

วงจร AC-TO-DC STEP-UP CONVERTER ที่เริ่มต้นการทำงานด้วยตัวเอง
สำหรับใช้งานทางด้าน การเก็บเกี่ยวพลังงาน

A SELF-STARTING AC-TO-DC STEP-UP CONVERTER FOR ENERGY
HARVESTING APPLICATIONS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2561

KMITL-2018-EN-M-040-027

วงจร AC-TO-DC STEP-UP CONVERTER ที่เริ่มต้นการทำงานด้วยตัวเอง
สำหรับใช้งานทางด้านการเก็บเกี่ยวพลังงาน

A SELF-STARTING AC-TO-DC STEP-UP CONVERTER FOR ENERGY
HARVESTING APPLICATIONS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ.2561

KMITL-2018-EN-M-040-027

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

A SELF-STARTING AC-TO-DC STEP-UP CONVERTER FOR ENERGY
HARVESTING APPLICATIONS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF
MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRONICS ENGINEERING
FACULTY OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG
2018
KMITL-2018-EN-M-040-027

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2018

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ วงจร AC-to-DC Step-up Converter ที่เริ่มต้นการทำงานด้วยตัวเองสำหรับ
ใช้งานทางด้านกรเก็บเกี่ยวพลังงาน
Thesis Title A Self-Starting AC-to-DC Step-up Converter for Energy Harvesting
Applications
นักศึกษา นายภัทรพล เฉิดฉาย
รหัสประจำตัว 56601336
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.อภิวัฒน์ รัตนยานนท์
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2018-EN-M-040-027

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		ลายมือชื่อ
ศ.ดร.อภิศักดิ์	วรพิเชฐ	
ดร.กฤษณ์พล	ลีลาวัฒนานนท์	
ศ.ดร.วรากร	เกษมสุวรรณ	
ผศ.ดร.กสิน	วิเชียรชม	
รศ.ดร.อภิวัฒน์	รัตนยานนท์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันจันทร์ที่ 23 เมษายน พ.ศ. 2561 เวลา 13.00-15.00 น.
สถานที่สอบ ณ ห้องประชุม 1 ชั้น 5 อาคาร A

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้
วันที่ 23 เมษายน พ.ศ. 2561

ThesisTitle	A self-starting AC-to-DC step-up converter for energy harvesting applications
Student	Mr. Phattharapol Choetchai
Student ID.	5601336
Degree	Master of Engineering
Program	Electronics Engineering
Year	2018
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Apinunt Thanachayanont

ABSTRACT

This thesis presents the design and implementation of a self-starting direct AC-to-DC step-up converter for energy harvesting applications. The proposed circuit employs a power efficient buck-boost converter with a diode voltage multiplier as a start-up circuit. The overall AC-to-DC converter can start and run autonomously by harvesting energy from the environment, such as an audio jack. Experimental results showed that the prototype converter could achieve a power conversion efficiency of 60% when applying an 800 Hz and 1 kHz input signal.

หัวข้อวิทยานิพนธ์	วงจร AC-to-DC step-up converter ที่เริ่มต้นการทำงานด้วยตัวเองสำหรับใช้งานทางด้านกรเก็บเกี่ยวพลังงาน
นักศึกษา	นายภัทรพล เฉิดฉาย
รหัสประจำตัว	56601336
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์
พ.ศ.	2561
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.อภิรักษ์ รัตนยานนท์

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบและการดำเนินงานของ AC-to-DC step-up converter ที่เริ่มต้นการทำงานด้วยตัวเองสำหรับใช้งานทางด้านกรเก็บเกี่ยวพลังงาน วงจรที่นำเสนอมีการใช้วงจร buck-boost converter ที่มีประสิทธิภาพ กับ diode voltage multiplier เป็นวงจรสำหรับเริ่มต้นการทำงาน รวมเป็น AC-to-DC step-up converter ที่สามารถเริ่มต้นการทำงานและทำงานอัตโนมัติได้จากแหล่งพลังงานที่สามารถเก็บเกี่ยวในธรรมชาติ ผลการทดลองแสดงให้เห็นว่าแปลงต้นแบบสามารถมีประสิทธิภาพในการแปลงพลังงานอยู่ที่ 60% เมื่อใช้สัญญาณอินพุต 800 Hz และ 1 kHz

กิตติกรรมประกาศ

ขอขอบคุณ รศ.ดร.อนันต์ ธนชยานนท์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ที่คอยให้คำแนะนำและช่วยเหลือทุกสิ่งทุกอย่างตั้งแต่เริ่มต้นทำงานวิจัยจนกระทั่งเสร็จสิ้น รวมถึงคอยตรวจแก้วิทยานิพนธ์เล่มนี้จนวิทยานิพนธ์ของข้าพเจ้าเสร็จสมบูรณ์อีกด้วย

ขอขอบคุณเพื่อน พี่ น้องทุกคนในห้อง Picasso ที่ให้กำลังใจ ช่วยกันหาทางแก้ปัญหาในงานวิจัยสำเร็จลุล่วงไปด้วยดี

ขอขอบคุณ ภาควิชาอิเล็กทรอนิกส์ ในการอำนวยความสะดวกในการใช้งานเครื่องมือต่างๆ ในการทำงานวิจัยจนกระทั่งสำเร็จเสร็จสิ้นได้ด้ด้วยดี

ผู้จัดทำจึงขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูงมา ณ โอกาสนี้

ภัทรพล เฉิดฉาย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VIII
สารบัญรูป.....	IX
บทที่ 1 บทนำ	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา	2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา	2
1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย	2
1.5 ขอบเขตงานวิจัย	3
1.6 ขั้นตอนการศึกษา.....	3
1.7 โครงสร้างวิทยานิพนธ์	3
บทที่ 2 ทฤษฎีและพื้นฐานของวงจร AC-to-DC converter	5
2.1 บทนำ	5
2.2 แหล่งพลังงานในสิ่งแวดล้อม	6
2.3 ภาพรวมการทำงาน.....	7
2.4 ตัวแปลงพลังงาน (Transducer or Micro Generator)	8
2.4.1 Piezoelectric cantilevers type [12].....	8
2.4.2 Membrane piezoelectric cantilever type [13].....	9
2.4.3 Piezoelectric cymbal type [14].....	11
2.4.4 Audio jack in mobile phone [15].....	12
2.5 หลักการทำงานของวงจรแปลงจากแรงดันกระแสสลับมาเป็นแรงดันกระแสตรงโดยตรง (AC-DC CONVERSION).....	13
2.5.1 วงจรที่ใช้การสวิตซ์การทำงานของตัวเก็บประจุ	15
2.5.1.1 The Cockcroft-Walton High-voltage Charge Pump [18] [19]	15
2.5.1.2 The Dickson Charge Pump [20] [21].....	17

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.5.2	วงจรที่ใช้การสวิตช์การทำงานของขดลวดตัวนำ	19
2.5.2.1	Split capacitor converter [22] [23].....	19
2.5.2.2	Combined boost and buck boost converter [24] [25]... ..	24
2.5.2.3	Single inductor with Combined boost and buck boost converter [26] [27] [28].....	30
2.5.3	บทสรุป.....	31
บทที่ 3 การออกแบบวงจร A self-starting AC to DC step-up converter.....		32
3.1	บทนำ	32
3.2	หลักการการทำงานของวงจร.....	32
3.2.1	วงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up	34
3.2.1.1	หลักการทํางาน.....	35
3.2.1.1.1	วงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier	35
3.2.1.1.1.1	โหมตการทํางานที่ 1.....	36
3.2.1.1.1.2	โหมตการทํางานที่ 2.....	36
3.2.1.1.2	ตัวเก็บประจุ Capacitor energy stores.....	39
3.2.1.1.3	วงจรรักษาระดับแรงดัน (Voltage Regulators).....	40
3.2.1.2	การออกแบบ	40
3.2.1.2.1	ตัวเก็บประจุ.....	40
3.2.1.2.2	ไดโอด	41
3.2.1.2.3	วงจรรักษาระดับแรงดัน (Voltage Regulators).....	43
3.2.2	วงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter	44
3.2.2.1	หลักการทํางาน.....	45
3.2.2.1.1	โหมตการทํางานที่ 1	49
3.2.2.1.2	โหมตการทํางานที่ 2	49
3.2.2.1.3	โหมตการทํางานที่ 3	50
3.2.2.1.4	โหมตการทํางานที่ 4	50
3.2.2.1.5	โหมตการทํางานที่ 5	51
3.2.2.1.6	โหมตการทํางานที่ 6	51
3.2.2.2	การออกแบบ	52

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.2.2.1	ความถี่ switching	52
3.2.2.2.2	ตัวเหนี่ยวนำ.....	52
3.2.2.2.3	ไดโอด	52
3.2.2.2.4	มอสเฟต.....	52
3.2.2.2.5	ตัวเก็บประจุ.....	53
3.2.3	วงจร Controller.....	54
3.2.3.1	หลักการทํางาน.....	54
3.2.3.1.1	วงจรตรวจสอบสัญญาณอินพุต (Signal Detector)	54
3.2.3.1.2	วงจรตรวจสอบแรงดันเอาต์พุต (Feedback)	56
3.2.3.1.3	วงจรควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller)...	57
3.2.4	วงจร Supply monitor	63
3.3	บทสรุป	64
บทที่ 4	ผลการทดลองวงจร A self-starting AC to DC step-up converter	65
4.1	บทนำ	65
4.2	วงจร A self-starting AC to DC step-up converter และรายการอุปกรณ์ในวงจรที่ ออกแบบ	65
4.2.1	อุปกรณ์ต้นแบบของวงจรที่ใช้ในการทดสอบ.....	66
4.2.2	วงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up	66
4.2.3	วงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter	67
4.2.4	วงจร Supply monitor	68
4.2.5	วงจร Controller.....	68
4.3	ผลการทดสอบประสิทธิภาพการทํางานของวงจร	69
4.3.1	การทดสอบประสิทธิภาพและการทํางานของวงจร	69
4.3.2	ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up.....	72
4.3.3	ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter	73
4.3.4	ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจร A self-starting AC to DC step- up converter.....	74

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.4 ผลการทดสอบ Load regulation ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter.....	75
4.5 ผลการทดสอบ Line regulation ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter.....	76
4.6 ผลการทดสอบ Start-up Time ของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter	78
4.7 บทสรุป	79
บทที่ 5 สรุปและวิจารณ์.....	80
5.1 สรุปผลการทดลอง	80
5.2 วิเคราะห์ผลการทดลอง.....	81
เอกสารอ้างอิง	82
ภาคผนวก.....	86
ภาคผนวก ก งานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	87
ประวัติผู้เขียน.....	93



สารบัญตาราง

หน้า

ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์การทดสอบพลังงานจากพอร์ตหูฟัง iPhone 3GS	12
ตารางที่ 4.1 แสดงรายการอุปกรณ์ในวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up ของต้นแบบของวงจรที่ใช้ในการทดสอบ	67
ตารางที่ 4.2 แสดงรายการอุปกรณ์ในวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ของต้นแบบของวงจรที่ใช้ในการทดสอบ.....	67
ตารางที่ 4.3 แสดงรายการอุปกรณ์ในวงจร Supply monitor ของต้นแบบของวงจรที่ใช้ในการทดสอบ.....	68
ตารางที่ 4.4 แสดงรายการอุปกรณ์ในวงจร Controller ของต้นแบบของวงจรที่ใช้ในการทดสอบ.....	68
ตารางที่ 4.5 แสดงรายการเปรียบเทียบกับงานวิจัยอื่น	79



สารบัญรูป

หน้า

รูปที่ 2.1 ตัวอย่างระบบในการจัดการพลังงานสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานจากสิ่งแวดล้อม...	7
รูปที่ 2.2 (a) Side view ของ micro-machined PZT wafer ที่อยู่ใน DIP package, (b) dimensions ของ PZT wafer และ cantilever structure, (c) assembled PZT wafer แบบมี tip mass (top view), and (d) assembled PZT wafer แบบมี tip mass (side view).....	8
รูปที่ 2.3 ผลการทดลองแรงดันเอาต์พุตที่การสั่นที่ความเร่ง 8g ในความถี่ตั้งแต่ 50 Hz ถึง 1kHz	9
รูปที่ 2.4 a) Cross-section ของ unimorph membrane Piezoelectric, b) ภาพ Piezoelectric.....	9
รูปที่ 2.5 Piezoelectric ชนิด cantilever.....	10
รูปที่ 2.6 ผลการทดลองแรงดันเอาต์พุตที่การสั่นที่ความเร่ง 2g ในความถี่ตั้งแต่ 2-3.2kHz ..	10
รูปที่ 2.7 a) กำลังไฟฟ้าที่โหลดตั้งแต่ 0-10M Ω b) กำลังไฟฟ้าที่ความเร่งการสั่นสะท้อน 0.1-5g	10
รูปที่ 2.8 Piezoelectric ชนิด cymbal	11
รูปที่ 2.9 ผลการทดลองแรงดันเอาต์พุตที่การสั่นที่ความเร่ง 1g ในความถี่ตั้งแต่ 5 Hz ถึง 2kHz	11
รูปที่ 2.10 พลังงานจากพอร์ตหูฟังของ iPhone	12
รูปที่ 2.11 ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานโดย NXP Smartphone Quick-Jack solution.....	13
รูปที่ 2.12 วงจรแปลงแรงดันกระแสสลับมาเป็นแรงดันกระแสตรงแล้วถึงทำการควบคุมแรงดันกระแสตรง (AC-DC RECTIFICATION AND DC-DC CONVERSION).....	13
รูปที่ 2.13 แปลงจากแรงดันกระแสสลับมาเป็นแรงดันกระแสตรงโดยตรง (AC-DC CONVERSION)	14
รูปที่ 2.14 วงจรคูณแรงดันไฟฟ้าของ Cockcroft และ Walton.....	15
รูปที่ 2.15 วงจรคูณแรงดันไฟฟ้าของ Cockcroft และ Walton โดยใช้ไดโอด.....	16
รูปที่ 2.16 วงจรคูณแรงดันไฟฟ้าของ Dickson.....	17
รูปที่ 2.17 วงจรคูณแรงดันไฟฟ้าของ Dickson.ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ.....	17
รูปที่ 2.18 หลักการทำงานวงจรคูณแรงดันไฟฟ้าของ Dickson	18
รูปที่ 2.19 split-capacitor topology	19
รูปที่ 2.20 การทำงานของวงจร split-capacitor topology.....	20

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นิยมนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 2.21	กระแสอินพุตของวงจร Split capacitor converter.....	21
รูปที่ 2.22	พฤติกรรมของแรงดันและกระแสของสวิตช์ (S1) ในวงจร Split capacitor converter.....	22
รูปที่ 2.23	Combined boost and buck boost converter	24
รูปที่ 2.24	การทำงานของวงจร Combined boost and buck boost converter.....	25
รูปที่ 2.25	กระแสอินพุตของวงจร Combined boost and buck boost converter.....	26
รูปที่ 2.26	พฤติกรรมของแรงดันและกระแสของสวิตช์ (S1,S2) ในวงจร Combined boost and buck boost converter.....	26
รูปที่ 2.27	Single inductor with Combined boost and buck boost converter.....	30
รูปที่ 2.28	การทำงานของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter.....	31
รูปที่ 3.1	วงจร A self-starting AC to DC step-up converter	33
รูปที่ 3.2	วงจร start-up	34
รูปที่ 3.3	วงจร Cockcroft-Walton voltage multiplier	35
รูปที่ 3.4	หลักการการทำงานของวงจร Cockcroft-Walton voltage multiplier.....	36
รูปที่ 3.5	การทำงานขณะที่แรงดันอินพุตเป็นซีกกลบ วงจร Cockcroft-Walton voltage multiplier.....	36
รูปที่ 3.6	การทำงานขณะที่แรงดันอินพุตเป็นซีกบวก วงจร Cockcroft-Walton voltage multiplier.....	36
รูปที่ 3.7	แสดงการพฤติกรรมขณะเริ่มทำงานของวงจร Cockcroft-Walton voltage multiplier.....	37
รูปที่ 3.8	แสดงผลการ simulation ขณะเริ่มทำงานของวงจร Cockcroft-Walton voltage multiplier.....	37
รูปที่ 3.9	วงจร two-stage half-wave series voltage multiplier.....	38
รูปที่ 3.10	แสดงการพฤติกรรมของวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier	38
รูปที่ 3.11	แสดงผลการ simulation ของวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier.....	38
รูปที่ 3.12	Capacitor energy stores ในวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier.....	39
รูปที่ 3.13	วงจรรักษาระดับแรงดันในวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier.....	40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

รูปที่ 3.14 Reverse recovery time (trr)	41
รูปที่ 3.15 วงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter	44
รูปที่ 3.16 แสดงสัญญาณของการทำงานในวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter.....	45
รูปที่ 3.17 หลักการทำงานวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter.....	46
รูปที่ 3.18 แสดงการพฤติกรรมของการทำงานช่วง boost converter ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter	47
รูปที่ 3.19 แสดงการพฤติกรรมของการทำงานช่วง inverting buck-boost converter ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter....	48
รูปที่ 3.20 โหมดการทำงานที่ 1 ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter	49
รูปที่ 3.21 โหมดการทำงานที่ 2 ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter	49
รูปที่ 3.22 โหมดการทำงานที่ 3 ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter	50
รูปที่ 3.23 โหมดการทำงานที่ 4 ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter	50
รูปที่ 3.24 โหมดการทำงานที่ 5 ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter	51
รูปที่ 3.25 โหมดการทำงานที่ 6 ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter	51
รูปที่ 3.26 วงจร Controller สำหรับควบคุมวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter.....	54
รูปที่ 3.27 แสดงการพฤติกรรมของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter	55
รูปที่ 3.28 วงจรตรวจสอบสัญญาณอินพุต	55
รูปที่ 3.29 แสดงการพฤติกรรมของวงจรตรวจสอบสัญญาณอินพุต.....	56
รูปที่ 3.30 วงจรตรวจสอบแรงดันเอาต์พุต.....	57
รูปที่ 3.31 วงจรควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller)	58

รูปที่ 3.32	ผังการทำงานของวงจรควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ในการควบคุมการทำงานของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter	59
รูปที่ 3.33	แสดงการพฤติกรรมของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter	61
รูปที่ 3.34	ผังการทำงานของวงจรควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ในการควบคุมการทำงานของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up	62
รูปที่ 3.35	พฤติกรรมของวงจร Supply monitor	63
รูปที่ 4.1	วงจร A self-starting AC to DC step-up converter	65
รูปที่ 4.2	ต้นแบบของวงจรที่ใช้ในการทดสอบ	66
รูปที่ 4.3	วงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up	66
รูปที่ 4.4	วงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter	67
รูปที่ 4.5	วงจร Supply monitor	68
รูปที่ 4.6	วงจร Controller	68
รูปที่ 4.7	วงจรที่ใช้ในการทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up	70
รูปที่ 4.8	วงจรที่ใช้ในการทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter	70
รูปที่ 4.9	วงจรที่ใช้ในการทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter	71
รูปที่ 4.10	กราฟแสดงประสิทธิภาพของวงจร start-up	72
รูปที่ 4.11	กราฟแสดงประสิทธิภาพของวงจร Bridgeless boost converter	73
รูปที่ 4.12	กราฟแสดงประสิทธิภาพของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter	74
รูปที่ 4.13	กราฟแสดงผลการทดสอบ Load regulation	75
รูปที่ 4.14	กราฟแสดงผลการทดสอบ Load regulation	75
รูปที่ 4.15	กราฟแสดงผลการทดสอบ Line regulation ตามความถี่อินพุต	76
รูปที่ 4.16	กราฟแสดงผลการทดสอบ Line regulation ตามแรงดันอินพุต	77
รูปที่ 4.17	กราฟแสดงผลการทดสอบ Start-up Time	78

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันพลังงานไฟฟ้าได้มีบทบาทและมีสิ่งที่เป็นต่อการดำเนินชีวิตในชีวิตประจำวันมากขึ้น จนถึงขนาดมีการใช้พลังงานไฟฟ้าอยู่ในทุกที่ทุกเวลา ทั้งที่ส่งผลต่อการใช้ชีวิตทั้งทางตรงและทางอ้อม เป็นเครื่องมือในการช่วยชีวิต หรือสิ่งของอำนวยความสะดวกในทางด้านต่างๆ

พลังงานไฟฟ้าได้พัฒนา และถูกนำไปประยุกต์ใช้งานได้ต่างๆ มีการพัฒนาให้สามารถพกพา พลังงานไฟฟ้าติดตัวไปในสถานที่ต่างๆ และค้นคว้าพลังงานทางเลือกต่างๆที่สามารถจะเปลี่ยนให้มาเป็นพลังงานไฟฟ้าได้

ในอดีตอุปกรณ์ที่มีการใช้งานพลังงานไฟฟ้าจำเป็นต้องมีสายไฟจากแหล่งผลิตเพื่อจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์นั้น หรือไม่อย่างนั้นต้องมีแหล่งผลิตพลังงานขนาดใหญ่ในการสร้างพลังงานไฟฟ้าให้กับอุปกรณ์เหล่านั้น ทำให้จะเป็นไปได้ยากในการเคลื่อนย้าย

