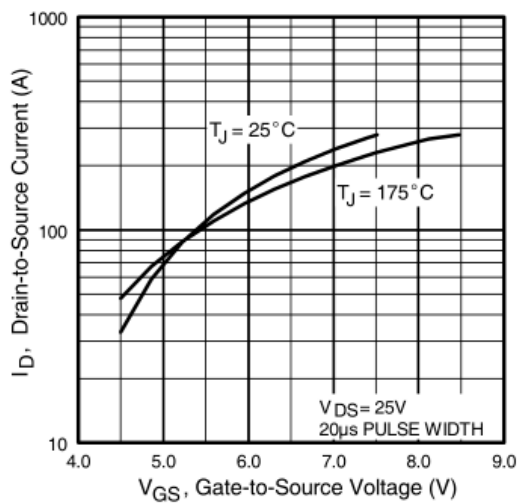
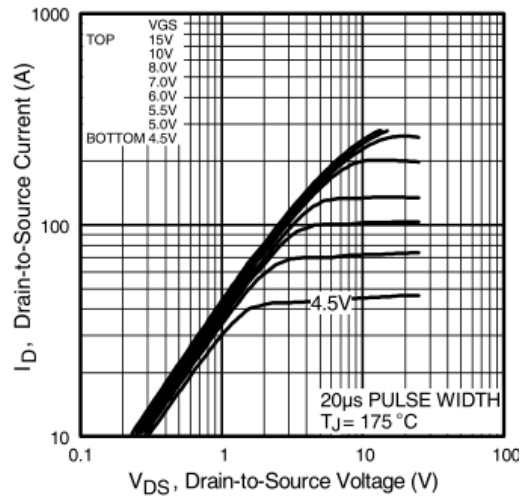
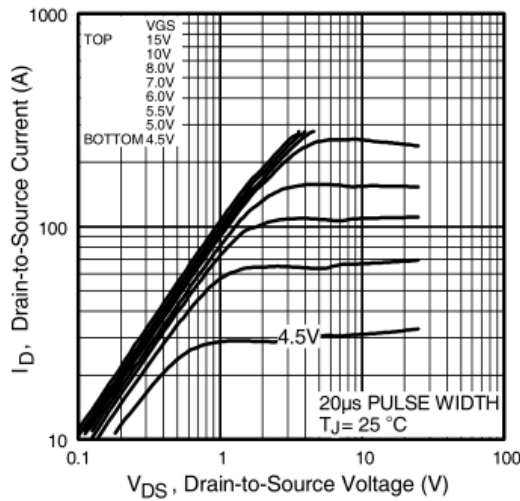
## Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	82⑦	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode.
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode)①	—	—	280		
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	—	1.2	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 43A, V_{GS} = 0V$ ④
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	100	150	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 43A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	410	610	nC	$di/dt = 100A/\mu s$ ④
$t_{on}$	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by $L_S+L_D$ )				

### Notes:

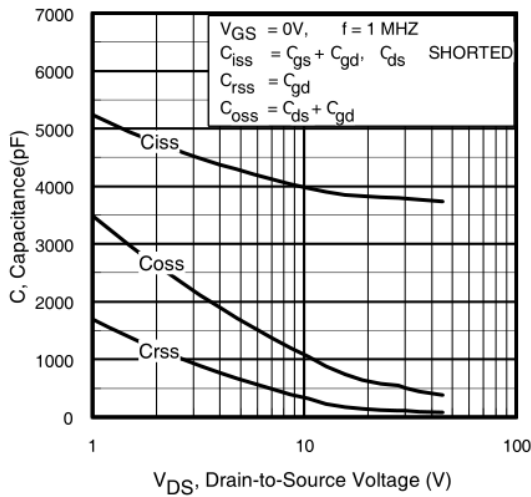
- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature. (See fig. 11)
- ② Starting  $T_J = 25^\circ\text{C}$ ,  $L = 370\mu H$ ,  $R_G = 25\Omega$ ,  $I_{AS} = 43A$ ,  $V_{GS} = 10V$  (See Figure 12)
- ③  $I_{SD} \leq 43A$ ,  $di/dt \leq 300A/\mu s$ ,  $V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}$ ,  $T_J \leq 175^\circ\text{C}$
- ④ Pulse width  $\leq 400\mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .
- ⑤ This is a typical value at device destruction and represents operation outside rated limits.
- ⑥ This is a calculated value limited to  $T_J = 175^\circ\text{C}$ .
- ⑦ Calculated continuous current based on maximum allowable junction temperature. Package limitation current is 75A.



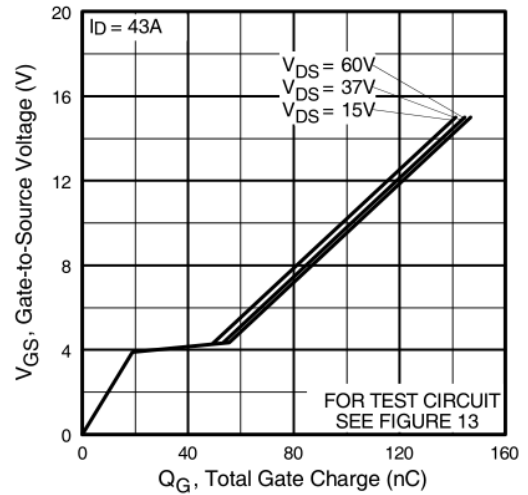


# IRF2807PbF

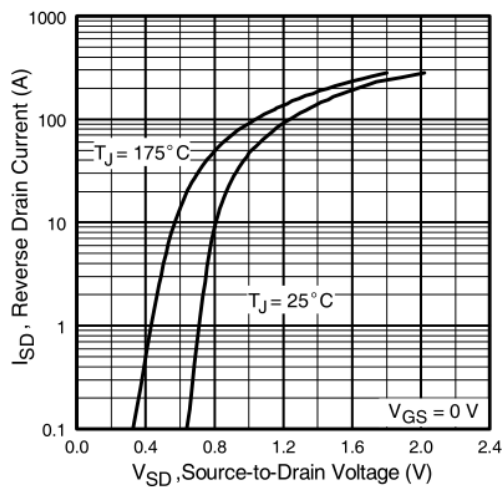
International  
**IR** Rectifier



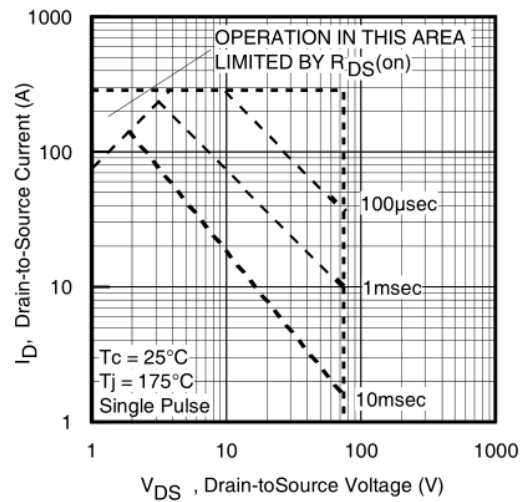
**Fig 5.** Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage



**Fig 6.** Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage



**Fig 7.** Typical Source-Drain Diode Forward Voltage



**Fig 8.** Maximum Safe Operating Area

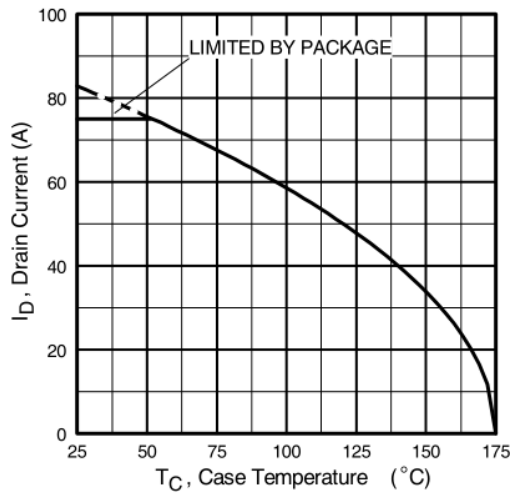


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

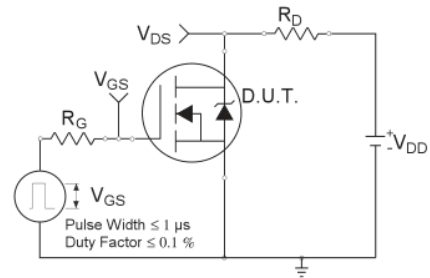


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

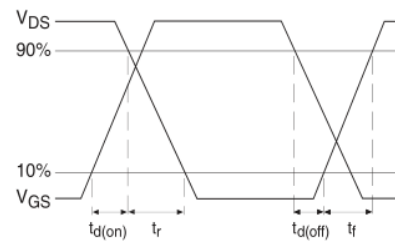


Fig 10b. Switching Time Waveforms

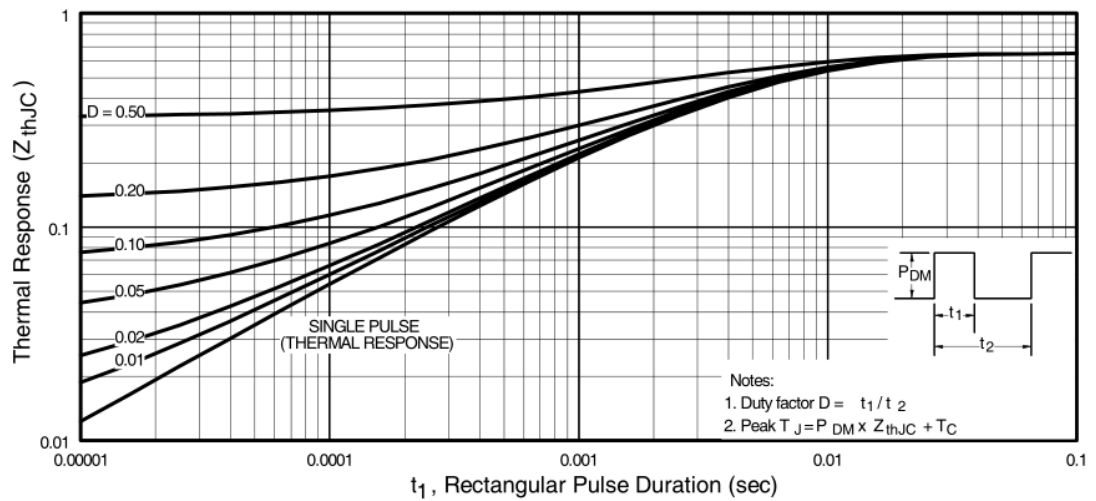
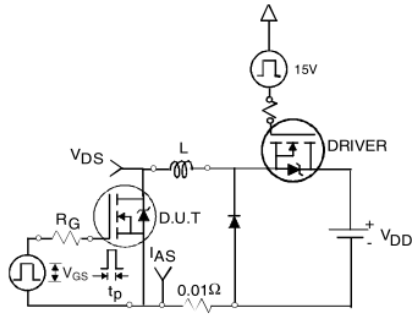


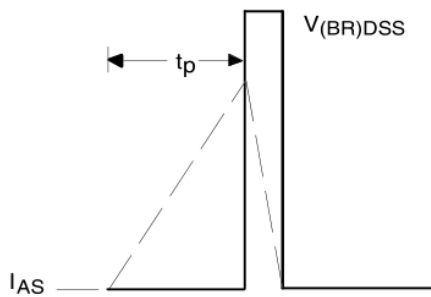
Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

# IRF2807PbF

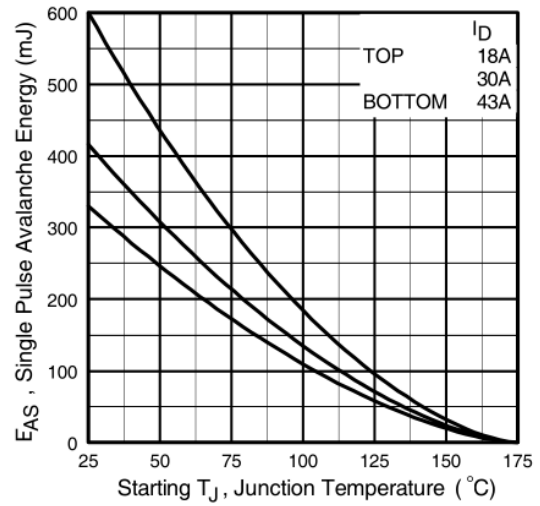
International  
**IR** Rectifier



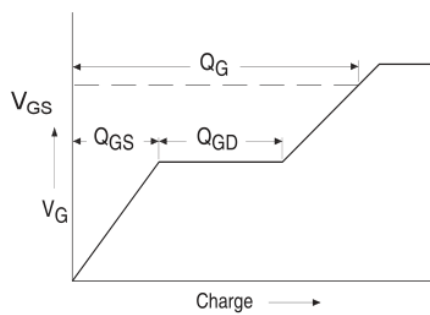
**Fig 12a.** Unclamped Inductive Test Circuit



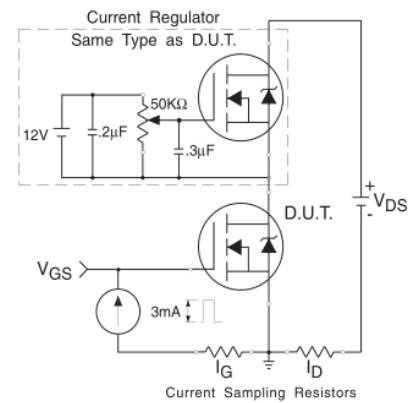
**Fig 12b.** Unclamped Inductive Waveforms