ปัจจุบันอุปกรณ์ต่างๆ ได้มีขนาดเล็กลงและมีการใช้พลังงานไฟฟ้าที่น้อยลง รวมถึงมีการพัฒนาแหล่งกักเก็บพลังงานไฟฟ้าเรียกว่าแบตเตอรี่ที่สามารถกักเก็บพลังงานไฟฟ้าได้ความจุที่มากขึ้นจนสามารถพกพาติดตัวไปได้ทุกที่ทุกเวลา แต่ยังมีข้อจำกัดในการใช้งานของแบตเตอรี่มีเรื่องระยะเวลาใช้งานและความต้องการในการประจุไฟฟ้าใหม่หรือเปลี่ยนแบตเตอรี่ใหม่ รวมทั้งมีส่วนประกอบที่เป็นมลพิษต่อสิ่งแวดล้อม

ในอนาคตแนวโน้มอุปกรณ์ต่างๆ อาจจะเป็นไปได้ในการใช้งานโดยนำพลังงานที่มีอยู่ในสิ่งแวดล้อมมาเป็นแหล่งพลังงานสำหรับตัวอุปกรณ์เอง [1] หรือมีการส่งผ่านพลังงานจากภายนอกโดยไม่จำเป็นต้องมีสายไฟ [2] เพื่อการใช้งานที่สะดวกแต่ยังมีข้อจำกัดในหลายๆด้านที่ยังต้องมีการวิจัยพัฒนาอย่างต่อเนื่อง

ในการส่งพลังงานหรือเก็บเกี่ยวพลังงานจากสิ่งแวดล้อมจะเป็นต้องมีตัวแปลงพลังงาน (Transducer or Micro Generator) เพื่อเปลี่ยนพลังงานเหล่านั้นให้เป็นพลังงานไฟฟ้าซึ่งพลังงานไฟฟ้าที่ได้จะขึ้นกับชนิดของตัวแปลงพลังงาน (Transducer or Micro Generator) พลังงานไฟฟ้าที่ได้มาอาจจะสามารถนำมาใช้งานได้โดยตรงทันทีหรือไม่ ในกรณีที่ไม่สามารถนำมาใช้งานได้โดยตรง อาจจะเนื่องมาแรงดันที่ต่ำเกินไปหรือสูงเกินไปจึงจำเป็นต้องมีวงจรในการเปลี่ยนแปลงพลังงานไฟฟ้าที่ได้มาให้เหมาะสมกับการใช้งานของอุปกรณ์

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

จุดประสงค์ของงานวิจัยสามารถสรุปได้ดังนี้

- พัฒนาวงจรในการเปลี่ยนแปลงพลังงานไฟฟ้าที่เหมาะสมกับการเก็บเกี่ยวพลังงานจากสิ่งแวดล้อม
- ปรับปรุงให้วงจรสามารถเริ่มต้นการทำงานได้ด้วยตัวเองโดยไม่จำเป็นต้องมีแหล่งพลังงานไฟฟ้าจากภายนอก
- พัฒนาวงจรที่สามารถนำไปประยุกต์ใช้งานได้สะดวกและง่ายต่อการพัฒนาต่อยอด

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การเก็บเกี่ยวพลังงานที่เกิดขึ้นในธรรมชาติและสิ่งแวดล้อมต่างๆ หรือจะมาจากร่างกายของสิ่งมีชีวิต สามารถเก็บเกี่ยวพลังงานออกมาเป็นพลังงานไฟฟ้านั้นขึ้นอยู่กับพลังงานที่จะนำมาเก็บเกี่ยว และชนิดของตัวแปลงพลังงาน (Transducer or Micro Generator) โดยมีทั้งที่ได้พลังงานไฟฟ้าออกมาเป็นไฟฟ้ากระแสตรงและไฟฟ้ากระแสสลับ พลังงานที่ได้จากกระบวนการแปลงพลังงานในธรรมชาติมาเป็นพลังงานไฟฟ้าโดยทั่วไปจะมีพลังงานที่ต่ำมากและอาจจะไม่ต่อเนื่อง ทำให้ต้องมีการเปลี่ยนแปลงพลังงานให้อยู่ในระดับที่สูงเพียงพอที่และมีความต่อเนื่องในช่วงเวลาหนึ่งที่สามารถนำมาใช้งานได้

พลังงานไฟฟ้าที่ได้จากตัวแปลงพลังงานมีพลังงานต่ำ แสดงว่าจะมีแรงดันและกระแสที่ต่ำ ทำให้ต้องมีการออกแบบการทำงานเพื่อให้วงจรสามารถทำงานได้ที่แรงดันต่ำๆ ทำให้มีช่วงการใช้งานของพลังงานนั้นได้กว้างขึ้น เพื่อให้สามารถนำไปใช้งานได้ประโยชน์ที่หลากหลายจำเป็นต้องไม่มีการใช้แหล่งพลังงานอื่นจากภายนอกเพื่อให้ระบบทำงานได้ และต้องทำงานได้โดยมีการสูญเสียภายในที่ต่ำ เพื่อประสิทธิภาพการทำงานที่ดีของระบบ

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วงจรในการแปลงพลังงานไฟฟ้าจากแรงดันกระแสสลับไปเป็นแรงดันกระแสตรงนิยมใช้การทำงานของวงจรจัดเรียงกระแสเพื่อแปลงแรงดันกระแสสลับมาเป็นแรงดันกระแสตรงแล้วถึงทำการควบคุมแรงดันกระแสตรงให้คงที่ ซึ่งเหมาะกับระบบที่ใช้แรงดันไฟฟ้าที่มีขนาดแรงดันที่สูง แต่ข้อเสียคือจะมีการสูญเสียเป็นอย่างมากเมื่อนำมาใช้งานกับระบบไฟฟ้าแรงดันต่ำมากๆ และที่แรงดันไฟฟ้าที่ต่ำมากๆ จะทำให้วงจรไม่สามารถทำงานได้เลยเนื่องจากข้อจำกัดของวงจรจัดเรียงกระแส

จึงมีการพัฒนางจรแปลงจากแรงดันกระแสสลับมาเป็นแรงดันกระแสตรงโดยที่ไม่มีวงจรจัดเรียงกระแสทำให้ลดการสูญเสียพลังงานและข้อจำกัดในส่วนนี้ลงไปได้ แต่มีข้อเสียที่มีการออกแบบ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยจำเป็นต้องมีการประยุกต์การทำงานของ 2 วงจร หรือมากกว่านั้นในการทำงาน และทำให้มีการทำงานที่มีความซับซ้อนมากกว่าเดิม

จากสมมติฐานของการศึกษาข้างต้น งานวิจัยนี้จึงได้นำเสนอหลักการของวงจรโดยแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วนที่สำคัญ

- วงจร passive

เป็นวงจรที่ไม่ซับซ้อนและเหมาะสมใช้สำหรับเริ่มต้นการทำงานเพื่อให้สามารถทำงานได้ที่แรงดันไฟฟ้าที่ต่ำ และก็มีข้อเสียที่ควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้ยาก มีประสิทธิภาพในการทำงานที่ต่ำแต่สามารถให้พลังงานได้เพียงพอต่อการเริ่มการทำงานของระบบอื่นๆในวงจรได้

- วงจร active

เป็นวงจรที่มีความซับซ้อนเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของวงจรและมีการควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้ดีกว่า ทำให้วงจรมีความซับซ้อนในการควบคุมทำให้ต้องมีการใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ช่วยในการควบคุมการทำงานจึงมีความต้องการแรงดันที่สูงทำให้ไม่สามารถเริ่มต้นการทำงานได้ที่แรงดันต่ำ แต่เมื่อถ้าวจรนี้สามารถเริ่มทำงานได้วงจรสามารถแปลงแรงดันอินพุตที่ต่ำเพื่อมาใช้เลี้ยงการทำงานของตัวเองและสามารถจ่ายพลังงานให้กับโหลดได้ดีกว่า วงจร passive เนื่องจากมีประสิทธิภาพการทำงานของวงจรที่สูงกว่า

1.5 ขอบเขตงานวิจัย

งานวิจัยนี้ได้จัดทำขึ้นเพื่อแก้ปัญหาในการทำงานของวงจร AC to DC step-up converter ที่มีความจำเป็นต้องมีการใช้พลังงานจากภายนอกในการทำงาน

1.6 ขั้นตอนการศึกษา

เริ่มต้นจากการศึกษาเกี่ยวกับแหล่งพลังงานในธรรมชาติ รวมถึงค้นคว้างานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับการเก็บเกี่ยวพลังงาน เริ่มทำการออกแบบพัฒนาต้นแบบ โดยแยกการออกแบบตัวต้นแบบออกเป็น ส่วนต่างๆ เพื่อทำการทดลองการทำงาน วัดผลการทำงาน หลังจากนั้นได้ทำการพัฒนาให้เป็นระบบที่มีการทำงานร่วมกันตามที่ออกแบบไว้ในตอนแรก เพื่อทดสอบการทำงาน วัดผลการทำงานและประสิทธิภาพของวงจร

1.7 โครงสร้างวิทยานิพนธ์

ผลการวิจัยและผลการศึกษาได้รวบรวมเพื่อนำเสนอในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้โดยมีการแบ่งเนื้อหาเป็นส่วนต่างๆดังต่อไปนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตของงานวิจัย ขั้นตอนการศึกษา และโครงสร้างวิทยานิพนธ์

บทที่ 2 กล่าวถึงภาพรวมของระบบการเก็บเกี่ยวพลังงานจากสิ่งแวดล้อม แหล่งพลังงานในสิ่งแวดล้อม ทฤษฎีและพื้นฐานของวงจร หลักการทำงานของวงจร และงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจร AC-to-DC converter

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการทำงานและการออกแบบวงจร A self-starting AC to DC step-up converter

บทที่ 4 กล่าวถึงผลการทดลองวงจร A self-starting AC to DC step-up converter

บทที่ 5 กล่าวถึงบทสรุป และวิจารณ์ผลการวิจัย



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 2

ทฤษฎีและพื้นฐานของวงจร AC-to-DC converter

2.1 บทนำ

หลังจาก Alessandro Volta ได้คิดค้นแบตเตอรี่ไฟฟ้าเคมีตัวแรก voltaic pile ในปี ค.ศ. 1800 แบตเตอรี่ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่องทำให้บทบาทและความสำคัญต่อชีวิตประจำวันมากขึ้น และด้วยเทคโนโลยีทางอิเล็กทรอนิกส์ที่พัฒนาอย่างต่อเนื่องจึงสามารถผลิตชิ้นส่วนอุปกรณ์ให้มีขนาดเล็กลง ใช้พลังงานน้อยลง มีประสิทธิภาพสูงขึ้น จนต้องยอมรับว่าทุกวันนี้แบตเตอรี่ได้เป็นส่วนหนึ่งในชีวิตประจำวัน อีกทั้งแบตเตอรี่ได้เป็นส่วนสำคัญที่ทำให้มีขยายตัวของอุปกรณ์แบบพกพา และมีการพัฒนาไปอย่างรวดเร็ว แต่ตัวแบตเตอรี่เองนั้นก็ยังมีข้อจำกัดในการใช้งานจำเป็นต้องมีการเปลี่ยนหรือประจุไฟเข้าไปใหม่ ทำให้เป็นขีดจำกัดของอุปกรณ์หลายๆ ชนิด

ความต้องการที่จะหลีกเลี่ยงข้อจำกัดของแบตเตอรี่นั้นจำเป็นต้องโยกย้ายไปหาแหล่งพลังงานทางเลือกอื่น เพื่อเพิ่มความสามารถหรือทดแทนแบตเตอรี่ ซึ่งแหล่งพลังงานที่นำมาใช้เป็นทางเลือกจำเป็นต้องมีขนาดเล็กที่สามารถพกพาได้สะดวกเช่นเดียวกับแบตเตอรี่ รวมทั้งมีความปลอดภัยและมีประสิทธิภาพที่เพียงพอต่อการใช้งาน

แหล่งพลังงานที่เป็นที่น่าสนใจและมีการศึกษาค้นคว้าเป็นอย่างมากนั้นคือพลังงานที่เกิดขึ้นในธรรมชาติและสิ่งแวดล้อม นั้นเป็นแหล่งพลังงานทางเลือกที่มีอยู่โดยทั่วไป หาได้ง่าย สะอาด และปลอดภัย อีกทั้งมีการนำมาใช้กันมาอย่างยาวนานในรูปแบบต่างๆ แล้วแต่จุดประสงค์ของการใช้งาน ไม่ว่าจะเป็นทางกลไก หรือมีการเปลี่ยนแปลงมาสู่พลังงานไฟฟ้า ซึ่งสามารถเก็บเกี่ยวให้มาเป็นแหล่งพลังงานให้อุปกรณ์เพื่อเพิ่มความสามารถหรือทดแทนแหล่งพลังงานจากแบตเตอรี่ ที่ใช้กันอยู่ในปัจจุบัน [3]

2.2 แหล่งพลังงานในสิ่งแวดล้อม

พลังงานที่เกิดขึ้นในธรรมชาติและสิ่งแวดล้อมต่างๆ หรือจะมาจากร่างกายของสิ่งมีชีวิต ได้มีการนำมาใช้กันยาวนานหลายศตวรรษ ซึ่งอาจจะอยู่ในรูปแบบกังหันลม กังหันน้ำ พลังงานจากแสงอาทิตย์ หรือ แร่จากสิ่งมีชีวิต เพื่อเอามาใช้ในการขับเคลื่อนกลไกโดยตรงหรือทางอ้อม อาจจะใช้เป็นแหล่งพลังงานมาสร้างเป็นกระแสไฟฟ้า ซึ่งจะเห็นได้โดยทั่วไป [4]

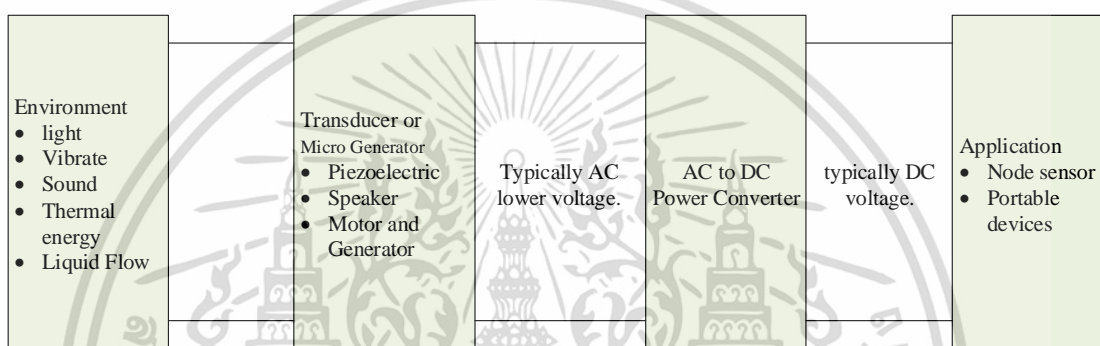
แหล่งพลังงานในสิ่งแวดล้อมที่สามารถเก็บเกี่ยวพลังงาน [5] ได้แก่

- พลังงานกล เช่น การเคลื่อนไหว การสั่นสะเทือน [6]
- พลังงานแม่เหล็กไฟฟ้า [2]
- พลังงานความร้อน [7]
- พลังงานแสง [8]
- พลังงานการไหล
- พลังงานเสียงหรือสัญญาณเสียง [9]
- พลังงานชีวภาพ
- พลังงานเคมี

ในสิ่งแวดล้อมแหล่งพลังงานทางเลือกอื่นๆ นั้นมีความต่อเนื่อง มีเสถียรภาพ มีพลังงาน ที่แตกต่างกันออกไป แต่สามารถพบเจอได้ทั่วไป ซึ่งแต่ละแหล่งนั้นมีข้อจำกัดของความหนาแน่นของพลังงานและความสามารถของเทคโนโลยีในการเก็บเกี่ยวที่แตกต่างกัน [10]

2.3 ภาพรวมการทำงาน

ในอุปกรณ์ไฟฟ้าแบบพกพา โดยทั่วไปนิยมใช้แหล่งพลังงานที่มาจากแบตเตอรี่ ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบกระแสตรง มีความต่อเนื่องของพลังงาน ซึ่งแหล่งพลังงานในสิ่งแวดล้อมที่สามารถเก็บเกี่ยวพลังงานออกมาเป็นพลังงานไฟฟ้านั้นมีทั้งที่เป็นไฟฟ้ากระแสตรงและไฟฟ้ากระแสสลับแล้วแต่ชนิดของตัวแปลงพลังงาน (Transducer or Micro Generator) และพลังงานที่ได้มาบางครั้งไม่มีความต่อเนื่อง จึงไม่มีความสามารถเพียงพอต่อการนำไปใช้งานได้โดยตรง จำเป็นต้องมีการจัดการพลังงานไฟฟ้าให้อยู่ในระดับที่เหมาะสมและมีเสถียรภาพที่ดี เพื่อให้เหมาะต่อการนำไปใช้งานในด้านต่างๆ [11]



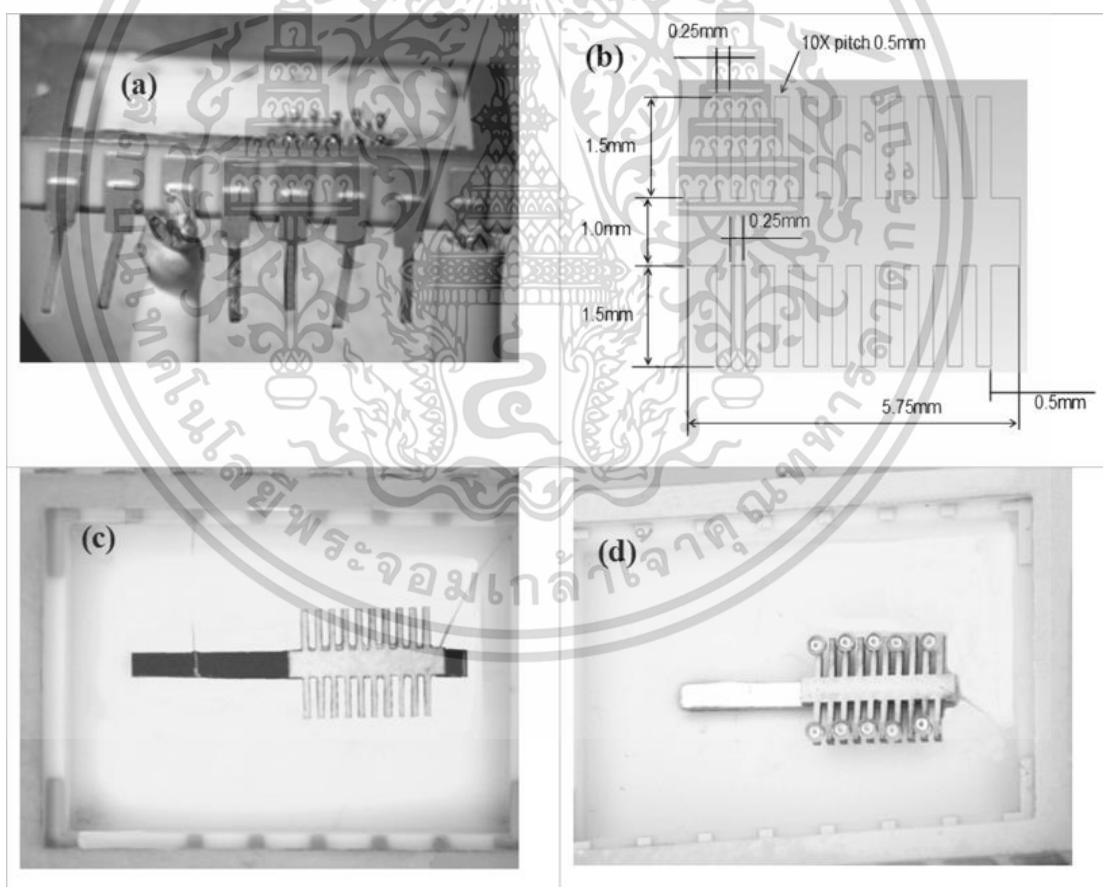
รูปที่ 2.1 ตัวอย่างระบบในการจัดการพลังงานสำหรับการเก็บเกี่ยวพลังงานจากสิ่งแวดล้อม

2.4 ตัวแปลงพลังงาน (Transducer or Micro Generator)

ตัวแปลงพลังงาน (Transducer or Micro Generator) มีหลายชนิดขึ้นกับความเหมาะสมในการใช้งานหนึ่งในวิธีการที่มีประสิทธิภาพมากสำหรับระบบการเก็บเกี่ยวพลังงานคือการใช้วัสดุ Piezoelectric เพื่อแปลงการสั่นสะเทือนทางกลหรือพลังงานความเครียดไปเป็นพลังงานไฟฟ้า ในช่วงเวลาหลายปีที่ผ่านมาได้มีการค้นคว้าวิจัยเกี่ยวกับการเก็บเกี่ยวพลังงานจากการสั่นสะเทือนและมีพัฒนาโครงสร้างของ Piezoelectric อย่างต่อเนื่อง และยังมีการศึกษาการประยุกต์ใช้การส่งผ่านทางพลังงานจากโทรศัพท์โดยช่องทาง audio jack ซึ่งเป็นอีกช่องทางในการส่งถ่ายพลังงาน

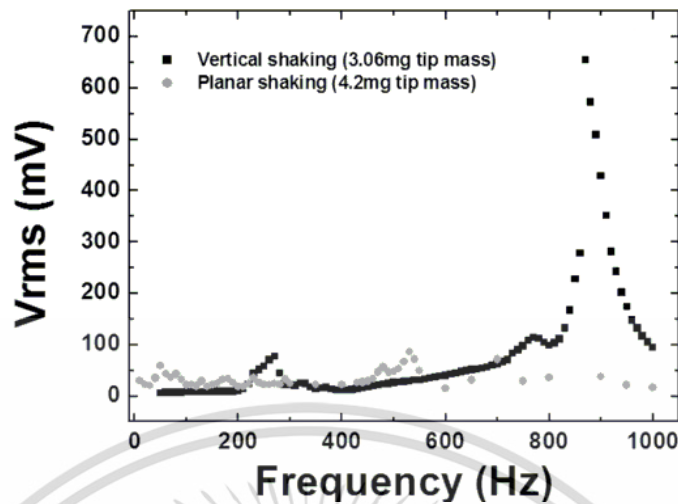
2.4.1 Piezoelectric cantilevers type [12]

วัสดุของ Piezoelectric อยู่ในกระบวนการ $Pb(Zr_{0.52}Ti_{0.48})O_3$ - $Pb(Zn_{1/3}Nb_{2/3})O_3$ ซึ่งถูกสังเคราะห์ได้โดยใช้เทคนิคแบบเดิมเช่นเดียวกับเซรามิก และมีกระบวนการทำ Piezoelectric Cantilevers โดยใช้เทคนิค Laser-Machined ซึ่งได้ Piezoelectric ในรูปร่างหน้าตาดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 (a) Side view ของ micro-machined PZT wafer ที่อยู่ใน DIP package, (b) dimensions ของ PZT wafer และ cantilever structure, (c) assembled PZT wafer แบบมี tip mass (top view), and (d) assembled PZT wafer แบบมี tip mass (side view).

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

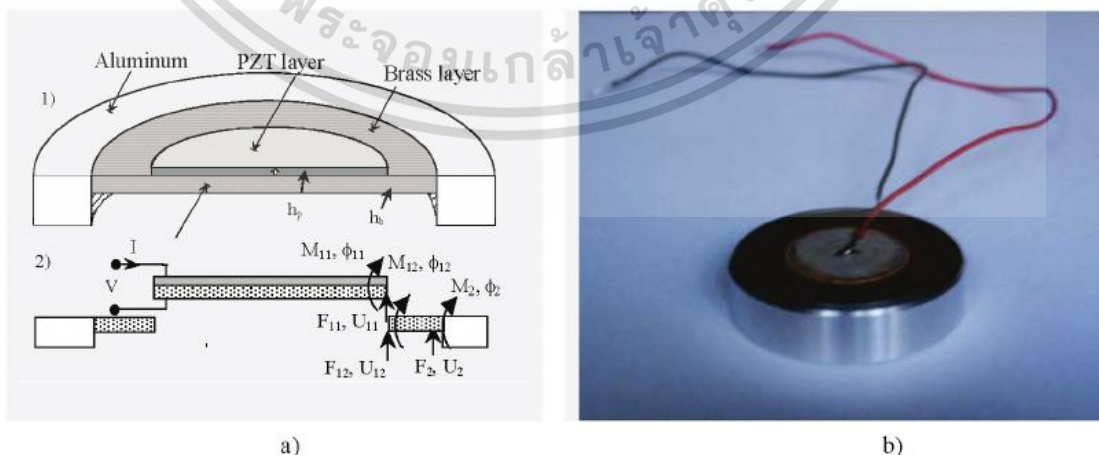


รูปที่ 2.3 ผลการทดลองแรงดันเอาต์พุตจากการสั่นที่ความถี่ 8g ในความถี่ตั้งแต่ 50 Hz ถึง 1kHz

ซึ่งมีการทดลองโดย กำหนดขนาดของความถี่ไว้ที่ 8g. มีการปรับความถี่ตั้งแต่ 50-1000Hz และทำการสั่นใน 2 ทิศทางโดย เมื่อทำการวัดแรงดันเอาต์พุตของ Piezoelectric ซึ่งได้ตาม รูปที่ 2.3 มีแรงดันเอาต์พุตของ Piezoelectric มีค่าแรงดันสูงสุด 0.65V_{RMS} ขณะไม่มีโหลดที่ resonance frequency ความถี่ 870Hz

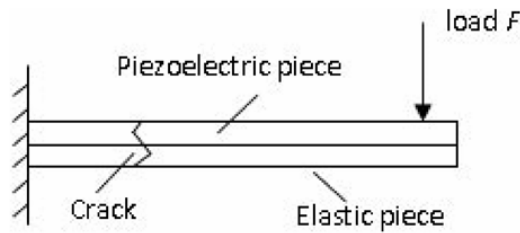
2.4.2 Membrane piezoelectric cantilever type [13]

unimorph membrane Piezoelectric ดังรูปที่ 2.4 เป็นประเภท cantilever ประกอบไปด้วย 2 ชั้น คือ Lead Zirconate Titanate (PZT) และ Brass (elastic) ซึ่งเป็นรูปแบบหนึ่งที่มีความนิยมโดยมี PZT และ Brass (elastic) อยู่ติดกันดังรูปที่ 2.5

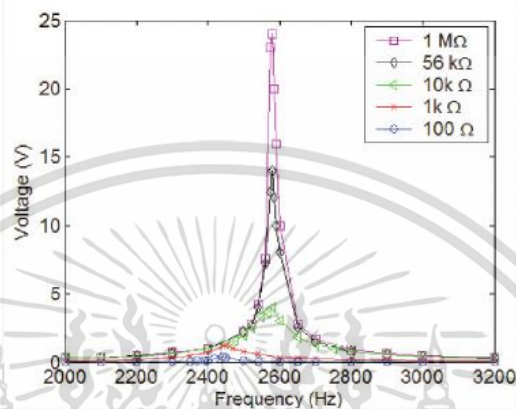


รูปที่ 2.4 a) Cross-section ของ unimorph membrane Piezoelectric, b) ภาพ Piezoelectric.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



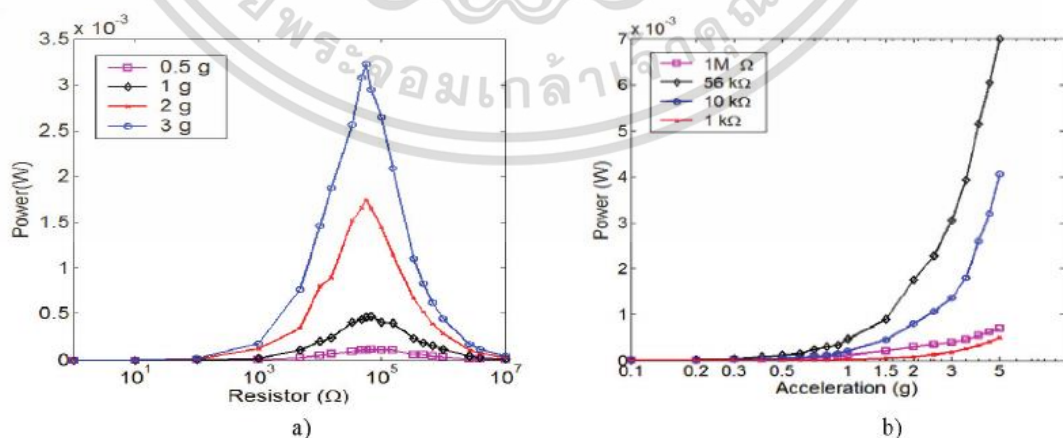
รูปที่ 2.5 Piezoelectric ชนิด cantilever



รูปที่ 2.6 ผลการทดลองแรงดันเอาต์พุตที่การสั่นที่ความเร่ง $2g$ ในความถี่ตั้งแต่ 2-3.2kHz

มีแรงดันเอาต์พุตของ Piezoelectric มีค่าแรงดันสูงสุด 24V ที่โหลด $1M\Omega$ ที่ความถี่ resonance frequency ที่ 2.58kHz ดังรูปที่ 2.6

รูปที่ 2.7 a) แสดงผลการทดลองที่ กำลังงานเอาต์พุตที่โหลดค่าต่างๆ โดยมีความเร่งในการสั่นสะเทือนที่แตกต่างกัน 4 ค่า จะสามารถสังเกตได้ว่าแรงดันและกำลังงานเอาต์พุตจะเพิ่มขึ้นตามความเร่งเพิ่มขึ้น ซึ่งค่ากำลังงานสูงสุดอยู่ที่โหลด $56\ k\Omega$ รูปที่ 2.7 b) แสดงความสัมพันธ์ระหว่างพลังงานเอาต์พุตและความเร่งในการสั่นสะเทือน

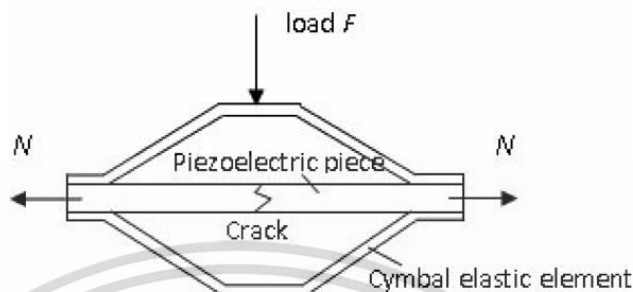


รูปที่ 2.7 a) กำลังไฟฟ้าที่โหลดตั้งแต่ 0-10MΩ b) กำลังไฟฟ้าที่ความเร่งการสั่นสะเทือน 0.1-5g

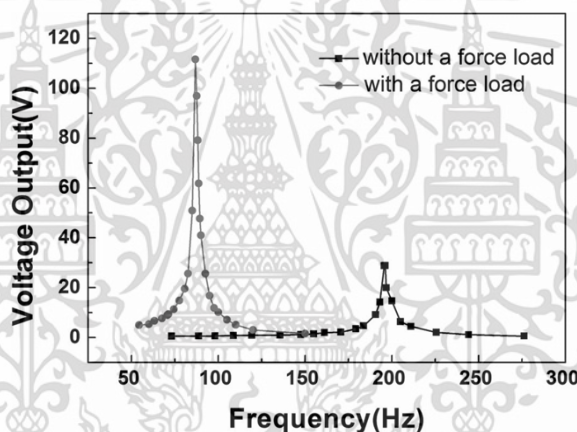
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.4.3 Piezoelectric cymbal type [14]

flex-compressive-mode piezoelectric เป็นประเภท cymbal ประกอบไปด้วย 2 ส่วน เช่นเดียวกับ cantilever แต่มีโครงสร้างที่แตกต่างกันโดยมี PZT และ Elastic เป็นดังรูปที่ 2.8



รูปที่ 2.8 Piezoelectric ชนิด cymbal



รูปที่ 2.9 ผลการทดลองแรงดันเอาต์พุตที่การสั่นที่มีความเร่ง 1g ในความถี่ตั้งแต่ 5 Hz ถึง 2kHz

รูปที่ 2.9 แสดงผลการทดลองแรงดันเอาต์พุตของ Piezoelectric จะมีค่าแรงดันสูงสุด 28.9V ที่ความถี่ resonance frequency ที่ 196Hz ขณะที่ไม่มี force load (proof load) ที่ด้านบน หรือ 0N และมีค่าแรงดันสูงสุด 111V ที่ความถี่ resonance frequency ที่ 87Hz ขณะที่ มี force load (proof load) ที่ด้านบนขนาด 1.9N

2.4.4 Audio jack in mobile phone [15]

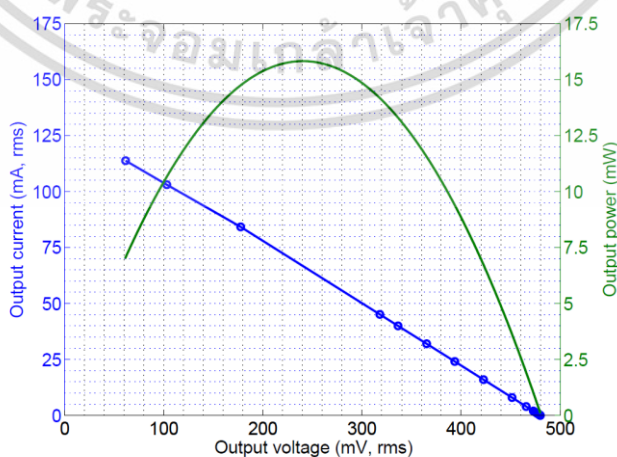
อีกแหล่งพลังงานที่น่าสนใจถึงจะไม่ได้มาจากสิ่งแวดล้อมแต่มีใช้งานและพบได้ทั่วไปมีความเป็นมาตรฐานในการเชื่อมต่อคือการเก็บเกี่ยวพลังงานจากแจ๊คหูฟังของโทรศัพท์มือถือ

พลังงานที่สามารถเก็บเกี่ยวได้จากพอร์ตหูฟังของ iPhone มีใช้ซอฟต์แวร์ Signal Scope Pro ของ Faber Acoustical เพื่อสร้างช่วงความถี่เสียงตั้งแต่ 20 Hz ถึง 24 kHz และนำออกมาจากพอร์ตหูฟังของ iPhone ซึ่งพบว่ากำลังส่งออกไม่ขึ้นกับความถี่ ดังนั้นจึงใช้ความถี่ 5 kHz ในการทดลอง และรายละเอียดของอุปกรณ์ในการทดลองแสดงดัง ตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 พารามิเตอร์การทดสอบพลังงานจากพอร์ตหูฟัง iPhone 3GS

Parameter	Value
Hardware	iPhone 3GS
Software	Signal Scope Pro
Function	Signal Generator
Output	Headphones
Type	Tone
Frequency	20 Hz to 24 kHz (5 kHz nom)
Volume	Maximum

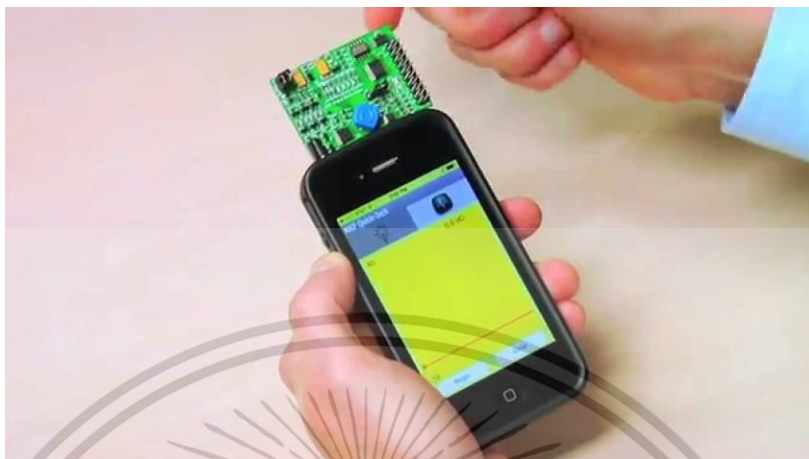
โหนดมีการเชื่อมต่อระหว่างช่องสัญญาณเสียงขาเข้ากับสายคอมมอลบนชุดหูฟังและมีการทดสอบกันโหลดตั้งแต่ 0 โอห์มถึง 15 กิโลโอห์ม ทำให้ได้ข้อมูลซึ่งแสดงในรูปที่ 2.10 จากข้อมูลเหล่านี้เราจะสร้างกราฟการถ่ายโอนพลังงานซึ่งแสดงให้เห็นว่าการถ่ายโอนพลังงานสูงสุดเกิดขึ้นที่ 240 mVrms และจ่ายกระแสได้ 66.0 mA rms สำหรับโหลด 3.6 โอห์ม



รูปที่ 2.10 พลังงานจากพอร์ตหูฟังของ iPhone

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีตัวอย่างในการพัฒนาโดยการใช้การเก็บเกี่ยวพลังงานจากพอร์ตหูฟังมาประยุกต์ใช้งานโดยบริษัท NXP Semiconductors ภายใต้ชื่อเรียกว่า NXP Smartphone Quick-Jack Solution [16] ดังรูปที่ 2.11

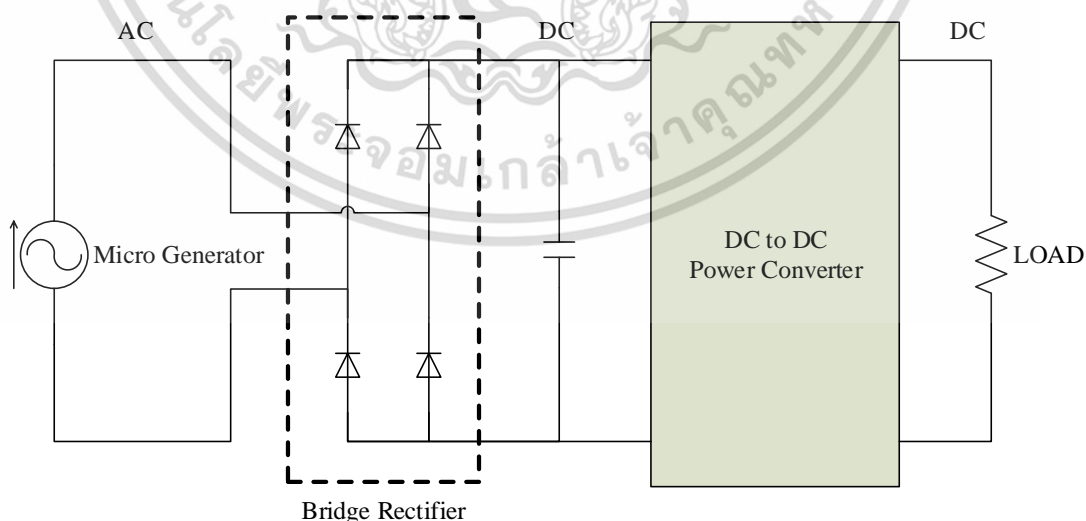


รูปที่ 2.11 ตัวอย่างการประยุกต์ใช้งานโดย NXP Smartphone Quick-Jack solution

2.5 หลักการทำงานของวงจรแปลงจากแรงดันกระแสสลับมาเป็นแรงดันกระแสตรงโดยตรง (AC-DC CONVERSION)

วงจรพื้นฐานที่ใช้ในการจัดการพลังงานไฟฟ้าหรือวงจรในการแปลงพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแหล่งไฟฟ้ากระแสตรง [17] โดยทั่วไปมีแบบที่นิยมกัน 2 แบบ ได้แก่

1. แปลงจากแรงดันกระแสสลับมาเป็นแรงดันกระแสตรงแล้วถึงทำการควบคุมแรงดันกระแสตรง (AC-DC RECTIFICATION AND DC-DC CONVERSION)



รูปที่ 2.12 วงจรแปลงแรงดันกระแสสลับมาเป็นแรงดันกระแสตรงแล้วถึงทำการควบคุมแรงดันกระแสตรง (AC-DC RECTIFICATION AND DC-DC CONVERSION)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในวงจรชนิดนี้จะมีการส่วนประกอบแยกออกได้เป็น 2 ส่วนที่สำคัญ คือวงจร AC-DC RECTIFICATION ทำหน้าที่แปลงไฟฟ้าแรงดันกระแสสลับมาเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงซึ่งมีทั้งแบบที่เป็น Half Wave Rectifier และ Full Wave Rectifier เพื่อจ่ายให้กับวงจร DC-DC power converter เพื่อทำการปรับระดับแรงดันให้คงที่และมีขนาดของแรงดันตามออกแบบ เพื่อจ่ายพลังงานไปยังโหลดต่อไป

วงจรชนิดนี้มีความซับซ้อนน้อยทำให้สะดวกในการออกแบบทำให้เป็นที่นิยมในการใช้งานแต่มีข้อเสียที่จะมีการสูญเสียที่เกิดจากตัวอุปกรณ์ขณะที่มีแรงดันอินพุตต่ำ ซึ่งอาจจะทำให้วงจรไม่สามารถทำงานได้ สามารถพบได้ในแหล่งจ่ายแบบ Linear regulator

2. แปลงจากแรงดันกระแสสลับมาเป็นแรงดันกระแสตรงโดยตรง (AC-DC CONVERSION)



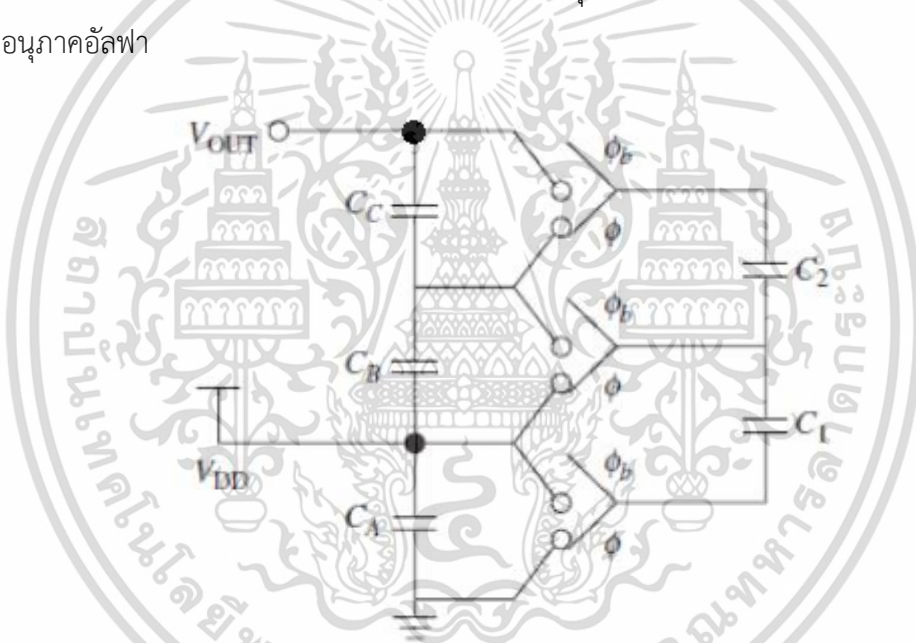
รูปที่ 2.13 แปลงจากแรงดันกระแสสลับมาเป็นแรงดันกระแสตรงโดยตรง (AC-DC CONVERSION)