**Fig 12c.** Maximum Avalanche Energy Vs. Drain Current

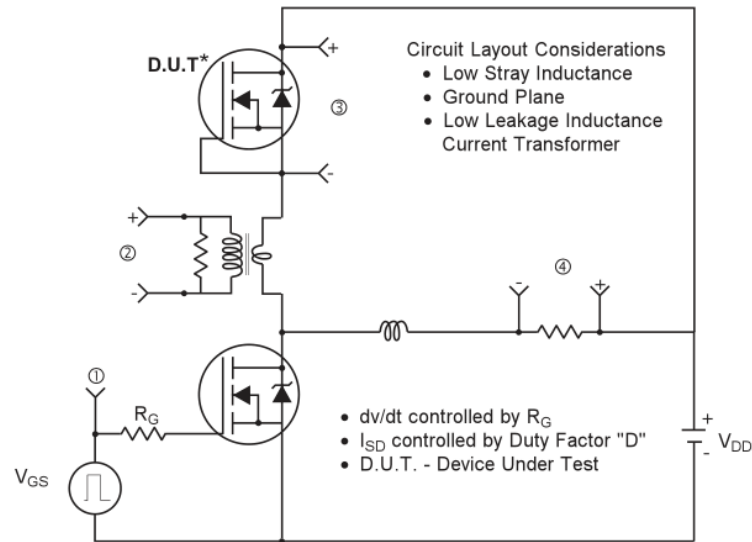


**Fig 13a.** Basic Gate Charge Waveform

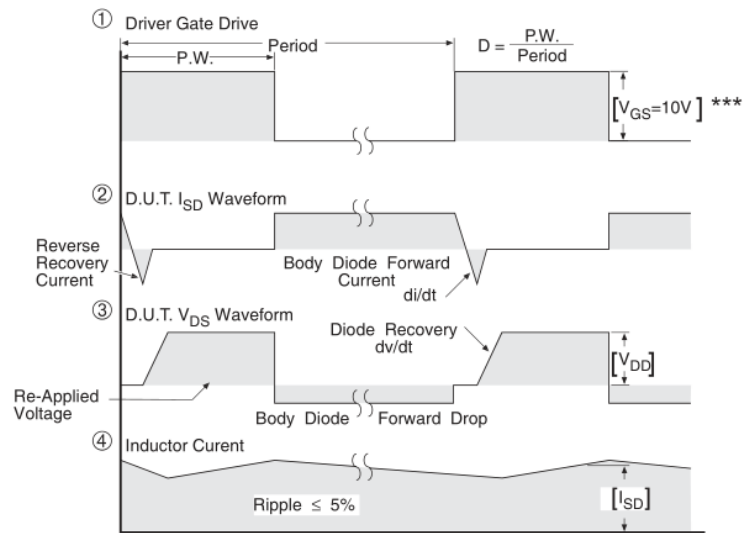


**Fig 13b.** Gate Charge Test Circuit

Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit



\* Reverse Polarity of D.U.T for P-Channel



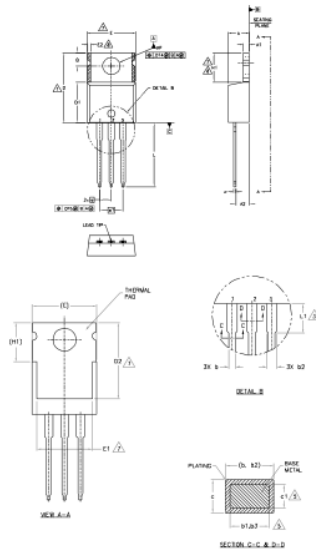
\*\*\*  $V_{GS} = 5.0V$  for Logic Level and 3V Drive Devices

Fig 14. For N-channel HEXFET® power MOSFETs

# IRF2807PbF



TO-220AB Package Outline(Dimensions are shown in millimeters (inches))



- NOTES:
- 1- DIMENSIONS AND TOLERANCING AS PER ASME Y14.5 M- 1994.
  - 2- DIMENSIONS ARE SHOWN IN NOTES (MILLIMETERS).
  - 3- LEAD DIMENSION AND FINISH UNCONTROLLED IN 11.
  - 4- DIMENSIONS D, D1 & E DO NOT INCLUDE WELD FLASH. WELD FLASH SHALL NOT EXCEED 0.075 PER SIDE. THESE DIMENSIONS ARE MEASURED AT THE EXTREMEST PORTION OF THE PLASTIC BODY.
  - 5- DIMENSION H1, H2 & E1 APPLY TO BASE METAL ONLY.
  - 6- CONTROLLING DIMENSION: NOTES.
  - 7- THERMAL PADS CENTRE OPTIONAL. MINIMUM DIMENSIONS L, H1, D2 & H1.
  - 8- DIMENSION E2 IS NOT DEFINED A ZONE, WHERE STAMPING AND INSULATION PRESSURITIES ARE ALLOWED.
  - 9- OUTLINE DIMENSIONS TO JEDEC TO-220, EXCEPT A2 (PWA) AND D2 (PWA). OTHER DIMENSIONS ARE DERIVED FROM THE ACTUAL PACKAGE ON FILE.

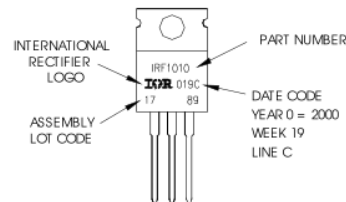
SYMBOL	DIMENSIONS				NOTES
	MILLIMETERS		NOTES		
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
A	3.56	4.83	140	190	
A1	0.51	1.40	200	265	
A2	2.03	3.30	280	335	
b	0.38	1.01	015	040	
B1	0.38	0.97	015	038	
b2	1.14	1.78	045	070	5
b3	1.14	1.73	045	066	5
c	0.38	0.61	014	024	
c1	0.38	0.58	014	022	
D	14.22	18.01	360	650	4
D1	8.38	9.32	330	355	
D2	11.88	12.81	480	527	7
E	9.10	10.87	380	437	4,7
E1	6.06	8.89	270	300	7
E2	-	0.76	-	0.00	8
e	7.14	8.50	200	250	
e1	5.18	6.50	150	200	
H1	5.84	6.86	230	270	7,8
L	12.70	14.73	330	360	
L1	3.56	4.06	140	160	
MP	3.54	4.08	139	161	
Q	2.54	3.42	100	135	

LEAD DIMENSIONS:  
 1- GATE  
 2- COLLECTOR  
 3- EMITTER  
 DIM. DIMENSIONS:  
 1- GATE  
 2- EMITTER  
 3- ANODE

## TO-220AB Part Marking Information

EXAMPLE: THIS IS AN IRF1010  
 LOT CODE 1789  
 ASSEMBLED ON WW 19, 2000  
 IN THE ASSEMBLY LINE "C"

Note: "P" in assembly line position  
 indicates "Lead-Free"



TO-220AB package is not recommended for Surface Mount Application.

### Notes:

1. For an Automotive Qualified version of this part please see <http://www.irf.com/product-info/auto/>
2. For the most current drawing please refer to IR website at <http://www.irf.com/package/>

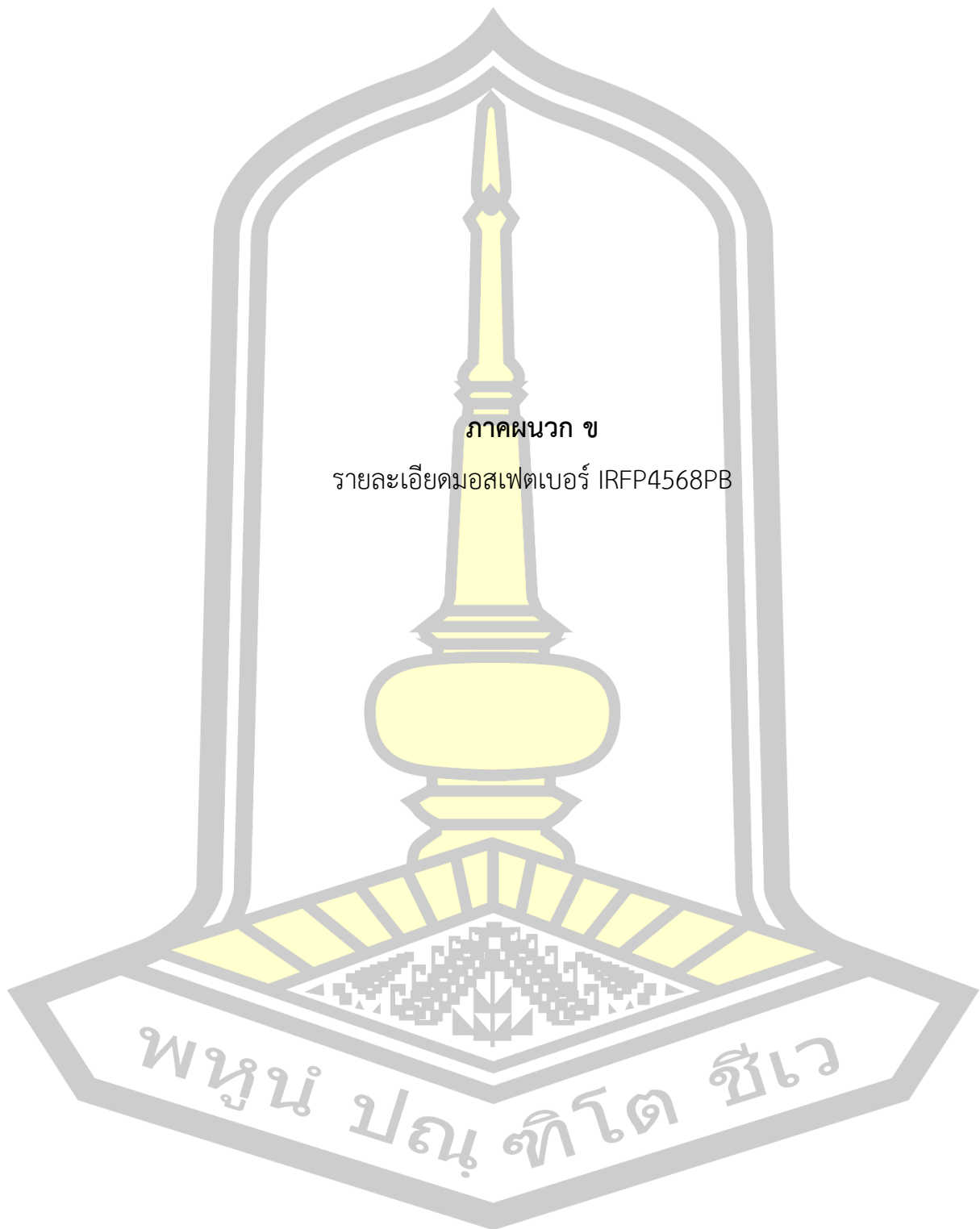
Data and specifications subject to change without notice.  
 This product has been designed and qualified for the Industrial market.  
 Qualification Standards can be found on IR's Web site.



IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105  
 TAC Fax: (310) 252-7903

Visit us at [www.irf.com](http://www.irf.com) for sales contact information. 07/2010

[www.irf.com](http://www.irf.com)

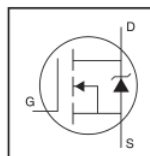


**IRFP4568PbF**

HEXFET® Power MOSFET

**Applications**

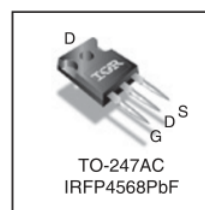
- High Efficiency Synchronous Rectification in SMPS
- Uninterruptible Power Supply
- High Speed Power Switching
- Hard Switched and High Frequency Circuits



<b>V<sub>DSS</sub></b>		<b>150V</b>
<b>R<sub>DS(on)</sub></b>	<b>typ.</b>	<b>4.8mΩ</b>
	<b>max.</b>	<b>5.9mΩ</b>
<b>I<sub>D</sub> (Silicon Limited)</b>		<b>171</b>

**Benefits**

- Improved Gate, Avalanche and Dynamic dV/dt Ruggedness
- Fully Characterized Capacitance and Avalanche SOA
- Enhanced body diode dV/dt and dI/dt Capability
- Lead-Free



<b>G</b>	<b>D</b>	<b>S</b>
Gate	Drain	Source

**Absolute Maximum Ratings**

Symbol	Parameter	Max.	Units
I <sub>D</sub> @ T <sub>C</sub> = 25°C	Continuous Drain Current, V <sub>GS</sub> @ 10V (Silicon Limited)	171	A
I <sub>D</sub> @ T <sub>C</sub> = 100°C	Continuous Drain Current, V <sub>GS</sub> @ 10V (Silicon Limited)	121	
I <sub>DM</sub>	Pulsed Drain Current ①	684	
P <sub>D</sub> @ T <sub>C</sub> = 25°C	Maximum Power Dissipation	517	W
	Linear Derating Factor	3.45	W/°C
V <sub>GS</sub>	Gate-to-Source Voltage	± 30	V
dv/dt	Peak Diode Recovery ③	18.5	V/ns
T <sub>J</sub>	Operating Junction and	-55 to + 175	°C
T <sub>STG</sub>	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds (1.6mm from case)	300	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10lb·in (1.1N·m)	

**Avalanche Characteristics**

E <sub>AS</sub> (Thermally limited)	Single Pulse Avalanche Energy ②	763	mJ
I <sub>AR</sub>	Avalanche Current ①	See Fig. 14, 15, 22a, 22b,	A
E <sub>AR</sub>	Repetitive Avalanche Energy ④		mJ

**Thermal Resistance**

Symbol	Parameter	Typ.	Max.	Units
R <sub>θJC</sub>	Junction-to-Case ⑤	—	0.29	°C/W
R <sub>θCS</sub>	Case-to-Sink, Flat Greased Surface	0.24	—	
R <sub>θJA</sub>	Junction-to-Ambient ⑦⑧	—	40	



## IRFP4568PbF


International  
IR RectifierStatic @  $T_J = 25^\circ\text{C}$  (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	150	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\Delta V_{(BR)DSS}/\Delta T_J$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.17	—	V/°C	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 5mA$ ①
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	4.8	5.9	m $\Omega$	$V_{GS} = 10V, I_D = 103A$ ④
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	3.0	—	5.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
$I_{DSS}$	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	20	$\mu A$	$V_{DS} = 150V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250	$\mu A$	$V_{DS} = 150V, V_{GS} = 0V, T_J = 125^\circ\text{C}$
$I_{GSS}$	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{DS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100	nA	$V_{GS} = -20V$
$R_G$	Internal Gate Resistance	—	1.0	—	$\Omega$	

Dynamic @  $T_J = 25^\circ\text{C}$  (unless otherwise specified)