วงจรชนิดนี้จะทำการแปลงพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับไปเป็นไฟฟ้ากระแสตรงโดยตรงมีการรักษาระดับแรงดันในตัวทำให้ไม่ต้องมีวงจร AC-DC RECTIFICATION ทำให้มีความซับซ้อนในการออกแบบเนื่องจากการต้องมีการทำงานในช่วงที่เป็นแรงดันบวกและช่วงแรงดันลบ แต่มีข้อดีในการรองรับแรงดันอินพุตที่ต่ำมากได้ดีกว่าเนื่องจากไม่ผลกระทบที่เกิดจากการสูญเสียที่เกิดจากตัวอุปกรณ์สามารถพบได้ในแหล่งจ่ายแบบ Switching regulator

2.5.1 วงจรที่ใช้การสวิตซ์การทำงานของตัวเก็บประจุ

2.5.1.1 The Cockcroft-Walton High-voltage Charge Pump [18] [19]

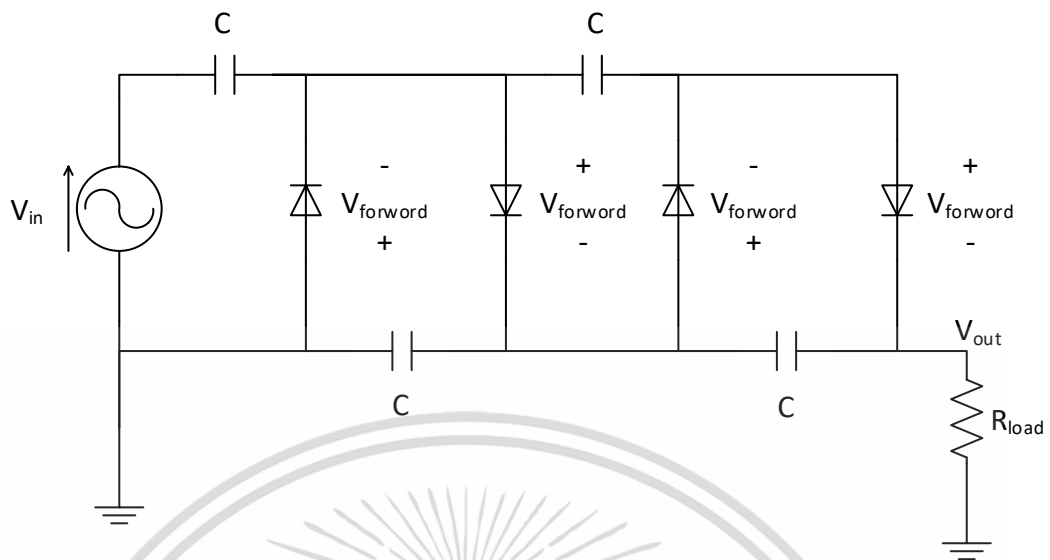
ในการยิงอนุภาคทะลุเข้าไปในนิวเคลียสของอะตอม Cockcroft และ Walton ได้ทำการสร้างวงจรคูณแรงดันไฟฟ้าโดยใช้ตัวเก็บประจุและไดโอดเท่านั้น ซึ่งตัวเก็บประจุได้เชื่อมต่อกับไดโอดโดยไดโอดทำหน้าที่เป็นสวิตซ์ วงจรคูณแรงดันไฟฟ้านี้จะสามารถเพิ่มแรงดันไฟฟ้าต่ำเพิ่มขึ้นไปถึงค่าแรงดันที่สูงมากได้ในขณะที่มีน้ำหนักเบาและราคาถูกกว่าหม้อแปลงมาก โดยมีการเปิด-ปิดการทำงานของสวิตซ์ได้ตามลำดับที่ถูกต้องวงจรสามารถสร้างแรงดันไฟฟ้าได้มากกว่า 800 กิโลโวลต์ จากหม้อแปลงซึ่งทำหน้าที่เป็นแหล่งกำเนิดแรงดันไฟฟ้าได้ 200 กิโลโวลต์ พวกเขาได้ใช้งานในการเร่งอนุภาคของอะตอมภายในท่อที่เคลื่อนย้ายได้ยาว 8 ฟุต ใน 1932 Cockcroft และ Walton ได้ทำการใส่ lithium เป็นเป้าไว้ที่ปลายท่อและพบว่าสามารถเร่งอนุภาคทำให้นิวเคลียสลิเทียมแตกตัวกลายเป็นสองอนุภาคอัลฟา



รูปที่ 2.14 วงจรคูณแรงดันไฟฟ้าของ Cockcroft และ Walton

วงจรคูณของ Cockcroft และ Walton แสดงในรูปที่ 2.14 ตัวเก็บประจุสามตัว (C_A , C_B และ C_C) มีการต่ออนุกรมกัน และตัวเก็บประจุ C_A จะเชื่อมต่อกับแรงดันไฟฟ้า V_{DD} ระหว่างเฟส Φ ตัวเก็บประจุ C_1 จะเชื่อมต่อกับ C_A และต่อเข้ากับ voltage V_{DD} เมื่อสวิตซ์เปลี่ยนตำแหน่งไป Φ_b ตัวเก็บประจุ C_1 จะแบ่งปันประจุไฟฟ้ากับตัวเก็บประจุ C_B และจะมีประจุไฟฟ้าเป็น $V_{DD} / 2$ ถ้ามีค่าความจุเท่ากัน ในรอบถัดไป C_2 และ C_B จะเชื่อมต่อและแบ่งศักย์ภาพของ $V_{DD} / 4$ ในขณะที่ C_1 จะถูกกลับมาชาร์จพลังงานที่ V_{DD} อีกครั้ง ดังนั้นจึงเห็นได้ชัดว่าถ้ากระบวนการนี้ดำเนินต่อไปเป็นเวลานานไม่ก็รอบค่าแรงดันจะถูกโอนถ่ายไปยังตัวเก็บประจุทั้งหมดจนกว่าจะมีแรงดันต่างศักย์เป็น $4V_{DD}$ ที่ V_{out} โดยทั่วไปในปัจจุบันสวิตซ์จะถูกแทนที่ด้วยไดโอด [19] ดังแสดงในรูปที่ 2.15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 วงจรคูณแรงดันไฟฟ้าของ Cockcroft และ Walton โดยใช้ไดโอด

จากรูปที่ 2.15 แรงดันขาออก V_{out} ขณะไม่มีโหลดจะเป็นไปตามสมการ (2.1)

$$V_{out} = 2nV_{in} \quad (2.1)$$

และเมื่อมีโหลดต่อใช้งานอยู่แรงดัน V_{out} จะเป็นไปตาม สมการ (2.4)

$$V_{out} = n(2V_{in} - 2V_{forward}) - \Delta V_{out} \quad (2.2)$$

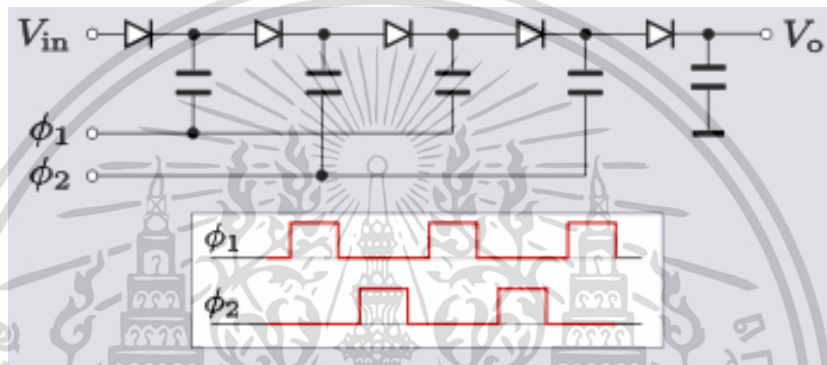
$$V_{out} = n(2V_{in} - 2V_{forward}) - \frac{I_{load}}{f_s C} \left(\frac{8n^3 + 6n^2 - n}{12} \right) \quad (2.3)$$

$$V_{out} = n \frac{(2V_{in} - 2V_{forward})}{1 + \left(\frac{8n^3 + 6n^2 - n}{12R_{load}f_s C} \right)} \quad (2.4)$$

ซึ่งในความเป็นจริงวงจรคูณแรงดันไฟฟ้าของ Cockcroft และ Walton จะมีการสูญเสียพลังงานจากแรงดันตกคร่อมที่ไดโอดเมื่อมีกระแสไหลผ่านและตัวเก็บประจุขณะมีการสวิตช์รวมทั้งตัวเก็บประจุที่มีการต่อแบบอนุกรมที่จะทำให้มีประสิทธิภาพลดลงเมื่อมี stages ขึ้น

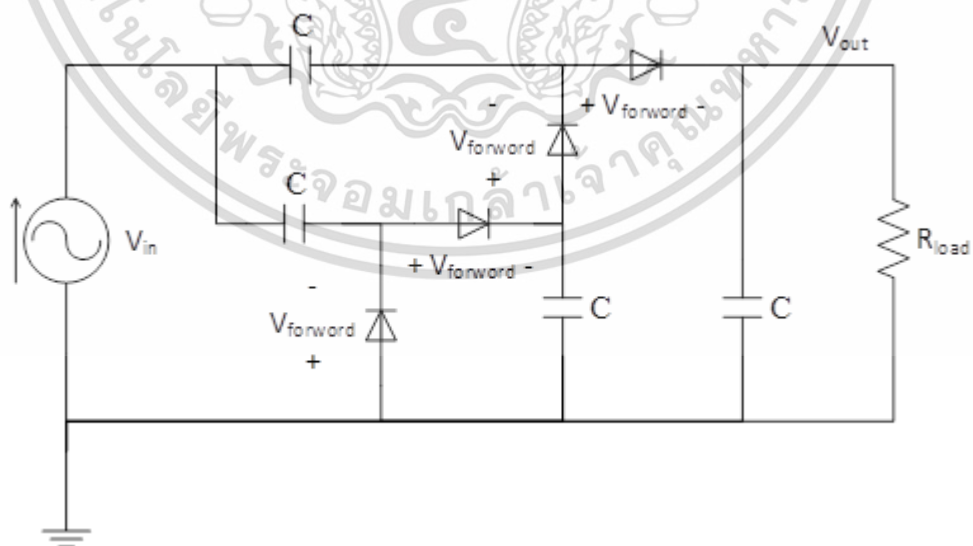
2.5.1.2 The Dickson Charge Pump [20] [21]

John F. Dickson ได้เสนอวงจรคูณด้วยแรงดันไฟฟ้าดังแสดงในรูปที่ 2.16 มันทำงานในลักษณะที่คล้ายคลึงกับวงจรคูณแรงดันไฟฟ้าของ Cockcroft และ Walton โดยมีการต่อไดโอดแต่ละชุดเป็นอนุกรมกันจากอินพุตไปยังเอาต์พุตโดยผ่านตัวเก็บประจุที่ต่อรวมกันแบบขนานในแต่ละชุด ทำให้ตัวเก็บประจุจำเป็นต้องทนแรงดันที่เกิดขึ้นโดยตรงในแต่ละโหนด ซึ่งอาจจะไม่ใช่ปัญหาถ้าแรงดันที่ตกคร่อมนั้นไม่เกินความสามารถในการทนแรงดันของตัวเก็บประจุ ข้อได้เปรียบของการต่อวงจรในรูปแบบนี้คือการคูณที่มีประสิทธิภาพสามารถเกิดขึ้นได้ด้วยค่าความจุที่สูงและความสามารถในการจ่ายกระแสเป็นอิสระไม่ขึ้นกับจำนวนตัวคูณ



รูปที่ 2.16 วงจรคูณแรงดันไฟฟ้าของ Dickson

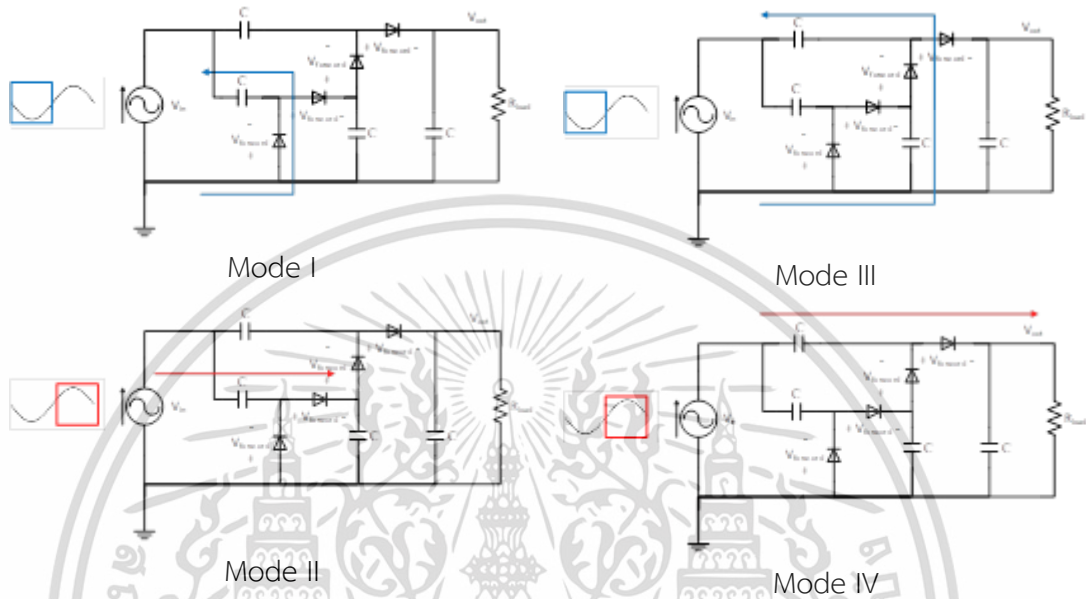
โดยทั่วไปสวิตช์จะถูกแทนที่ด้วยไดโอดในวงจรที่เกิดขึ้นจริงและการทำงานของสวิตช์นั้นมาจากแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับดังแสดงในรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 วงจรคูณแรงดันไฟฟ้าของ Dickson.ที่ใช้แหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ซึ่งมีการทำงานแบ่งได้เป็น 2 ช่วง คือเมื่อมีแรงดันอินพุตเป็นบวกและแรงดันอินพุตเป็นลบ ซึ่งในรูปที่ 2.18 Mode I แรงดันอินพุตเป็นลบทำให้มีการมีแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุสูงขึ้น เมื่อแรงดันอินพุตเป็นบวกในรูปที่ 2.18 Mode II จะทำให้เกิดแรงดันเพิ่มขึ้นเป็น 2 เท่าของแรงดันอินพุต และเกิดเป็นวัฏจักรจึงทำให้แรงดันสามารถเพิ่มขึ้นได้และส่งต่อไปยัง stages ถัดไปซึ่งเป็น รูปที่ 2.18 Mode III และ รูปที่ 2.18 Mode IV ต่อไปเรื่อยๆ



รูปที่ 2.18 หลักการทำงานวงจรคูณแรงดันไฟฟ้าของ Dickson

ในอุดมคติวงจรคูณแรงดันไฟฟ้าของ Dickson จะมีแรงดัน V_{out} เป็นไปตามสมการ (2.5)

$$V_{out} = (N + 1)V_{DD} - \frac{NI_{Load}}{fC} \quad (2.5)$$

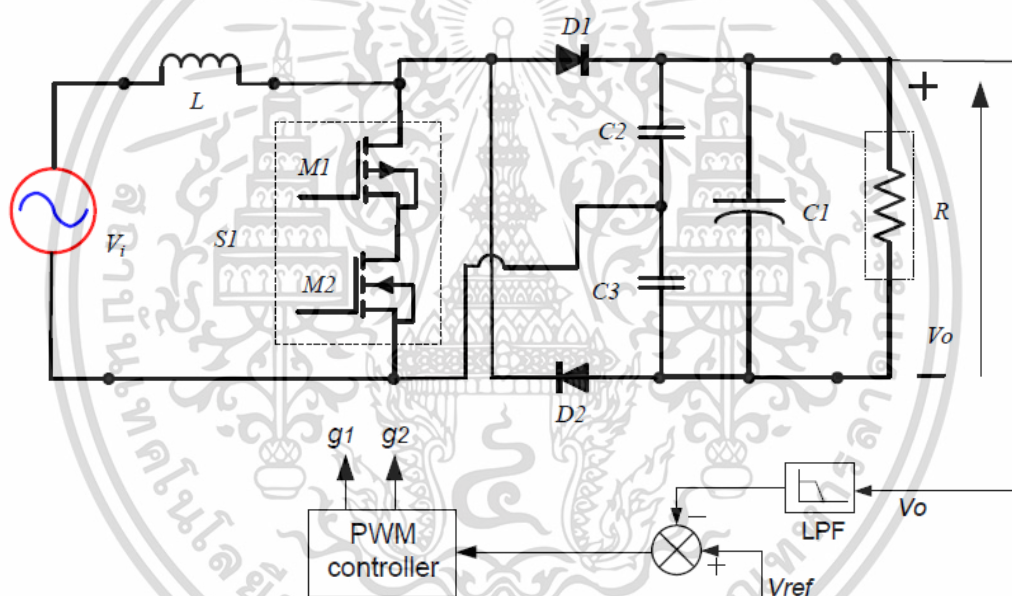
เมื่อ N เป็นจำนวน stages ของวงจรคูณแรงดันไฟฟ้า C คือตัวเก็บประจุ I_{Load} กระแสของโหลด f ความถี่ในการสวิตช์ที่มีแรงดันคือ V_{DD}

ซึ่งในความเป็นจริงวงจรคูณแรงดันไฟฟ้าของ Dickson จะมีการสูญเสียพลังงานจากแรงดันตกคร่อมที่ไดโอดเมื่อมีกระแสไหลผ่านและตัวเก็บประจุขณะมีการสวิตช์แต่เนื่องจากตัวเก็บประจุที่มีการต่อแบบอนุขนานจึงทำให้แต่ละ stages มีความสามารถจ่ายพลังงานที่เป็นอิสระต่อกันทำให้ไม่ขึ้นกับจำนวน stages

2.5.2 วงจรที่ใช้การสวิตช์การทำงานของขดลวดตัวนำ

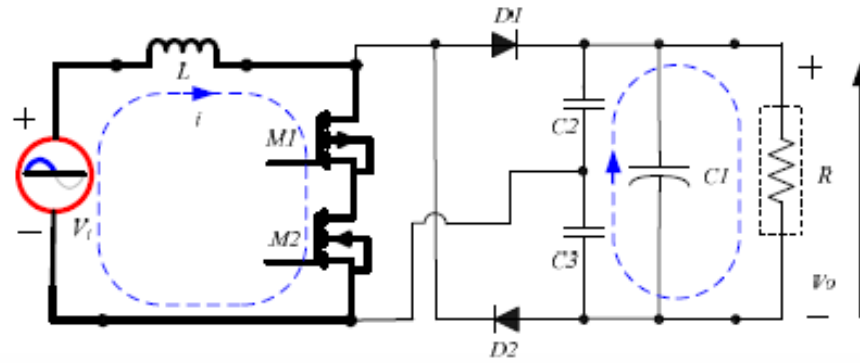
2.5.2.1 Split capacitor converter [22] [23]

เป็นวงจร split-capacitor topology ที่มีการประยุกต์มาจากวงจร Boost converter โดยมีการใช้ มอสเฟต 2 ตัว เป็น N-channel MOSFET และ P-channel MOSFET เพื่อมาทำงานเป็น bidirectional switch เพราะว่าไม่สามารถใช้อุปกรณ์เซมิคอนดักเตอร์เพียงตัวเดียวเพื่อทำงานในการนำและบล็อกกระแสไฟฟ้าแบบสองทิศทางได้ เพราะโดยธรรมชาติของโครงสร้างมอสเฟตจะมี body diodes อยู่จึงจะทำให้ไม่สามารถปิดกั้นกระแสไฟฟ้าในทิศทางตรงข้ามได้ ทำให้ต้องต้องใช้ bidirectional switch โดยการเชื่อมต่อขา drain ของ an N-MOSFET เข้ากับขา source ของ P-MOSFET ซึ่ง body diodes ของมอสเฟตจะปิดกั้นการนำกระแสไฟฟ้าในทิศทางตรงกันข้ามกันทำให้กระแสไม่สามารถไหลไปได้ ทำให้สามารถทำงานเปิด-ปิดการทำงานของมอสเฟตได้ทันทีและทำงานในการนำและบล็อกกระแสไฟฟ้าแบบสองทิศทางได้ ซึ่งจะเรียกว่า S1(M1, M2)