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$g_{fs}$	Forward Transconductance	162	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 103A$
$Q_g$	Total Gate Charge	—	151	227	nC	$I_D = 103A$
$Q_{gs}$	Gate-to-Source Charge	—	52	—	nC	$V_{DS} = 75V$
$Q_{gd}$	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	55	—	nC	$V_{GS} = 10V$ ④
$Q_{sync}$	Total Gate Charge Sync. ( $Q_g - Q_{gd}$ )	—	96	—	nC	$I_D = 103A, V_{DS} = 0V, V_{GS} = 10V$ ④
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	27	—	ns	$V_{DD} = 98V$
$t_r$	Rise Time	—	119	—	ns	$I_D = 103A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	47	—	ns	$R_G = 1.0\Omega$
$t_f$	Fall Time	—	84	—	ns	$V_{GS} = 10V$ ④
$C_{iss}$	Input Capacitance	—	10470	—	pF	$V_{GS} = 0V$
$C_{oss}$	Output Capacitance	—	977	—	pF	$V_{DS} = 50V$
$C_{riss}$	Reverse Transfer Capacitance	—	203	—	pF	$f = 1.0MHz, (See Fig 5)$
$C_{oss\ eff. (ER)}$	Effective Output Capacitance (Energy Related) ⑥	—	897	—	pF	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V \text{ to } 120V$ ⑥ (See Fig.11)
$C_{oss\ eff. (TR)}$	Effective Output Capacitance (Time Related) ⑤	—	1272	—	pF	$V_{GS} = 0V, V_{DS} = 0V \text{ to } 120V$ ⑤

## Diode Characteristics

Symbol	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$I_S$	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	171	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
$I_{SM}$	Pulsed Source Current (Body Diode) ①	—	—	684	A	
$V_{SD}$	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 103A, V_{GS} = 0V$ ④
$t_{rr}$	Reverse Recovery Time	—	110	—	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, V_R = 100V,$
		—	133	—	ns	$T_J = 125^\circ\text{C}, I_F = 103A$
$Q_{rr}$	Reverse Recovery Charge	—	515	—	nC	$T_J = 25^\circ\text{C}, di/dt = 100A/\mu s$ ④
		—	758	—	nC	$T_J = 125^\circ\text{C}$
$I_{RRM}$	Reverse Recovery Current	—	8.8	—	A	$T_J = 25^\circ\text{C}$
$t_{on}$	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by LS+LD)				

## Notes:

- ① Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature.  
 ② Limited by  $T_{Jmax}$ , starting  $T_J = 25^\circ\text{C}, L = 0.144mH$   
 $R_G = 25\Omega, I_{AS} = 103A, V_{GS} = 10V$ . Part not recommended for use above this value.  
 ③  $I_{SD} \leq 103A, di/dt \leq 360A/\mu s, V_{DD} \leq V_{(BR)DSS}, T_J \leq 175^\circ\text{C}$ .

- ④ Pulse width  $\leq 400\mu s$ ; duty cycle  $\leq 2\%$ .  
 ⑤  $C_{oss\ eff. (TR)}$  is a fixed capacitance that gives the same charging time as  $C_{oss}$  while  $V_{DS}$  is rising from 0 to 80%  $V_{DSS}$ .  
 ⑥  $C_{oss\ eff. (ER)}$  is a fixed capacitance that gives the same energy as  $C_{oss}$  while  $V_{DS}$  is rising from 0 to 80%  $V_{DSS}$ .  
 ⑦ When mounted on 1" square PCB (FR-4 or G-10 Material). For recommended footprint and soldering techniques refer to application note #AN-994.  
 ⑧  $R_{\theta}$  is measured at  $T_J$  approximately  $90^\circ\text{C}$ .

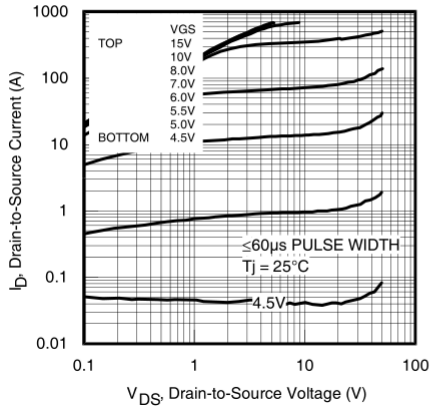


Fig 1. Typical Output Characteristics

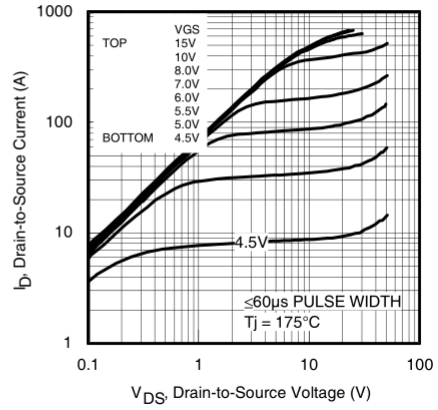


Fig 2. Typical Output Characteristics

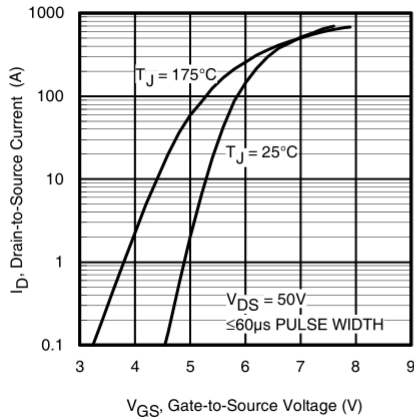


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

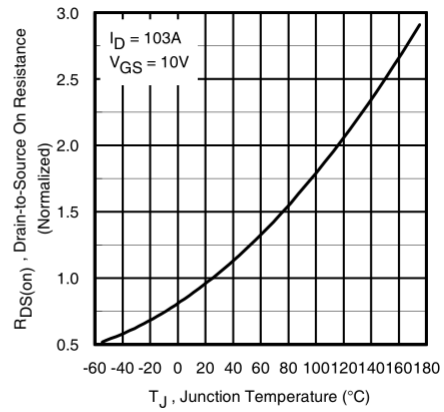


Fig 4. Normalized On-Resistance vs. Temperature

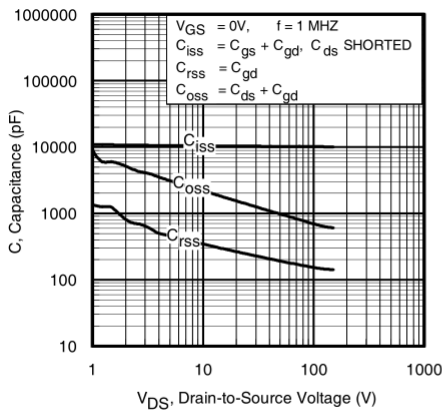


Fig 5. Typical Capacitance vs. Drain-to-Source Voltage

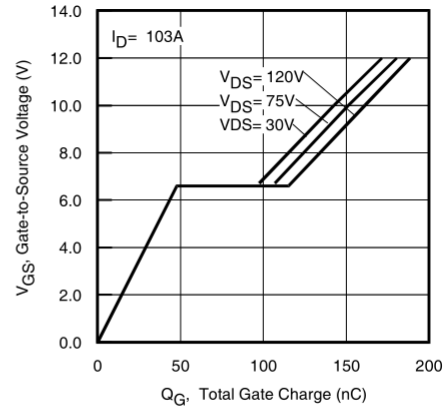
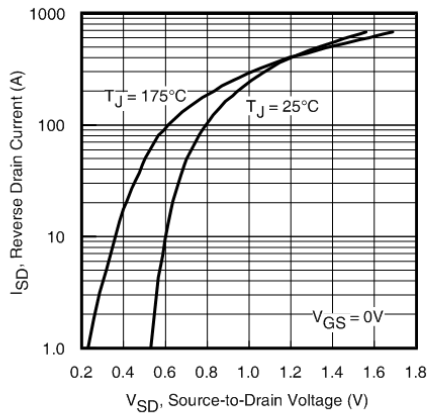


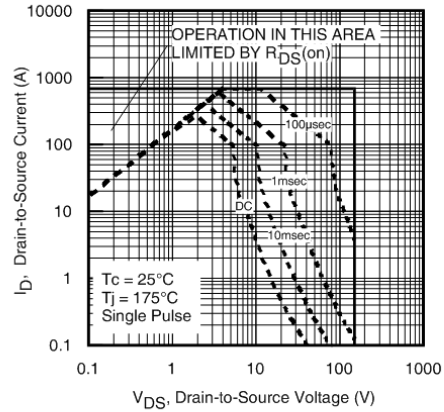
Fig 6. Typical Gate Charge vs. Gate-to-Source Voltage

IRFP4568PbF

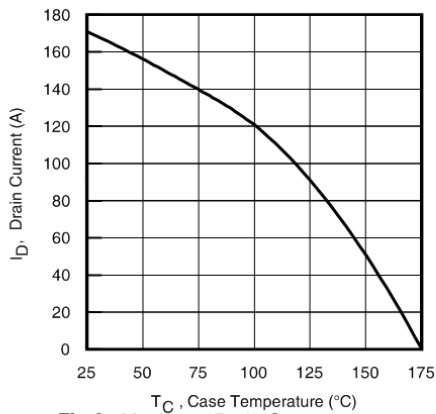
International  
**IR** Rectifier



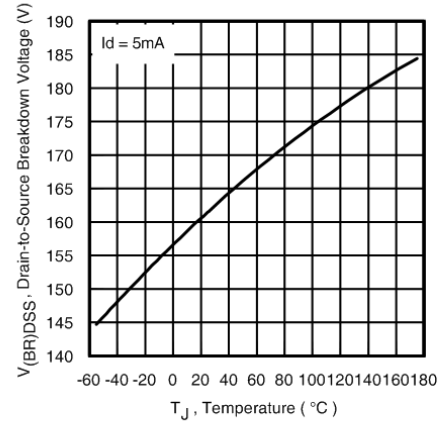
**Fig 7.** Typical Source-Drain Diode Forward Voltage



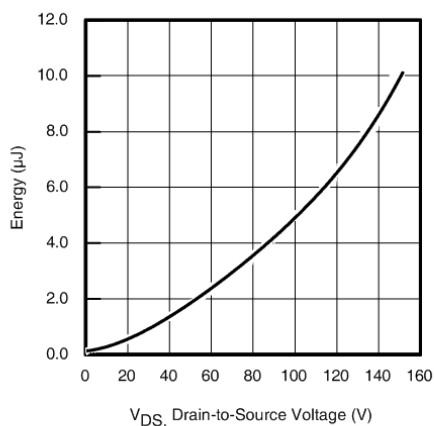
**Fig 8.** Maximum Safe Operating Area



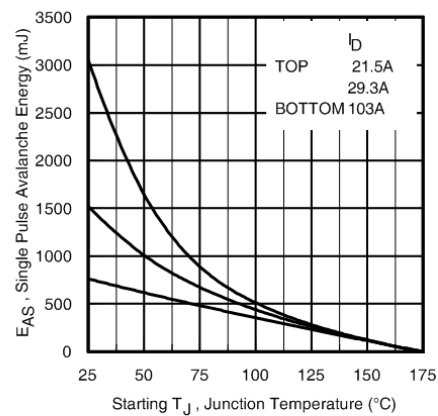
**Fig 9.** Maximum Drain Current vs. Case Temperature



**Fig 10.** Drain-to-Source Breakdown Voltage



**Fig 11.** Typical  $C_{OSS}$  Stored Energy



**Fig 12.** Maximum Avalanche Energy vs. Drain Current

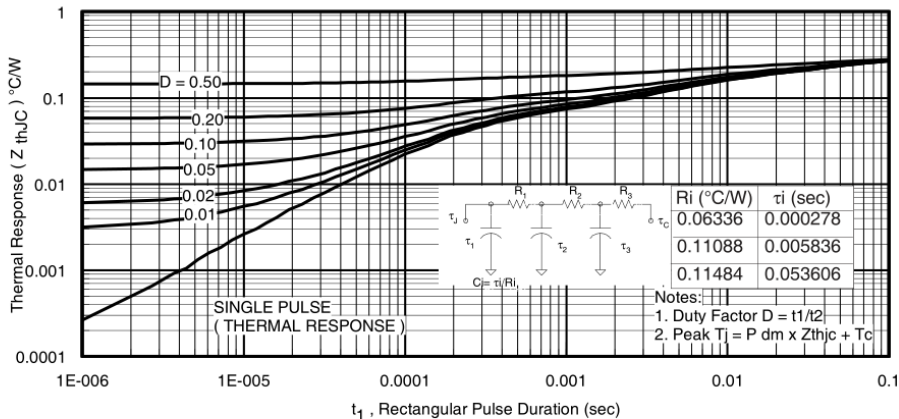


Fig 13. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

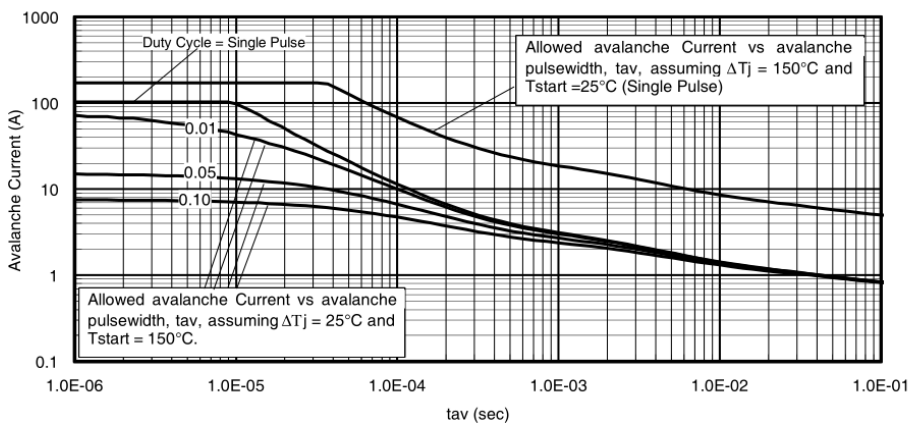


Fig 14. Typical Avalanche Current vs. Pulsewidth

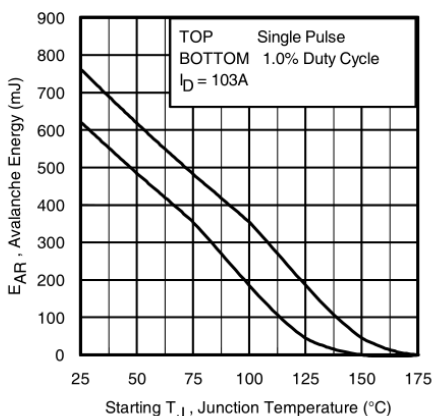


Fig 15. Maximum Avalanche Energy vs. Temperature

Notes on Repetitive Avalanche Curves, Figures 14, 15:  
(For further info, see AN-1005 at www.irf.com)