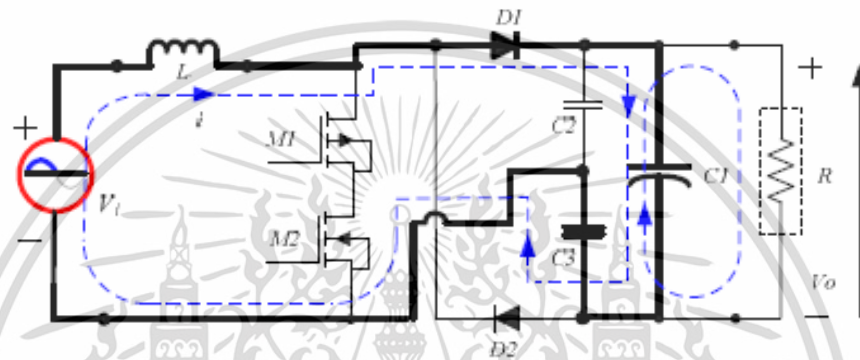


รูปที่ 2.19 split-capacitor topology

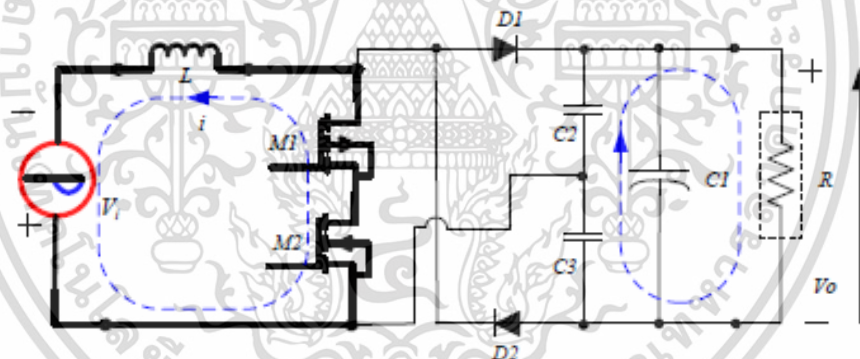
วงจร split-capacitor topology แสดงในรูปที่ 2.19 มีตัวเหนี่ยวนำ L ทำงานเพื่อเพิ่มแรงดันในแต่ละช่วงของสัญญาณอินพุตทั้งทางบวกและลบ และวงจร converter นี้มีการใช้ตัวเก็บประจุ 3 ตัว เพื่อเพิ่มแรงดันจากไฟฟ้ากระแสสลับแรงดันต่ำ ซึ่งมีการส่งถ่ายพลังงานแต่ในลรอบของการทำงาน โดยมี $C1$ ทำหน้าที่รักษาแรงดันเอาต์พุตให้มีระดับคงที่ และ $C2, C3$ เป็น split-capacitor จะการทำงานสลับกันร่วมกับไดโอด $D1, D2$ เพื่อนำกระแสในแต่ละช่วงของการทำงาน



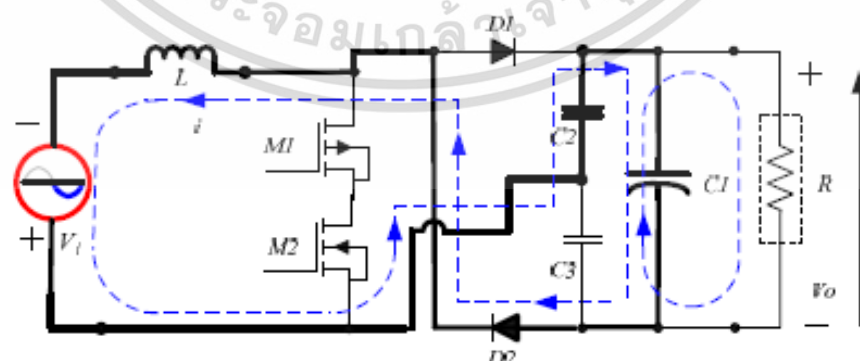
Mode I: M1 on, M2 on, D1 off, D2 off



Mode II: M1 off, M2 off, D1 on, D2 off



Mode III: M1 on, M2 on, D1 off, D2 off



Mode IV: M1 off, M2 off, D1 off, D2 on

รูปที่ 2.20 การทำงานของวงจร split-capacitor topology

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร split-capacitor topology มีการทำงานแบ่งออกเป็น 4 ช่วงการทำงานโดยแบ่งออกเป็น

1. การทำงานในช่วงแรงดันอินพุตเป็นบวก (mode I, II)

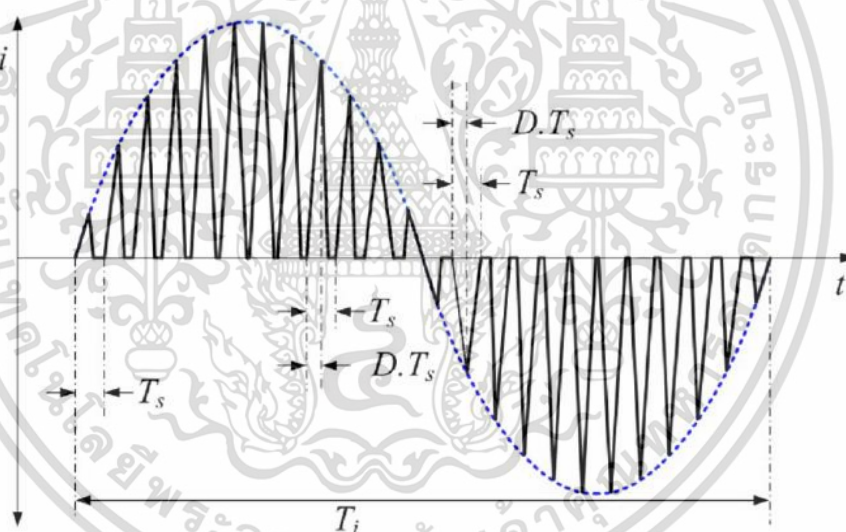
กระแสเหนี่ยวนำจะเพิ่มขึ้นเป็นเส้นตรงจากศูนย์เมื่อสวิตช์ $S_1(M_1, M_2)$ เปิดและเมื่อ $S_1(M_1, M_2)$ ถูกปิดตัว body diodes จะปิดกั้นกระแสเพื่อให้กระแสไหลผ่านไปทางไดโอด D_1 กระแสไหลจะเข้าสู่ตัวเก็บประจุ C_2 และพลังงานจากตัวเหนี่ยวนำจะถูกโอนไปยังตัวเก็บประจุ C_3

2. การทำงานในช่วงแรงดันอินพุตเป็นลบ (mode III, IV)

ในวงจรช่วงที่เป็นลบกระแสจะเพิ่มขึ้นในทิศทางตรงกันข้ามเมื่อ $S_1(M_1, M_2)$ เปิดอยู่ อย่างไรก็ตามเมื่อ $S_1(M_1, M_2)$ ถูกปิดไดโอด D_1 จะยังคงปิดอยู่ทำให้ ตัวเก็บประจุ C_2 และไดโอด D_2 จะนำกระแสไหลผ่านไปซึ่งพลังงานจากตัวเหนี่ยวนำจะถูกโอนไปยังตัวเก็บประจุ C_3

จะสังเกตได้ว่าทิศทางที่ไหลให้กับตัวเก็บประจุ C_1 นั้นจะมีทิศทางเดียวกันทั้งในช่วงของอินพุตที่เป็นบวกหรือลบ และสามารถควบคุมการจ่ายพลังงานให้กับโหลดได้ด้วยการปรับ duty cycle ในการสั่งเปิดปิด สวิตช์ $S_1(M_1, M_2)$

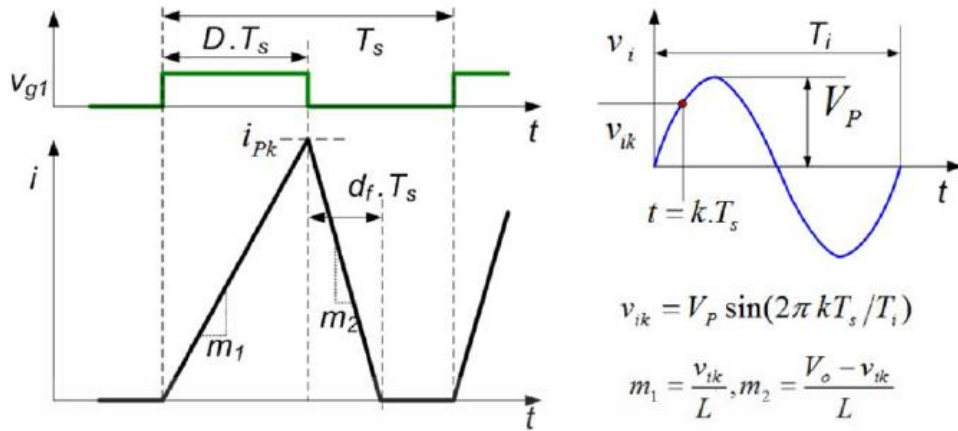
เมื่อพิจารณากระแสอินพุตของวงจร Split capacitor converter เป็นไปตามรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 กระแสอินพุตของวงจร Split capacitor converter

เมื่อพิจารณาการสวิตช์ของวงจร boost converter จะเป็นตามรูปที่ 2.22 โดยให้ T_s คือ คาบเวลาของการเปิด-ปิดสวิตช์, D คือ duty cycle ของวงจร boost converter, $d_f T_s$ คือกระแสขอบกลางของตัวเหนี่ยวนำเมื่อไดโอด D_1 นำกระแส, v_i คือแรงดันอินพุตของวงจร converter โดยมีขนาดเป็น v_p และ v_0 คือแรงดันเอาต์พุตของวงจร converter

ในการวิเคราะห์ที่นำเสนอนี้ ค่า parasitic ต่างๆในวงจรจะถูกละเว้นและถือว่าให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่อยู่ตลอด



รูปที่ 2.22 พฤติกรรมของแรงดันและกระแสของสวิตช์ (S1) ในวงจร Split capacitor converter

สมมติให้คาบเวลาของการเปิด-ปิดสวิตช์ T_s มีค่าน้อยกว่า คาบเวลาของแรงดันอินพุต T_i อยู่มาก เมื่ออยู่ในระหว่างการดำเนินการ boost converter กระแสสูงสุดในตัวเหนี่ยวนำมีค่าตามสมการ (2.6)

$$i_{pk} = m_1 D T_s = \frac{v_{ik} D T_s}{L} \quad (2.6)$$

เมื่อ

$$m_1 = \frac{v_{ik}}{L} \quad (2.7)$$

$$v_{ik} = V_p \sin\left(\frac{2\pi k T_s}{T_i}\right) \quad (2.8)$$

หลังจากสวิตช์ S1 ปิด กระแสในตัวเหนี่ยวนำจะเริ่มตกลงด้วยความชัน m_2 (รูปที่ 2.22) ซึ่งแรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในช่วงนี้เป็น $V_o - v_{ik}$ ทำให้หากระแสในตัวเหนี่ยวนำนี้ได้ตามสมการ (2.9)

$$d_f T_s = \frac{i_{pk}}{m_2} = \frac{i_{pk} L}{V_o - v_{ik}} \quad (2.9)$$

พลังงานในช่วงระหว่างที่สวิตช์ S1 เปิดนำกระแส

$$E_{ton} = V \cdot I \cdot t_{on} = v_{ik} i_{pk} (D T_s) \quad (2.10)$$

พลังงานในช่วงระหว่างที่สวิตช์ S1 ปิดนำกระแส

$$E_{toff} = V \cdot I \cdot t_{off} = v_{ik} i_{pk} (d_f T_s) \quad (2.11)$$

พลังงานทั้งหมดจากอินพุตส่งผ่านไปให้เอาต์พุตในช่วงระหว่างการดำเนินการ boost converter เป็นไปตามสมการ (2.14)

$$E_k = \frac{E_{Ton} + E_{Toff}}{2} \quad (2.12)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$E_k = \frac{v_{ik}i_{pk}(DT_s) + v_{ik}i_{pk}(d_f T_s)}{2} \quad (2.13)$$

$$E_k = \frac{v_{ik}i_{pk}(D + d_f)T_s}{2} \quad (2.14)$$

จำนวนรอบของการสวิตช์ในช่วงหนึ่งคาบของอินพุตกำหนดให้เป็น $N = \frac{T_i}{T_s}$

กำลังไฟฟ้าเฉลี่ย P_i ของ Split capacitor converter เป็นไปตามสมการ (2.15)

$$P_{ib} = \left(\frac{1}{T_i}\right) \sum_{K=1}^N E_k \quad (2.15)$$

$$= \left(\frac{1}{T_i}\right) \sum_{K=1}^N \frac{v_{ik}i_{pk}(D_b + d_f)T_s}{2}$$

เมื่อมีแรงดันอินพุต $v_i = V_p \sin\left(\frac{2\pi t}{T}\right)$ ถ้า N มีค่ามากๆ จะสามารถลดความซับซ้อนของ (2.15) ด้วยการประมาณลงเหลือเป็น (2.16)

$$P_{ib} = \frac{D^2 T_s V_p^2}{4L_1} \cdot \beta \quad (2.16)$$

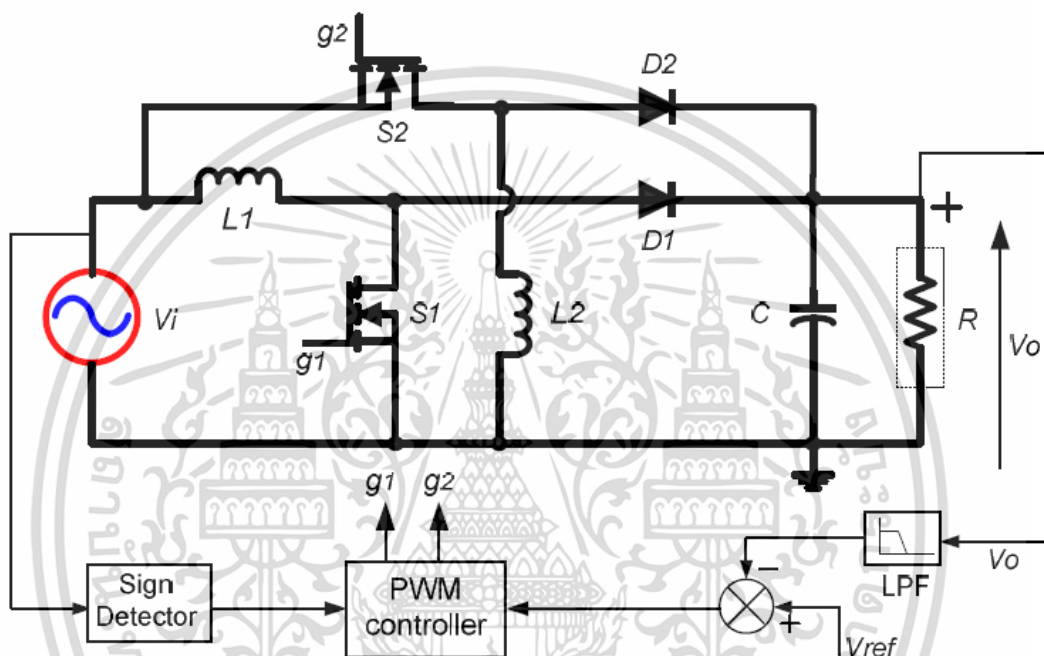
เมื่อ

$$\beta = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} \frac{\sin^2 \theta}{1 - \left(\frac{V_p}{V_0}\right) \sin \theta} d\theta, \quad \theta = \frac{2\pi t}{T_i} \quad (2.17)$$

ซึ่งทำให้ β และ θ เป็นค่าคงที่ของ V_p และ V_0 นอกจากนี้สมการ (2.16) ยังสามารถใช้เพื่อประมาณค่า Duty cycle ในการทำงานของ converter สำหรับโหลด ซึ่งข้อมูลนี้สามารถนำไปใช้เพื่อออกแบบ MOSFETs, inductor และ diodes ของ converter ต่อไปได้

2.5.2.2 Combined boost and buck boost converter [24] [25]

วงจร Combined boost and buck boost converter ดังรูปที่ 2.23 เป็นวงจรที่ประกอบไปด้วยวงจร boost converter และ buck-boost converter นำมาต่อให้มีการทำงานแบบขนานกัน โดยมี C ทำหน้าที่รักษาแรงดันเอาต์พุตให้มีระดับคงที่ในรับพลังงานมาจากวงจร boost converter (ตัวเหนี่ยวนำ $L1$, สวิตช์ $S1$, และไดโอด $D1$) และวงจร buck-boost converter (ตัวเหนี่ยวนำ $L2$, สวิตช์ $S2$, และไดโอด $D2$) ซึ่งจะแยกกันทำงานในแต่ละช่วงของสัญญาณอินพุตที่เป็นซิกบวกและซิกลบตามลำดับ



รูปที่ 2.23 Combined boost and buck boost converter

การทำงาน Combined boost and buck boost converter มีการทำงานประกอบไปด้วย 4 ช่วงการทำงานโดยแบ่งออกเป็น

1. การทำงานในช่วงแรงดันอินพุตเป็นบวก (mode I, II)

เป็นการทำงานของวงจร boost converter เมื่อเริ่มการทำงาน mode I จะจ่ายไฟให้แรงดัน V_{g1} เป็น high ทำให้ $S1$ มีสถานะเปิด กระแสจะไหลผ่าน ตัวนำ $L1$ ณ ขณะเดียวกัน V_{g2} เป็น low ทำให้ $S2$ มีสถานะปิดไม่นำกระแส และ ไดโอด $D1, D2$ มีสถานะปิดด้วยเช่นกัน

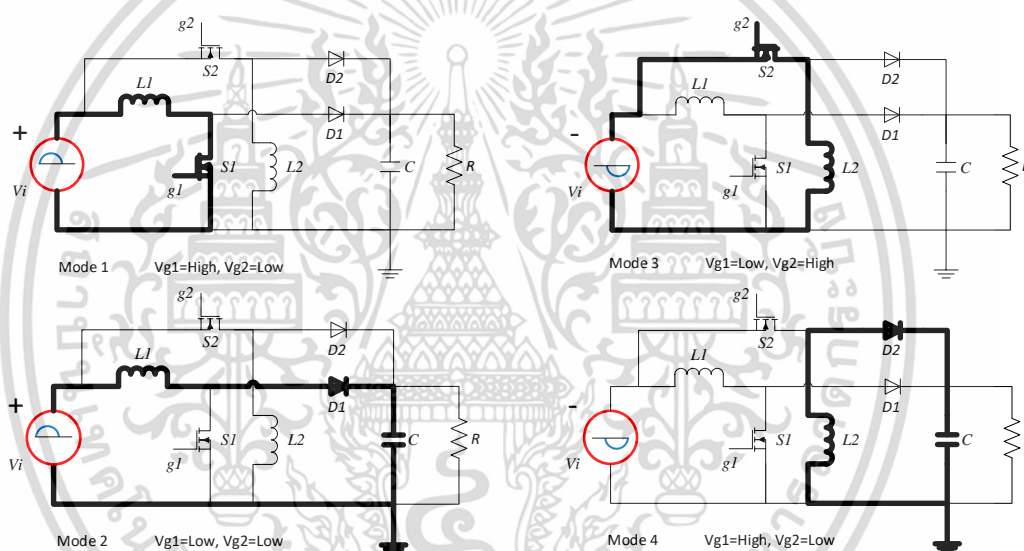
เมื่อเข้าสู่ mode II จะจ่ายไฟให้แรงดัน V_{g1} เป็น low ทำให้ $S1$ มีสถานะปิดไม่นำกระแส ทำให้กระแสที่ไหลผ่าน $L1$ ไปยังไดโอด $D1$ เพื่อจ่ายให้กับตัวเก็บประจุ C ซึ่งในโหมดนี้ $S2$ และ $D2$ มีสถานะ ปิด เช่นเดิม

2. การทำงานในช่วงแรงดันอินพุตเป็นลบ (mode III, IV)

เป็นการทำงานของวงจร buck boost converter การทำงาน mode III จะจ่ายไฟให้แรงดัน V_{g2} เป็น high ทำให้ S2 มีสถานะเปิด กระแสจะไหลผ่าน ตัวนำ $L2$ ในทิศทางเป็นกระแสลบ ณ ขณะเดียวกัน V_{g1} เป็น low ทำให้ S1 มีสถานะปิดไม่นำกระแส และ ไดโอด D1, D2 มีสถานะปิดด้วยเช่นกัน

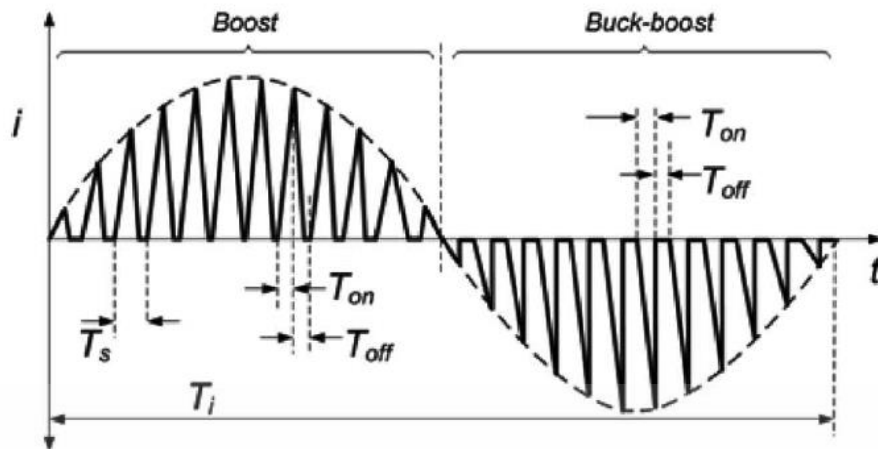
เมื่อเข้าสู่ mode IV จะจ่ายไฟให้แรงดัน V_{g2} เป็น low ทำให้ S2 มีสถานะปิดไม่นำกระแส ทำให้กระแสที่ไหลผ่าน $L2$ ไปยังไดโอด D2 เพื่อจ่ายให้กับตัวเก็บประจุ C ซึ่งในโหมดนี้ S1 และ D1 มีสถานะ ปิด เช่นเดิม