1. Avalanche failures assumption:  
Purely a thermal phenomenon and failure occurs at a temperature far in excess of  $T_{jmax}$ . This is validated for every part type.
2. Safe operation in Avalanche is allowed as long as  $T_{jmax}$  is not exceeded.
3. Equation below based on circuit and waveforms shown in Figures 16a, 16b
4.  $P_D(ave)$  = Average power dissipation per single avalanche pulse.
5.  $BV$  = Rated breakdown voltage (1.3 factor accounts for voltage increase during avalanche).
6.  $I_{av}$  = Allowable avalanche current.
7.  $\Delta T$  = Allowable rise in junction temperature, not to exceed  $T_{jmax}$  (assumed as 25°C in Figure 14, 15).  
 $t_{av}$  = Average time in avalanche.  
 $D$  = Duty cycle in avalanche =  $t_{av} \cdot f$   
 $Z_{thJC}(D, t_{av})$  = Transient thermal resistance, see Figures 13)

$$P_D(ave) = \frac{1}{2} (1.3 \cdot BV \cdot I_{av}) = \frac{\Delta T}{Z_{thJC}}$$

$$I_{av} = \frac{2 \Delta T}{1.3 \cdot BV \cdot Z_{thJC}}$$

$$E_{AS(AR)} = P_D(ave) \cdot t_{av}$$

IRFP4568PbF

International  
IR Rectifier

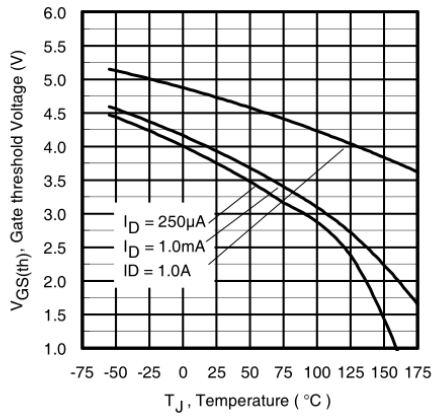


Fig 16. Threshold Voltage vs. Temperature

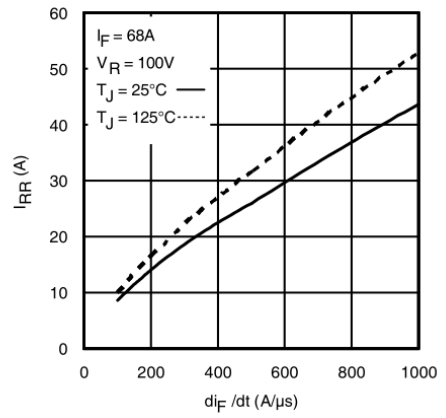


Fig. 17 - Typical Recovery Current vs.  $di_F/dt$

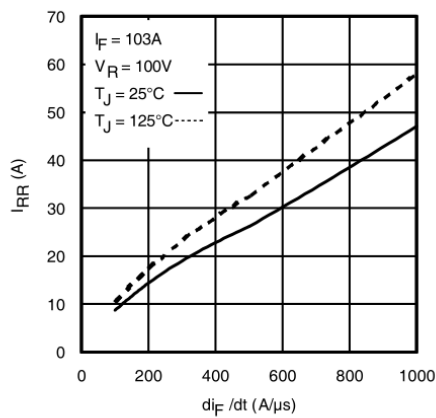


Fig. 18 - Typical Recovery Current vs.  $di_F/dt$

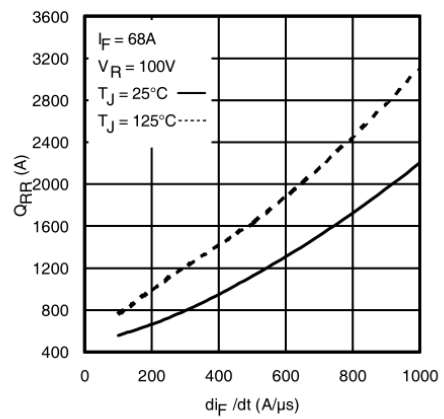


Fig. 19 - Typical Stored Charge vs.  $di_F/dt$

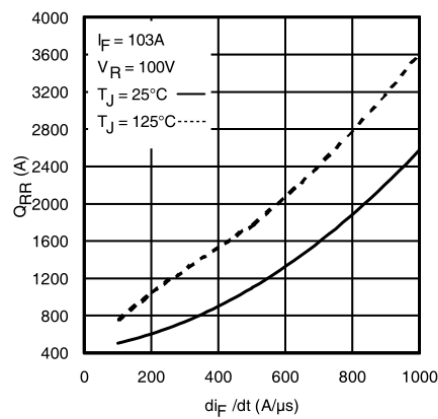
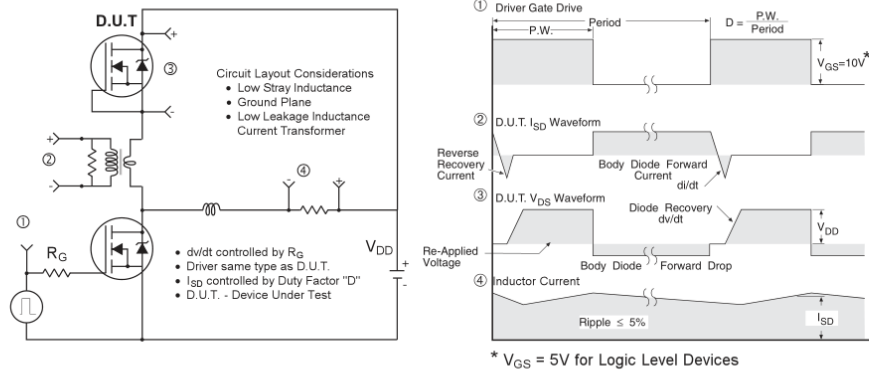
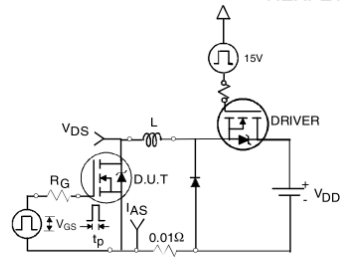


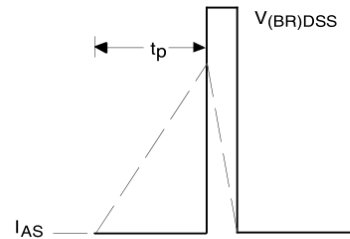
Fig. 20 - Typical Stored Charge vs.  $di_F/dt$



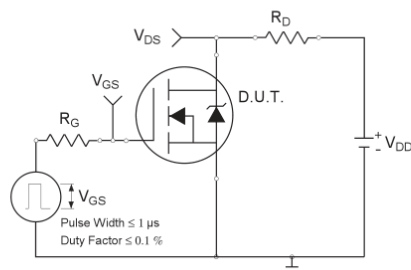
**Fig 21. Peak Diode Recovery dv/dt Test Circuit for N-Channel HEXFET® Power MOSFETS**