จะสังเกตได้ว่าทิศทางที่ไหลให้กับตัวเก็บประจุ C นั้นจะมีทิศทางเดียวกันทั้งในช่วงของอินพุตที่เป็นบวกหรือลบ และสามารถควบคุมการจ่ายพลังงานให้กับโหลดได้ด้วยการปรับ duty cycle ในการสั่งเปิดปิด สวิตช์ S1, S2

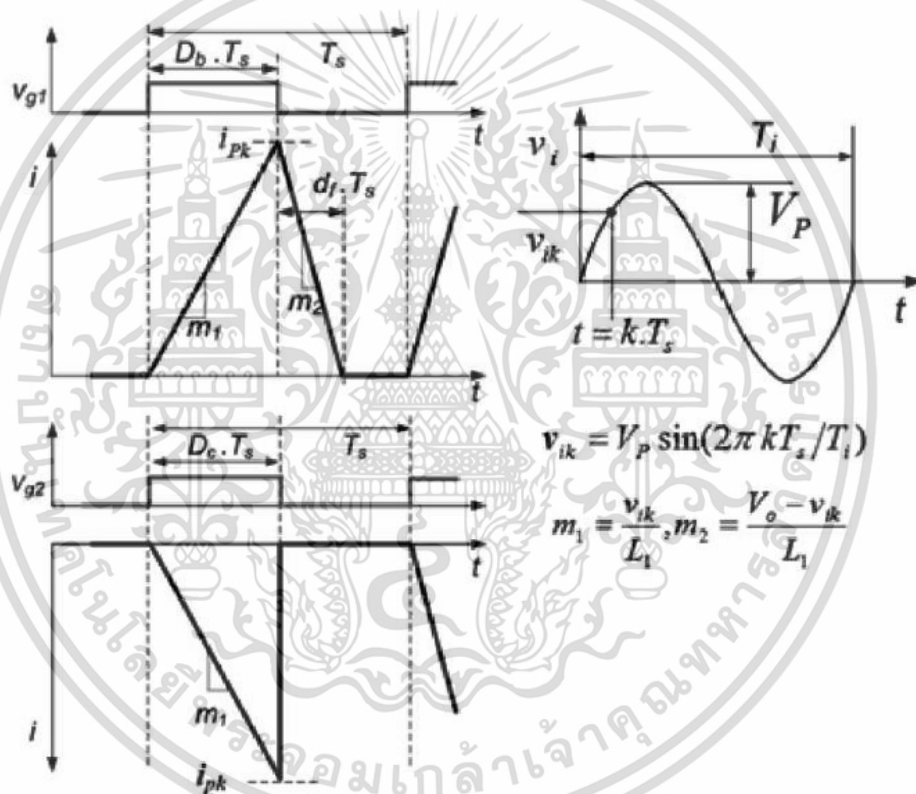


รูปที่ 2.24 การทำงานของวงจร Combined boost and buck boost converter

เมื่อพิจารณากระแสอินพุตของวงจร Combined boost and buck boost converter ใน รูปที่ 2.25 สามารถสังเกตได้ว่าในระหว่างการดำเนินการ boost converter กระแสอินพุต (i) จะมีค่าเท่ากับกระแสในตัวเหนี่ยวนำ (i_{L1}) แต่ในระหว่างการดำเนินการ buck boost converter กระแสอินพุต (i) จะมีไม่ค่าเท่ากับกระแสในตัวเหนี่ยวนำ (i_{L2}) นี้เป็นเพราะว่าใน buck boost converter กระแสอินพุตจะมีค่าเป็น 0 ระหว่างในช่วงที่สวิตช์ S2 ปิดการนำกระแส (T_{off}) ดังนั้น พลังงานที่จะสามารถจ่ายโดยวงจร buck boost converter จะมีค่าเท่ากับพลังงานที่ถูกเก็บสะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำ และในวงจร boost converter พลังงานที่สามารถจ่ายได้จะมีค่ามากกว่าพลังงานที่เก็บสะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำเมื่อมี duty cycle ของการสวิตช์ แรงดันอินพุต และค่าตัวเหนี่ยวนำ ($L1, L2$) เท่ากัน



รูปที่ 2.25 กระแสอินพุตของวงจร Combined boost and buck boost converter



รูปที่ 2.26 พฤติกรรมของแรงดันและกระแสของสวิตช์ (S1,S2) ในวงจร Combined boost and buck boost converter

เมื่อพิจารณาการสวิตช์ของวงจร boost converter และ buck boost converter จะเป็นตามรูปที่ 2.26 โดยให้ T_s คือคาบเวลาของการเปิด-ปิดสวิตช์, D_b คือ duty cycle ของวงจร boost converter, $d_f T_s$ คือกระแสขอบกลางของตัวเหนี่ยวนำเมื่อไดโอด D1 นำกระแส, D_c คือ duty cycle ของวงจร buck-boost converter, v_i คือแรงดันอินพุตของวงจร converter โดยมีขนาดเป็น v_p และ v_o คือแรงดันเอาต์พุตของวงจร converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สมมติให้คาบเวลาของการเปิด-ปิดสวิตช์ T_s มีค่าน้อยกว่า คาบเวลาของแรงดันอินพุต T_i อยู่
มาก เมื่ออยู่ในระหว่างการดำเนินการ boost converter กระแสสูงสุดในตัวเหนี่ยวนำมีค่าตาม
สมการ (2.18) โดยให้การ S1 เปิด และกระแสใน L1 เริ่มต้นจาก 0 ขึ้นไปยัง i_{pk}

$$i_{pk} = m_1 D_b T_s = \frac{v_{ik} D_b T_s}{L_1} \quad (2.18)$$

เมื่อ

$$m_1 = \frac{v_{ik}}{L_1} \quad (2.19)$$

$$v_{ik} = V_p \sin\left(\frac{2\pi k T_s}{T_i}\right) \quad (2.20)$$

หลังจากสวิตช์ S1 ปิด กระแสในตัวเหนี่ยวนำจะเริ่มตกลงด้วยความชัน m_2 (รูปที่ 2.26) ซึ่ง
แรงดันที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในช่วงนี้เป็น $V_0 - v_{ik}$ ทำให้หากระแสในตัวเหนี่ยวนำนี้ได้ตามสมการ (2.21)

$$d_f T_s = \frac{i_{pk}}{m_2} = \frac{i_{pk} L_1}{V_0 - v_{ik}} \quad (2.21)$$

พลังงานในช่วงระหว่างการดำเนินการ boost converter ขณะที่สวิตช์ S1 เปิดนำกระแส

$$E_{ton} = V \cdot I \cdot t_{on} = v_{ik} i_{pk} (D_b T_s) \quad (2.22)$$

พลังงานในช่วงระหว่างการดำเนินการ boost converter ขณะที่สวิตช์ S1 ปิดนำกระแส

$$E_{toff} = V \cdot I \cdot t_{off} = v_{ik} i_{pk} (d_f T_s) \quad (2.23)$$

พลังงานทั้งหมดจากอินพุตในช่วงระหว่างการดำเนินการ boost converter เป็นไปตามสมการ
(2.26)

$$E_{kb} = \frac{E_{Ton} + E_{Toff}}{2} \quad (2.24)$$

$$E_{kb} = \frac{v_{ik} i_{pk} (D_b T_s) + v_{ik} i_{pk} (d_f T_s)}{2} \quad (2.25)$$

$$E_{kb} = \frac{v_{ik} i_{pk} (D_b + d_f) T_s}{2} \quad (2.26)$$

กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่ต้องจ่ายให้วงจรในช่วงระหว่างการดำเนินการ boost converter เป็นไปตาม
สมการ (2.27)

$$P_{kb} = \frac{E_k}{T_s} = \frac{v_{ik} i_{pk} (D_b + d_f)}{2} \quad (2.27)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จำนวนรอบของการสวิตช์ในช่วงหนึ่งคาบของอินพุตกำหนดให้เป็น $N = \frac{T_i}{T_s}$ ซึ่งในโครงสร้างของ Combined boost and buck boost converter ในช่วงการทำงานของวงจร boost converter นั้น จะทำงานอยู่เพียงครึ่งหนึ่งของคาบสัญญาณอินพุตที่มีแรงดันเป็นบวก ($T_i/2$)

กำลังไฟฟ้าเฉลี่ย P_{ib} ของ boost converter ในช่วงครึ่งหนึ่งของคาบสัญญาณอินพุตเป็นไปตามสมการ (2.28)

$$P_{ib} = \left(\frac{2}{N}\right) \sum_{K=1}^{N/2} P_{kb} = \left(\frac{2}{N}\right) \sum_{K=1}^{N/2} \frac{v_{ik} i_{pk} (D_b + d_f)}{2} \quad (2.28)$$

เมื่อ

$$P_{kb} = \frac{D_b^2 T_s}{2L_1} V_p^2 \sin^2 \left(\frac{2\pi}{T_i} t \right) \times V_0 \left(V_0 - V_p \sin \left(\frac{2\pi}{T_i} t \right) \right)^{-1} \quad (2.29)$$

สามารถเปลี่ยนฟังก์ชัน discrete (2.28) โดยใช้วิธีการคำนวณด้วยการ integrating แทน summation ได้จะได้เป็นสมการ (2.30)

$$P_{ib} = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \frac{D_b^2 T_s}{2L_1} V_p^2 \sin^2 \left(\frac{2\pi}{T_i} t \right) \times \frac{V_0}{\left(V_0 - V_p \sin \left(\frac{2\pi}{T_i} t \right) \right)} dt \quad (2.30)$$

เมื่อมีแรงดันอินพุต $v_i = V_p \sin \left(\frac{2\pi t}{T} \right)$ จะสามารถลดความซับซ้อนของ (2.30) ลงเหลือเป็น (2.31)

$$P_{ib} = \frac{D_b^2 T_s V_p^2}{4L_1} \cdot \beta \quad (2.31)$$

เมื่อ

$$\beta = \frac{2}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{1}{1 - \left(\frac{V_p}{V_0} \right) \sin \theta} d\theta, \quad \theta = \frac{2\pi t}{T_i} \quad (2.32)$$

ซึ่งทำให้ β และ θ เป็นค่าคงที่ของ V_p และ V_0 นอกจากนี้ยังพบว่าสำหรับความถี่สวิตช์ที่มีค่ามากของ converter พลังงานโดยเฉลี่ยไม่ขึ้นอยู่กับความถี่แรงดันไฟฟ้าของสัญญาณอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กำลังไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ยของ converter มีค่าเท่ากับ ผลรวมของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ยและค่า loss ที่เกิดขึ้นใน converter ดังนั้นจึงกำหนดประสิทธิภาพของ converter เป็น η สำหรับโหลดที่เป็น R ทำให้กำลังไฟฟ้าทางอินพุตและกำลังไฟฟ้าทางเอาต์พุตเป็นไปตามสมการ (2.33)

$$\frac{D_b^2 T_s V_p^2}{4L_1} \cdot \beta = \frac{V_0^2}{R \eta} \quad (2.33)$$

ดังนั้นค่า Duty cycle ของ boost converter D_b เป็นไปตามสมการ (2.34)

$$D_b = \frac{2V_0}{V_p} \sqrt{\frac{L_1}{RT_s \eta} \frac{1}{\beta}} \quad (2.34)$$

นอกจากนี้ให้พิจารณาการทำงานของวงจร buck boost converter กำลังงานอินพุตจะมีเฉพาะช่วงที่สวิตช์ S2 เปิดนำกระแสตามรูปที่ 2.24 เมื่อสวิตช์ S2 ปิดกระแสอินพุตจะมีค่าเป็น 0 เมื่ออยู่ในระหว่างการดำเนินการ buck boost converter กระแสสูงสุดในตัวเหนี่ยวนำมีค่าตามสมการ (2.35) โดยให้การ S2 เปิด และกระแสใน L_1 เริ่มต้นจาก 0 ขึ้นไปยัง i_{pk}

$$i_{pk} = m_1 D_c T_s = \frac{v_{ik} D_c T_s}{L_2} \quad (2.35)$$

กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่ต้องจ่ายให้วงจรในช่วงระหว่างการดำเนินการ buck boost converter สามารถหาได้จาก (2.36)

$$P_{kc} = \frac{v_{ik} i_{pk} D_c}{2} \quad (2.36)$$

ใช้วิธีการที่คล้ายคลึงกับก่อนหน้านี้ในวงจร boost converter กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยสามารถแสดงในรูปแบบ integrating ได้ดังสมการ (2.37)

$$P_{ic} = \frac{2}{T_1} \int_0^{T_1/2} \frac{D_c^2 T_s}{2L_2} V_p^2 \sin^2 \left(\frac{2\pi}{T_i} t \right) dt = \frac{D_c^2 T_s V_p^2}{4L_1} \quad (2.37)$$

เมื่อมีแรงดันอินพุต $v_i = V_p \sin \left(\frac{2\pi t}{T} \right)$ จะสามารถลดความซับซ้อนของ (2.37) ลงเป็น (2.38)

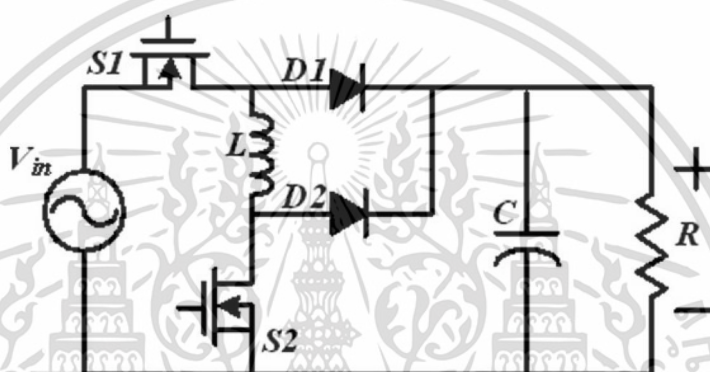
$$\frac{D_c^2 T_s V_p^2}{4L_2} = \frac{V_0^2}{R \eta} \quad (2.38)$$

ดังนั้นค่า Duty cycle ของ buck boost converter D_c เป็นไปตามสมการ (2.39)

$$D_c = \frac{2V_0}{V_p} \sqrt{\frac{L_2}{RT_s \eta}} \quad (2.39)$$

2.5.2.3 Single inductor with Combined boost and buck boost converter [26] [27] [28]

วงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ดัง รูปที่ 2.27 เป็นวงจรที่ประกอบไปด้วยวงจร boost converter และ buck-boost converter นำมาต่อให้มีการทำงานแบบขนานกัน โดยมีการพัฒนามาต่อยอดมาจากวงจร Combined boost and buck boost converter ในรูปที่ 2.23 ซึ่งมีการลดขนาดของวงจรลงโดยมีการใช้ตัวเหนี่ยวนำ L เพียงตัวเดียวในการทำงานทั้งวงจร boost converter และ buck-boost converter ทำให้มีหลักการการทำงานคล้ายกับการทำงานของวงจร Combined boost and buck boost converter ที่มีการทำงานแบ่งออกเป็นช่วงของสัญญาณครึ่งบวก และสัญญาณครึ่งลบเช่นเดียวกัน



รูปที่ 2.27 Single inductor with Combined boost and buck boost converter

การทำงาน Single inductor with Combined boost and buck boost converter มีการทำงานประกอบไปด้วย 6 ช่วงการทำงานโดยแบ่งออกเป็น

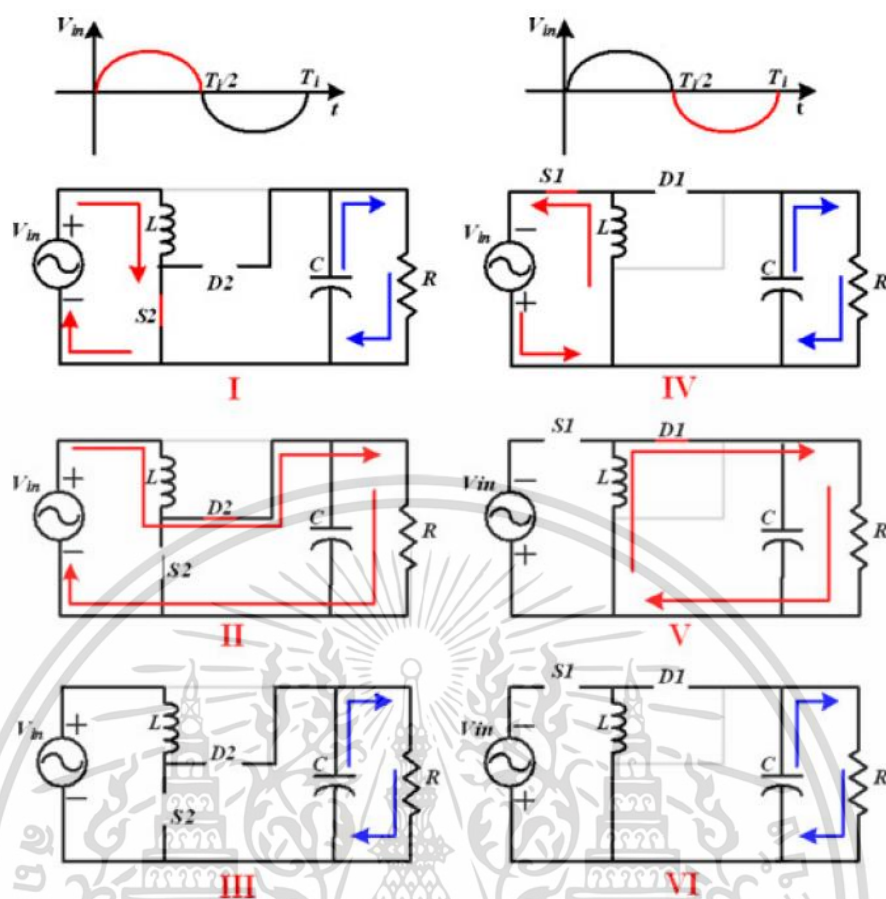
1. การทำงานในช่วงแรงดันอินพุตเป็นบวก (mode I - III)

เป็นการทำงานของวงจร boost converter เช่นเดียวกันกับวงจร Combined boost and buck boost converter แตกต่างเพียงมีการทำงานของสวิตช์ $S1$ จะเปิดตลอด แล้วสวิตช์ $S2$ จะเปิดและปิด ในโหมด mode I - III

2. การทำงานในช่วงแรงดันอินพุตเป็นบวก (mode IV - VI)

เป็นการทำงานของวงจร buck boost converter เช่นเดียวกันกับวงจร Combined boost and buck boost converter แตกต่างเพียงมีการทำงานของสวิตช์ $S2$ จะเปิดตลอด แล้วสวิตช์ $S1$ จะเปิดและปิด ในโหมด mode IV - VI

ในการทำงานของโหมดต่างๆจะมีการอธิบายโดยละเอียดในบทถัดไป



รูปที่ 2.28 การทำงานของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

2.5.3 บทสรุป

วงจรที่ใช้การสวิตช์การทำงานของตัวเก็บประจุและวงจรที่ใช้การสวิตช์การทำงานของขดลวด ตัวนำนั้นต่างมีข้อดีและข้อเสียที่ต่างกันไปซึ่งเมื่อเราทำการรวมทั้ง 2 วงจรนี้เข้ามาทำงานด้วยกันแล้ว จะสามารถแก้ไขข้อเสียที่เกิดข้อได้ทั้ง 2 วงจร ซึ่งเป็นไปตามทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

โดยทำการเลือกใช้วงจรที่ใช้การสวิตช์การทำงานของตัวเก็บประจุเป็นวงจร The Cockcroft-Walton High-voltage Charge Pump มาประยุกต์ใช้งาน เพราะว่า จาก [29] ที่ stage น้อย ความสามารถในการจ่ายพลังงานได้มากกว่าวงจรของ Dickson Charge Pump

และวงจรที่ใช้การสวิตช์การทำงานของขดลวด เป็นวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter มาประยุกต์ใช้งาน เพราะว่ามีประสิทธิภาพที่สูงกว่าวงจรอื่นดัง ตารางที่ 4.5 เนื่องจากในความเป็นจริงวงจร Split capacitor converter จะการสูญเสียพลังงานในตัวเก็บประจุ $C2$ และ $C3$ ที่ใช้เป็นทางไหลกลับของกระแสในขณะมีการสวิตช์จึงทำให้มีประสิทธิภาพต่ำกว่าวงจรอื่น และ วงจร Combined boost and buck boost converter มีการทำงานเช่นเดียวกับ Single inductor with Combined boost and buck boost converter มีขนาดเล็กกว่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 3

การออกแบบวงจร A self-starting AC to DC step-up converter

3.1 บทนำ

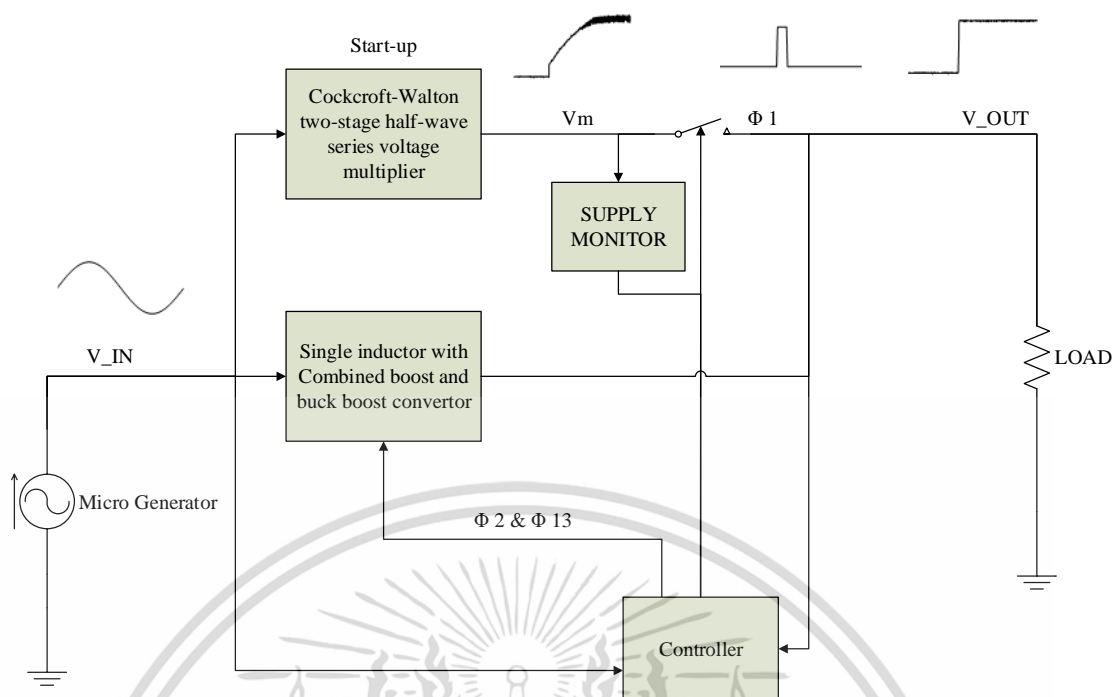
ในบทนี้กล่าวถึง หลักการทำงาน การออกแบบและการเลือกอุปกรณ์ วงจร A self-starting AC to DC step-up converter นำเสนอในงานวิจัยนี้ ซึ่งเป็นการพัฒนาต่อยอดขึ้นมาจากวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter เดิม ที่มีการเริ่มต้นการทำงานด้วยการใช้พลังงานจากภายนอก (แบตเตอรี่) โดยวงจรแบบใหม่ที่น่าเสนอในการวิจัยนี้ มีการเพิ่มวงจรสำหรับการเริ่มต้นการทำงาน เพื่อใช้สำหรับให้ วงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter เริ่มการทำงานได้โดยไม่มีแหล่งพลังงานจากภายนอก ส่งผลให้มีความสามารถในการนำไปประยุกต์ใช้งานที่หลากหลายมากขึ้นและสะดวกต่อการใช้งานมากขึ้น

ในหัวข้อถัดไปประกอบไปด้วย การวิเคราะห์โครงสร้างและหลักการทำงานของส่วนประกอบภายใน วงจร A self-starting AC to DC step-up converter ในแต่ละโหมด การออกแบบ และการเลือกใช้อุปกรณ์ที่เหมาะสม

3.2 หลักการทำงานของวงจร

วงจร A self-starting AC to DC step-up converter เป็นวงจรเรียงกระแสและวงจรรักษาระดับแรงดันซึ่งมีโครงสร้างพื้นฐานของวงจรในการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับให้กลายเป็นไฟฟ้ากระแสตรงและรักษาระดับแรงดันให้คงที่ โดยวงจรต่ออยู่ระหว่างแหล่งจ่ายไฟตรงไม่คงค่า (Unregulator Power Supply) กับโหลด มีหน้าที่จ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับโหลดและสามารถรักษาระดับแรงดันให้คงตัวขณะ

1. โหลดหรือกระแสขาออกเปลี่ยนแปลง
2. แรงดันของแหล่งจ่ายไฟตรงไม่คงค่า เปลี่ยนแปลงทั้งนี้รวมถึงระลอกคลื่นด้วย (ripple)
3. อุณหภูมิของวงจรเปลี่ยนแปลง



รูปที่ 3.1 วงจร A self-starting AC to DC step-up converter

วงจร A self-starting AC to DC step-up converter มีโครงสร้างที่สำคัญ ประกอบไปด้วย วงจรหลัก 4 ส่วน

1. วงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up
2. วงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter
3. วงจร Controller
4. วงจร Supply monitor

มีการทำงานแบ่งออกเป็น 2 ช่วง

1. ขณะเริ่มต้นการทำงาน ขณะเวลาที่แรงดันไฟฟ้าที่ตำแหน่ง V_{OUT} มีค่าต่ำกว่า 1.8V
2. ขณะการทำงานปกติ ขณะเวลาที่แรงดันไฟฟ้าที่ตำแหน่ง V_{OUT} มีค่ามากกว่า 1.8V

เมื่อเริ่มต้นการทำงานพลังงานไฟฟ้าที่เก็บเกี่ยวได้จากสิ่งแวดล้อมโดยผ่าน micro generator โดยปกติส่วนใหญ่จะให้แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่มีค่าต่ำกว่าที่จะทำให้ Controller ซึ่งเป็นส่วนควบคุมหลักของการทำงานของวงจรมันเริ่มทำงานได้ จำเป็นต้องมีวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up ในการช่วยเริ่มการทำงานของวงจรโดยมีหน้าที่หลักในการจ่ายพลังงานให้กับ Controller ในระยะเวลาช่วงหนึ่งที่สามารถทำให้ Controller เริ่มต้นการทำงานและเข้าสู่สภาวะการทำงานปกติ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

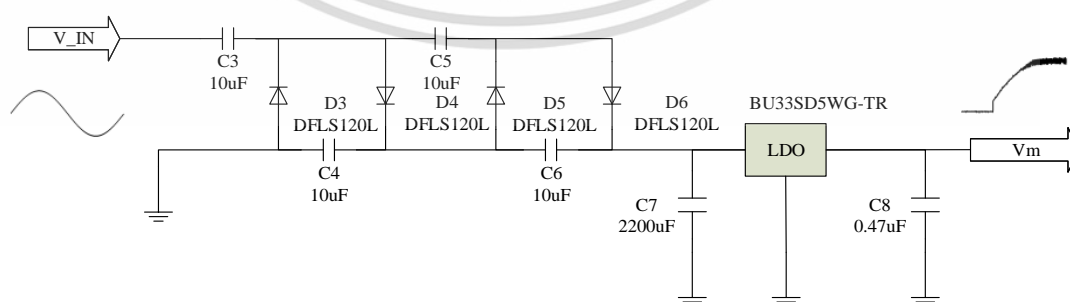
วงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up ภายในมีตัวเก็บกักเก็บพลังงาน ซึ่งเป็น Capacitor ในการทำงานพลังงานหรือประจุไฟฟ้าที่สะสม จะแปรผันตรงกับแรงดันที่ตกคร่อม ดังสมการ (3.1)

$$V(t) = \frac{Q(t)}{C} \quad (3.1)$$

ขณะที่ทำงาน ชาร์ตประจุ switch Φ 1 จะอยู่ในสถานะ open circuit เมื่อทำการ charge จนมีค่าแรงดันไฟฟ้าที่สูงมากเพียงพอ วงจร Supply monitor จะทำการ close circuit ของ switch Φ 1 ทำให้พลังงานถูกจ่ายให้กับ controller เพื่อเริ่มต้นการทำงานซึ่งมีความสามารถในการจ่ายพลังงานของวงจร start up นั้นมีค่ายาวนานเพียงพอที่จะทำให้วงจร controller ควบคุมการทำงาน Single inductor with Combined boost and buck boost converter ทำงานและจ่ายพลังงานได้มากเพียงพอที่ controller ทำงานได้โดยใช้พลังงานจากวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ซึ่ง ณ เวลานี้ Controller จะทำการสั่งให้ switch Φ 1 open circuit เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร เนื่องจาก วงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up นั้นมี ประสิทธิภาพของวงจรต่ำกว่า เมื่อเทียบกับวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

3.2.1 วงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up

โครงสร้างของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up ที่นำเสนอนี้ ประกอบด้วยวงจร Cockcroft-Walton voltage multiplier ทำการต่อแบบ series เป็นวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier มี Capacitor energy stores และ Voltage regulator ดังรูปที่ 3.2 ซึ่งมีอุปกรณ์ C3,C4,C5,C6,C7,C8 เป็นตัวเก็บประจุ D3,D4,D5,D6 เป็นไดโอด LDO เป็น Output voltage regulator



รูปที่ 3.2 วงจร start-up

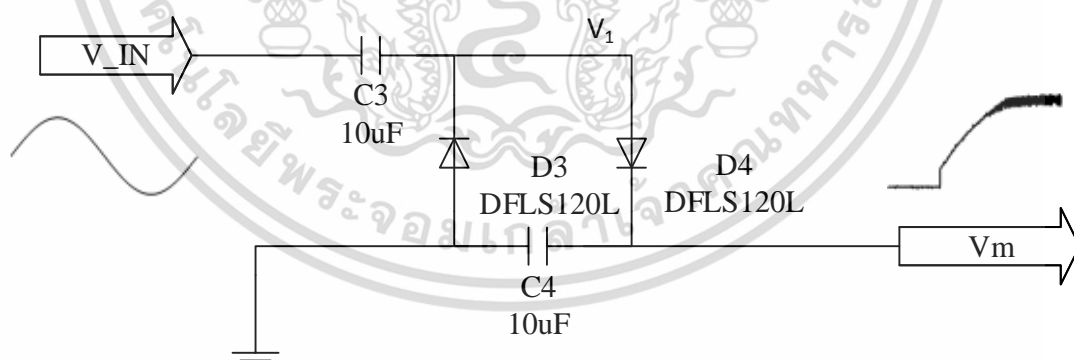
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1.1 หลักการทำงาน

การทำงานของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up มีวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier ในการรับพลังงานอินพุตที่เป็นกระแสสลับแรงดันต่ำจากแหล่งพลังงานภายนอกเพื่อทำหน้าที่ในการจัดเรียงกระแสและเพิ่มระดับแรงดันจากอินพุตที่เป็นกระแสสลับแรงดันต่ำให้เป็นเอาต์พุตกระแสตรงแรงดันสูงซึ่งทำให้กระแสที่จ่ายได้มีค่าต่ำทำให้ไม่สามารถถูกนำไปใช้งานได้โดยตรง จึงได้นำ Capacitor energy stores มาเก็บสะสมพลังงานไว้เพื่อให้สามารถนำมาจ่ายกระแสได้เพียงพอต่อการใช้งานในระยะเวลานั้นๆ โดยมี Voltage regulator ในการควบคุมแรงดันที่จะถูกนำไปใช้ เพื่อป้องกันความเสียหายที่เกิดจากแรงดันที่สูงเกินไป

3.2.1.1.1 วงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier

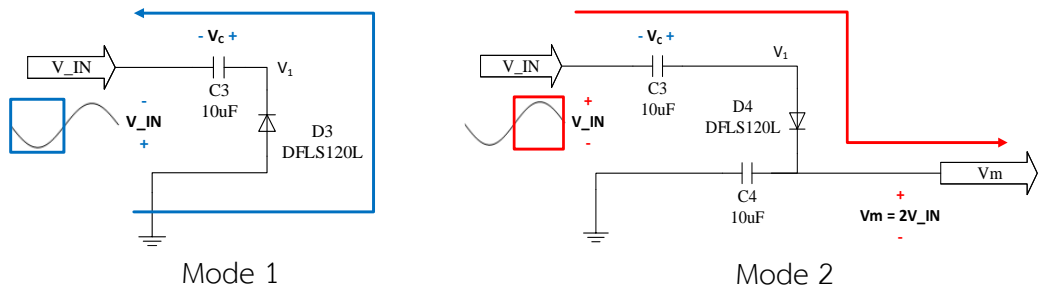
วงจร Cockcroft-Walton voltage multiplier มีการทำงานเป็นแบบ open-loop แรงดันเอาต์พุตจะขึ้นกับแรงดันอินพุตและโหลดตามทฤษฎีที่ได้กล่าวในบทที่ 2 ซึ่งมีการแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ช่วง ขึ้นกับแรงดันอินพุต โดยขณะที่แรงดันอินพุตเป็นซีกบวกวงจร Cockcroft-Walton voltage multiplier จะทำงานด้วยวงจร clampers หรือ DC restorers ประกอบด้วย C3, D3 และขณะที่แรงดันอินพุตเป็นซีกบวกวงจร Cockcroft-Walton voltage multiplier จะทำงานด้วยวงจร half-wave rectifier ประกอบด้วย D4, C4



รูปที่ 3.3 วงจร Cockcroft-Walton voltage multiplier

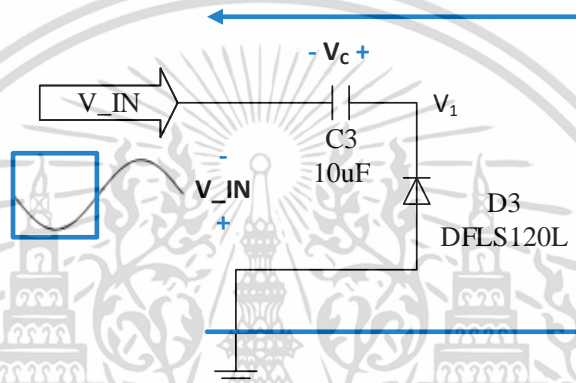
ในวิเคราะห์ทำแบบ discontinuous conduction mode (DCM) โดยสมมติสัญญาณอินพุตมีขนาดใหญ่และการสมมติสถานะวงจรนี้เป็นวงจรในอุดมคติ กล่าวคือจะพิจารณาขณะไม่มีโหลดหรือโหลดไม่มีกระแสไหลผ่าน ทำให้จำแนกโหมดในการทำงานออกเป็น 2 โหมด ขึ้นกับแรงดันอินพุตดังรูปที่ 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 หลักการทำงานของวงจร Cockcroft-Walton voltage multiplier

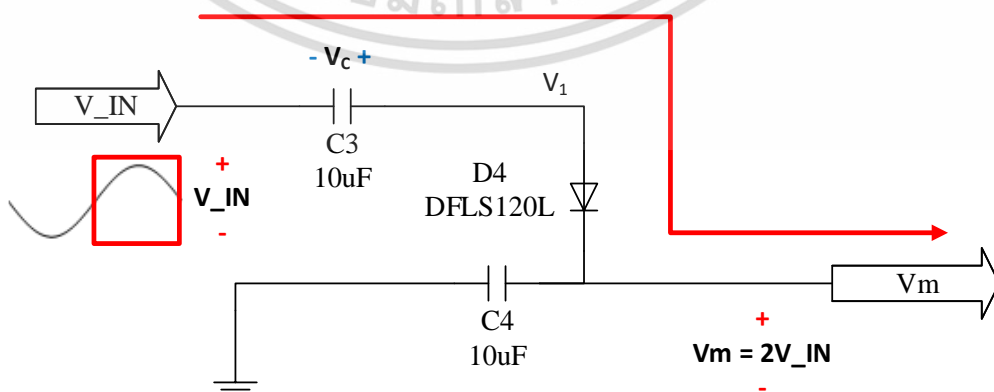
3.2.1.1.1 โหมดการทำงานที่ 1



รูปที่ 3.5 การทำงานขณะที่แรงดันอินพุตเป็นซีกลบ วงจร Cockcroft-Walton voltage multiplier

หลักการทำงานโหมดที่ 1 ขณะที่แรงดันอินพุตเป็นซีกลบวงจร Cockcroft-Walton voltage multiplier จะทำงานด้วยวงจร clippers หรือ DC restorers กระแสจะไหลผ่านไดโอด D3 เพื่อไปชาร์ตประจุเก็บไว้ที่ตัวเก็บประจุ C3 ทำให้แรงดัน V_C เพิ่มขึ้นประมาณได้เท่ากับ V_{IN}

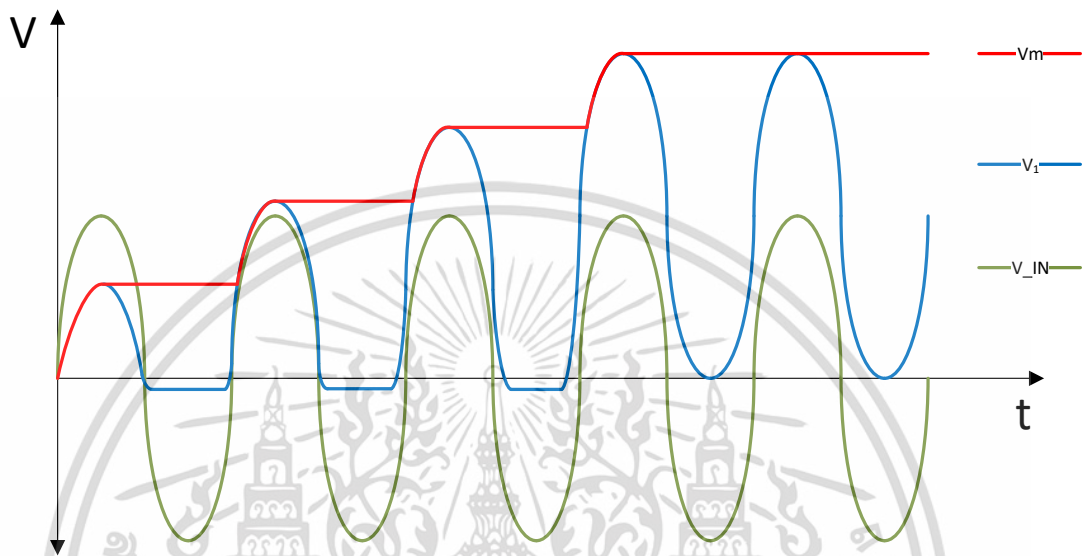
3.2.1.1.2 โหมดการทำงานที่ 2



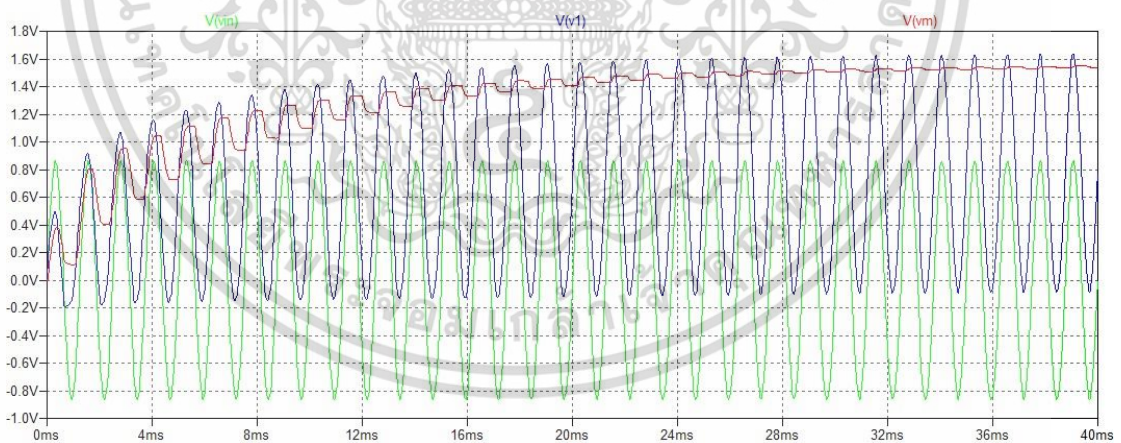
รูปที่ 3.6 การทำงานขณะที่แรงดันอินพุตเป็นซีกบวก วงจร Cockcroft-Walton voltage multiplier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หลักการทํางานโหมดที่ 2 ขณะทีแรงแดันอินพุตเป็นซิกบวก กระแสจะไหลผ่านตัวเก็บประจุ C3 ทำให้แรงแดันที่ตำแหน่ง V_1 มีโดยประมาณเท่ากับ $2V_{IN}$ ผ่านไดโอด D4 เพื่อไปชาร์ตประจุเก็บไว้ที่ตัวเก็บประจุ C4 ทำหน้าที่กรองแรงแดัน V_m ให้เป็น DC โดยขณะเริ่มต้นการทํางาน V_1 และ V_m จะค่อยๆ เพิ่มขึ้นเป็นไปตามรูปที่ 3.7 ซึ่งความเร็วนั้นจะแปรผันตรงตามแรงแดันและความถี่อินพุต