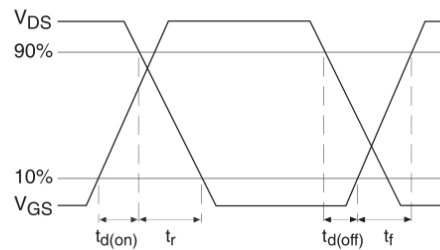
**Fig 22a. Unclamped Inductive Test Circuit**



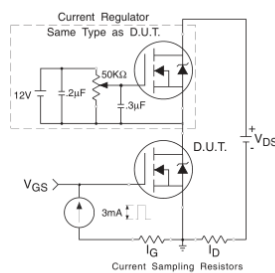
**Fig 22b. Unclamped Inductive Waveforms**



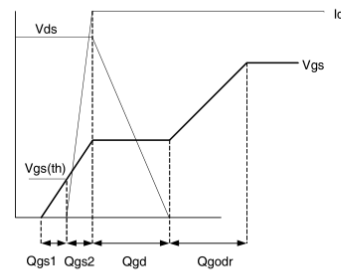
**Fig 23a. Switching Time Test Circuit**



**Fig 23b. Switching Time Waveforms**



**Fig 24a. Gate Charge Test Circuit**



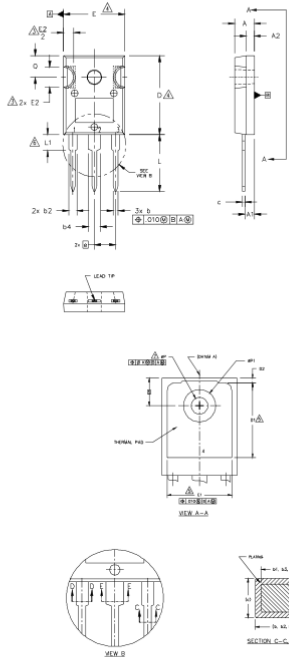
**Fig 24b. Gate Charge Waveform**

# IRFP4568PbF



## TO-247AC Package Outline

Dimensions are shown in millimeters (inches)



- NOTES:
1. DIMENSIONING AND TOLERANCING AS PER ASME Y14.5M 1994. DIMENSIONS ARE SHOWN IN INCHES.
  2. CONTOUR OF SLOT OPTIONAL.
  3. DIMENSION D & E DO NOT INCLUDE MOLD FLASH. MOLD FLASH SHALL NOT EXCEED .005" (0.127) PER SIDE. THESE DIMENSIONS ARE MEASURED AT THE OUTERMOST EXTREMES OF THE PLASTIC BODY.
  4. THERMAL PAD CONTOUR OPTIONAL WITHIN DIMENSIONS D1 & E1.
  5. LEAD FINISH UNCONTROLLED IN L1.
  6. #P TO HAVE A MAXIMUM DRAFT ANGLE OF 1.5 ° TO THE TOP OF THE PART WITH A MAXIMUM HOLE DIAMETER OF .154 INCH.
  7. OUTLINE CONFORMS TO JEDEC OUTLINE TO-247AC.

SYMBOL	INCHES		MILLIMETERS		NOTES
	MIN.	MAX.	MIN.	MAX.	
A	.183	.209	4.65	5.31	
A1	.087	.102	2.21	2.59	
A2	.059	.068	1.50	2.49	
b	.039	.055	0.99	1.40	
b1	.039	.053	0.99	1.35	
b2	.065	.094	1.65	2.39	
b3	.065	.092	1.65	2.34	
b4	.102	.135	2.59	3.43	
b5	.102	.133	2.59	3.38	
c	.015	.035	0.38	0.89	
c1	.015	.033	0.38	0.84	
D	.778	.815	19.71	20.70	4
D1	.515	—	13.08	—	5
D2	.020	.053	0.51	1.35	
E	.602	.625	15.29	15.87	4
E1	.530	—	13.46	—	
E2	.178	.216	4.52	5.49	
e	.215 BSC		5.46 BSC		
e1	.010		0.25		
L	.559	.634	14.20	16.10	
L1	.146	.169	3.71	4.29	
#P	.140	.144	3.56	3.66	
#P1	—	.291	—	7.39	
Q	.209	.224	5.31	5.69	
S	.217 BSC		5.51 BSC		

LEAD ASSIGNMENTS

HEXFLT

- 1.- GATE
- 2.- DRAIN
- 3.- SOURCE
- 4.- DRAIN

IGBTs, CoPACK

- 1.- GATE
- 2.- COLLECTOR
- 3.- EMITTER
- 4.- COLLECTOR

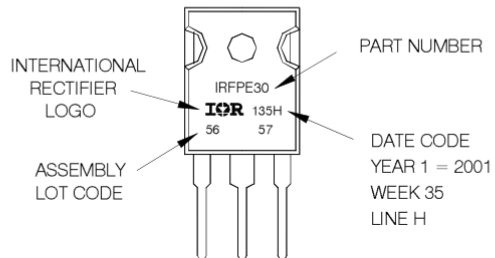
DIODES

- 1.- ANODE/OPEN
- 2.- CATHODE
- 3.- ANODE

## TO-247AC Part Marking Information

EXAMPLE: THIS IS AN IRFPE30 WITH ASSEMBLY LOT CODE 5657 ASSEMBLED ON WW 35, 2001 IN THE ASSEMBLY LINE "H"

Note: "P" in assembly line position indicates "Lead-Free"



TO-247AC package is not recommended for Surface Mount Application.

Note: For the most current drawing please refer to IR website at <http://www.irf.com/package/>

Data and specifications subject to change without notice. This product has been designed and qualified for the Industrial market. Qualification Standards can be found on IR's Web site.



IR WORLD HEADQUARTERS: 233 Kansas St., El Segundo, California 90245, USA Tel: (310) 252-7105 TAC Fax: (310) 252-7903

Visit us at [www.irf.com](http://www.irf.com) for sales contact information. 09/2008 [www.irf.com](http://www.irf.com)

## ประวัติผู้เขียน

ชื่อ	นายเลิศพันธ์ เพียรสร้างสรรค์
วันเกิด	วันที่ 5 พฤศจิกายน พ.ศ. 2523
สถานที่เกิด	เขตธนบุรี จังหวัดกรุงเทพมหานคร
สถานที่อยู่ปัจจุบัน	บ้านเลขที่ 13 หมู่บ้านเอกลักษณ์ ซอย 37 ถนนริมคลองสมถวิล ตำบลตลาด อำเภอเมือง จังหวัดมหาสารคาม รหัสไปรษณีย์ 44000
ตำแหน่งหน้าที่การงาน	อาจารย์
สถานที่ทำงานปัจจุบัน	คณะวิศวกรรมศาสตร์ วิทยาลัยพณิชยบัณฑิต เลขที่ 171/2 หมู่ 2 ถนนวิจารย์รังสรรค์ ตำบลหนองบัว อำเภอเมือง จังหวัดหนองบัวลำภู รหัสไปรษณีย์ 39000
ประวัติการศึกษา	พ.ศ.2542 ประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.) ช่างอิเล็กทรอนิกส์ วิทยาลัยเทคนิคมหาสารคาม อำเภอเมือง จังหวัดมหาสารคาม พ.ศ.2547 ปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ พ.ศ.2556 ปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วศ.ม.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม พ.ศ.2562 ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต (ปร.ด.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม

พูน ปณ ทัโต ชีเว