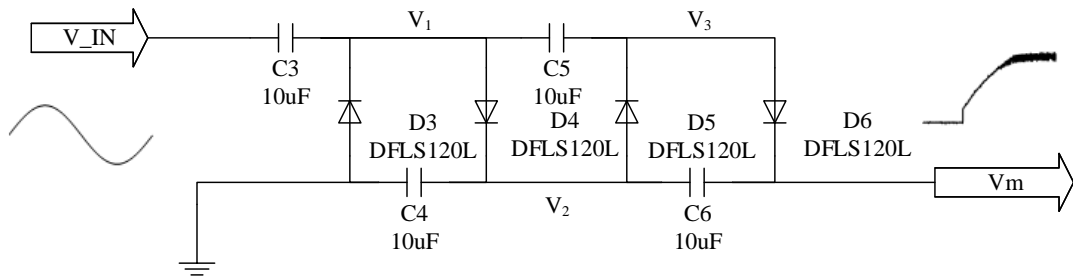
รูปที่ 3.7 แสดงการพฤติกรรมขณะเริ่มทํางานของวงจร Cockcroft-Walton voltage multiplier



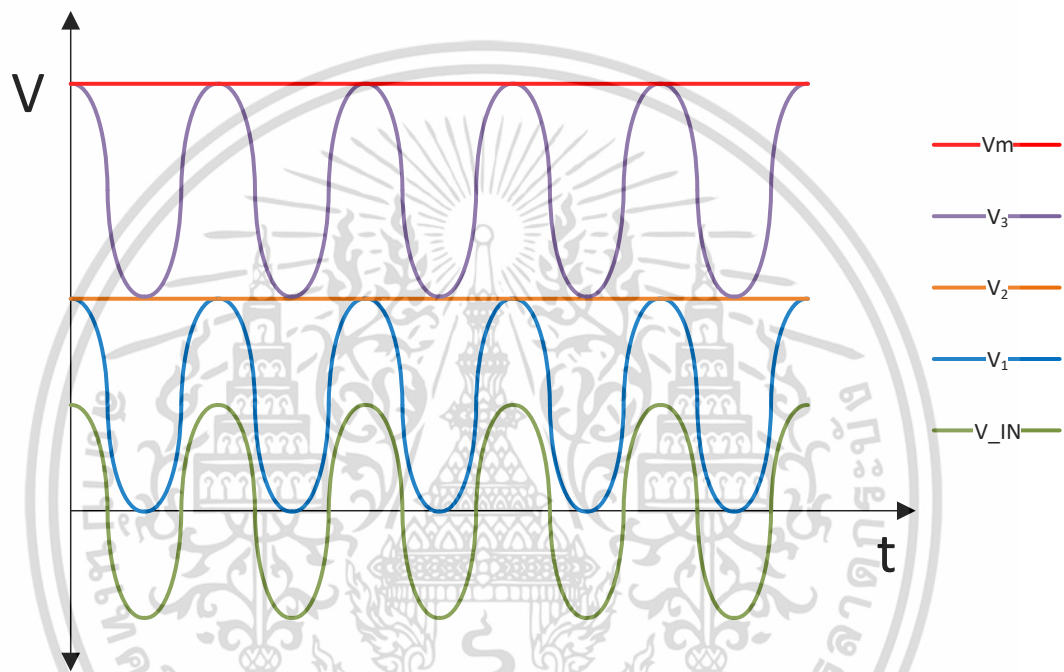
รูปที่ 3.8 แสดงผลการ simulation ขณะเริ่มทํางานของวงจร Cockcroft-Walton voltage multiplier

เมื่อนำวงจร Cockcroft-Walton voltage multiplier จำนวน 2 วงจรทำการต่อแบบ series เป็นวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier ตามรูปที่ 3.9 ทำให้แรงแดันที่ตำแหน่ง V_m มีโดยประมาณเท่ากับ $4V_{IN}$ ตามรูปที่ 3.10

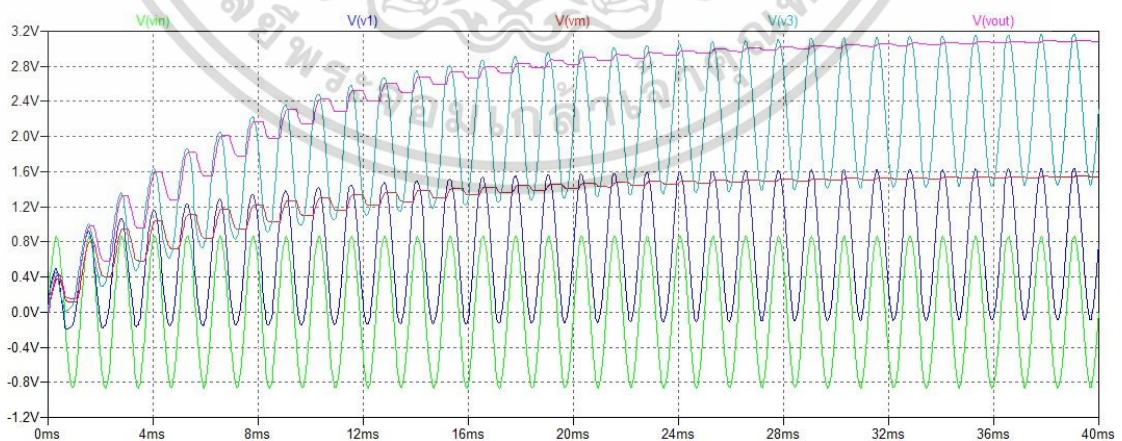
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.9 วงจร two-stage half-wave series voltage multiplier



รูปที่ 3.10 แสดงการพฤติกรรมของวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier



รูปที่ 3.11 แสดงผลการ simulation ของวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1.1.2 ตัวเก็บประจุ Capacitor energy stores

ทำหน้าที่ในการสะสมพลังงานที่มาจากวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier ซึ่งให้อาต์พุตกระแสตรงแรงดันสูงซึ่งทำให้กระแสที่จ่ายได้มีค่าต่ำเป็นไปตามกฎการอนุรักษ์พลังงาน

ทำให้ไม่สามารถถูกนำไปใช้งานได้โดยตรง จึงได้นำตัวเก็บประจุมาเก็บสะสมพลังงานไว้เพื่อให้นำมาจ่ายกระแสได้เพียงพอต่อการใช้งานในระยะเวลาสั้นๆ ดังรูปที่ 3.12

ประจุไฟฟ้าที่สะสมในตัวเก็บประจุจะแปรผันตรงกับแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุหรือขนาดความจุของตัวเก็บประจุ ดังสมการ (3.2)

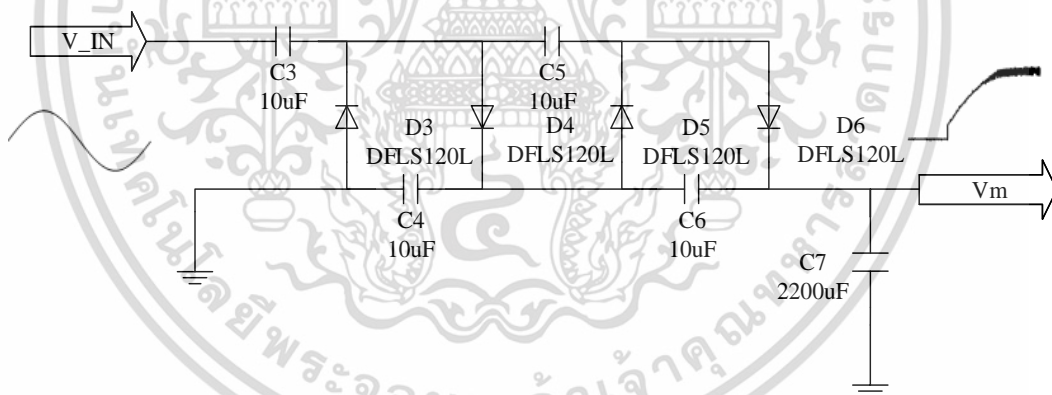
$$V(t) = \frac{Q(t)}{C} \quad (3.2)$$

ดังนั้นพลังงานงานที่สะสมจะให้กระแสไฟฟ้าได้ดังสมการ (3.3)

$$I(t) = \frac{dQ(t)}{dt} = C \frac{dV(t)}{dt} \quad (3.3)$$

ประมาณค่าโดยความเป็นเชิงเส้น

$$t \approx C \frac{(V_{max} - V_{min})}{I} \quad (3.4)$$



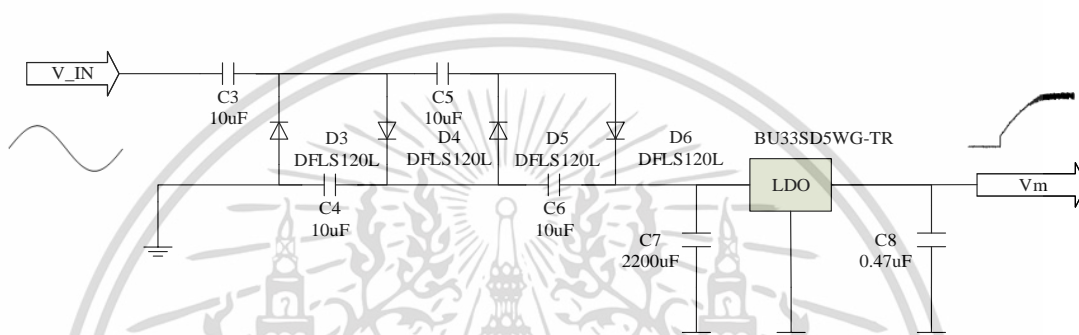
รูปที่ 3.12 Capacitor energy stores ในวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.2.1.1.3 วงจรรักษาระดับแรงดัน (Voltage Regulators)

ทำหน้าที่รักษาระดับแรงดันไฟตรงที่จ่ายให้โหลดหรือวงจรส่วนอื่นมีค่าคงที่ ไม่เปลี่ยนแปลงตามแหล่งจ่ายและไม่เปลี่ยนแปลงตามสภาพโหลดเพื่อป้องกันความเสียหายของวงจรส่วนอื่น

เนื่องจากวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier เป็นการทำงานแบบ open-loop แรงดันที่เอาต์พุตจะขึ้นกับแรงดันอินพุตโดยตรงทำให้มีค่าไม่แน่นอนและแรงดันที่ได้จากวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier มีค่าที่สูงเพื่อสำหรับการกักเก็บพลังงานในตัวเก็บประจุ ทำให้ไม่สามารถนำไปใช้งานได้โดยตรงจำเป็นต้องมีการควบคุมระดับแรงดันให้อยู่ในช่วงที่วงจรส่วนอื่นนั้นสามารถทำงานได้โดยไม่เกิดความผิดพลาดหรือความเสียหายของอุปกรณ์



รูปที่ 3.13 วงจรรักษาระดับแรงดันในวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier

3.2.1.2 การออกแบบ

3.2.1.2.1 ตัวเก็บประจุ

- ในกรณีตัวเก็บประจุ C3-C6 ในวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier ขนาดตัวเก็บประจุในวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier (C3-C6) จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับความถี่ของสัญญาณอินพุต ในการใช้งานที่ความถี่ต่ำ <math>< 10\text{kHz}</math> นิยมใช้ขนาดตัวเก็บประจุอยู่ในช่วง 1.0-200 μF และในการใช้งานที่ความถี่สูง >math>10\text{kHz}</math> นิยมใช้ขนาดตัวเก็บประจุอยู่ในช่วง 0.02-0.06 μF

ระดับแรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่รับได้ของตัวเก็บประจุในวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier (C3-C6) ควรเลือกตัวเก็บประจุที่มีระดับแรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่รับได้มากกว่า 2 เท่าของแรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่เกิดขึ้นจริงสำหรับวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier ตัวเก็บประจุจะต้องรับแรงดันไฟฟ้าสูงสุดขนาด $2V_{IN}$ ควรเลือกระดับแรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่รับได้ของตัวเก็บประจุประมาณ $4V_{IN}$ เป็นอย่างต่ำ

- ในกรณีตัวเก็บประจุ C7-C8 ในวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier ตัวเก็บประจุ Capacitor energy stores (C7) ในวงจร Start-up ใช้สำหรับสะสมพลังงาน ขนาดที่เลือกใช้จะเป็นสัดส่วนโดยตรงกับระยะเวลาในการคายประจุซึ่งประมาณค่าได้ดังสมการ (3.6)

ควรเลือกตัวเก็บประจุที่มีค่ามากกว่าค่าที่คำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$t \approx C \frac{(V_{max} - V_{min})}{I} \quad (3.5)$$

$$C \approx \frac{t * I}{(V_{max} - V_{min})} \quad (3.6)$$

ระดับแรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่รับได้ของตัวเก็บประจุ Capacitor energy stores (C7) จะขึ้นกับจำนวน state ของวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier ควรเลือกตัวเก็บประจุที่มีระดับแรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่รับได้มากกว่าแรงดันไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุดที่เกิดขึ้นจริงสำหรับวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier ดังนั้นควรเลือกระดับแรงดันไฟฟ้าสูงสุดที่รับได้ของตัวเก็บประจุมากกว่า $4V_{IN}$

ตัวเก็บประจุ Output voltage regulator (C8) ใช้สำหรับ filter LDO ตาม datasheet แนะนำ หรือ มีขนาดใหญ่เพียงพอในการรักษาระดับแรงดัน V_m

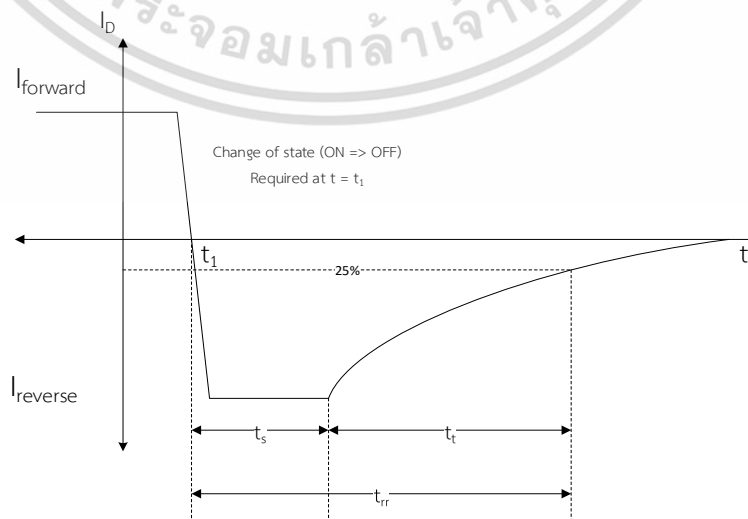
$$V_{ripple} = \frac{I_{load}}{fC} \quad (3.7)$$

3.2.1.2.2 ไดโอด

คุณสมบัติที่จำเป็นในการเลือกไดโอดของวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier มีดังนี้

Reverse recovery time (t_{rr})

ช่วงเวลาที่เริ่มคิดจากจุดที่กระแสเปลี่ยนจาก forward bias เป็น reverse bias มีค่าเท่ากับศูนย์ ถึงเวลาจุดที่ reverse bias มีค่าลดลงเหลือ 25% ของค่า reverse bias สูงสุด



รูปที่ 3.14 Reverse recovery time (t_{rr})

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในกรณีอุดมคติ ถ้าแรงดันป้อนให้กับไดโอดมีการเปลี่ยนแปลงอย่างทันทีทันใดจาก forward bias เป็น reverse bias ไดโอดจะเปลี่ยนสถานะทันทีทันใดจากการนำไฟฟ้าเป็นไม่นำไฟฟ้า

แต่อย่างไรก็ตามในความเป็นจริงเนื่องจากการมี minority carriers จำนวนมากในแต่ละวัสดุ กระแสไฟฟ้าของไดโอดจะไหลย้อนกลับและยังคงค้างค่ากระแสย้อนกลับ $I_{reverse}$ ไว้เช่นนั้นในช่วงเวลาหนึ่ง เท่ากับ storage time, t_s ซึ่งเป็นช่วงเวลาที่ใช้เพื่อเปลี่ยน minority carries ให้เป็น majority carries ใน opposite material ซึ่งเป็นช่วงเวลาที่ short-circuit หลังจากนั้นเมื่อช่วงเวลา storage phase ผ่านไป กระแสจะค่อยๆ ลดระดับลงเข้าสู่ภาวะไม่นำกระแสอย่างที่ควรจะเป็นโดยใช้เวลาเท่ากับ transition interval, t_t

ดังนั้น reverse recovery time (t_{rr}) จะเป็นรวมของ storage time (t_s) และ transition interval (t_t)

$$t_{rr} = t_s + t_t \quad (3.8)$$

วงจร two-stage half-wave series voltage multiplier ค่า t_{rr} มีความสำคัญต่อการตอบสนองต่อความเร็วในการทำงานของไดโอดทำให้เป็นตัวกำหนดความถี่สูงสุดที่วงจรจะสามารถในงานได้ ในกรณีที่เลวร้ายที่สุด reverse recovery time ไม่เพียงพอที่จะทำให้เกิดความร้อนอุปกรณ์มากเกินไป เป็นการสูญเสียพลังงานในวงจรอย่างมีนัยสำคัญ การดำเนินงานอย่างต่อเนื่องในโหมดนี้ มักจะส่งผลให้เกิดความเสียหายอย่างถาวรไปยังอุปกรณ์

Peak Repetitive Reverse Voltage (V_{RRM})

ค่าแรงดันไฟฟ้าขณะใดๆที่ไดโอดสามารถทนกระแสไฟฟ้าได้ เมื่อไดโอดได้รับแรงดัน reverse bias แบบต่อเนื่อง

วงจร two-stage half-wave series voltage multiplier แรงดัน reverse bias ของไดโอดแต่ละตัวจะสูงสุดที่ $2V_{IN}$ ดังนั้นควรเลือกไดโอดที่มี Peak Repetitive Reverse Voltage (V_{RRM}) = $2V_{IN}$ เป็นอย่างต่ำ

Non-Repetitive Peak Forward Surge Current (I_{FSM})

ค่ากระแสสูงสุดที่ยอมให้ไหลผ่านไดโอดในช่วงระยะเวลาอันสั้น ขณะได้รับ forward bias ซึ่งค่านี้จะมีค่ากระแสสูงกว่า Maximum average forward current (I_{FAV}) ของครึ่งลูกคลื่นไซน์เป็นอย่างมาก ค่านี้จะกลายเป็นสิ่งสำคัญเมื่อพิจารณาเกี่ยวกับตัวเก็บประจุขนาดใหญ่เพื่อให้การทำงานของวงจรนั้นสามารถดำเนินการได้โดยไม่เกิดความเสียหายและด้วยเทคโนโลยีของ silicon die ปัจจุบัน ในอุปกรณ์โดยทั่วไปนั้นมีสูงมากซึ่งเพียงพอต่อการใช้งานของวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Maximum average forward current ($I_{F(AV)}$)

ค่ากระแสเฉลี่ยสูงสุดที่ยอมให้ไหลผ่านไดโอดเมื่อได้รับแรงดัน forward bias โดยไม่ทำให้ไดโอดเสียหาย

วงจร two-stage half-wave series voltage multiplier ตามที่ระบุไว้ก่อนหน้านี้ได้กำหนดให้เป็นวงจรนี้เป็นวงจรในอุดมคติ กล่าวคือจะพิจารณาขณะไหลไม่มีกระแสไหลผ่าน ทำให้กระแสที่เกิดขึ้นในวงจรนี้จะมีเพียงการชาร์ตประจุให้กับตัวเก็บประจุซึ่งมีกระแสที่เกิดขึ้นมีค่าต่ำมาก ด้วยเทคโนโลยีของ silicon die ปัจจุบัน ในอุปกรณ์โดยทั่วไปนั้นมีสูงมากซึ่งเพียงพอต่อการใช้งานของวงจร two-stage half-wave series voltage multiplier

Maximum peak forward voltage (V_{FM})

ค่าแรงดัน forward bias สูงสุดที่ยอมให้ตกคร่อมไดโอดซึ่งมีค่าขึ้นอยู่กับกระแสที่ไหลผ่านไดโอดซึ่งเกิดขึ้นบริเวณที่รอยต่อพี-เอ็นของไดโอด

วงจร two-stage half-wave series voltage multiplier ค่าแรงดัน forward bias สูงสุดที่ยอมให้ตกคร่อมไดโอดควรมีค่าที่น้อยที่สุดเท่าที่เป็นไปได้เนื่องจากส่งผลโดยตรงต่อ loss ที่เกิดขึ้นในวงจร

3.2.1.2.3 วงจรรักษาระดับแรงดัน (Voltage Regulators)

คุณสมบัติที่จำเป็นในการเลือก Voltage Regulators ในวงจร start-up มีดังนี้

Input voltage range

แรงดันอินพุตที่สามารถรองรับแรงดันที่มาจาก two-stage half-wave series voltage multiplier ได้อย่างครอบคลุมในการใช้งานเพื่อป้องกันความเสียหายที่จะเกิดขึ้นทั้งกับวงจรรักษาระดับแรงดัน (Voltage Regulators) และส่วนโหลดที่นำไปใช้งาน

Output Voltage and Output Current

ความสามารถในการควบคุมแรงดันและกระแสให้เพียงพอต่อความต้องการของโหลดโดยขณะโหลดใช้กระแสยังสามารถควบคุมแรงดันให้คงที่ได้อยู่ได้ เพื่อให้ไม่เกิดความเสียหายหรือความผิดปกติที่จะเกิดขึ้นกับโหลดอันเนื่องมาจากระดับแรงดันและกระแสไม่เพียงพอหรือมากเกินไป

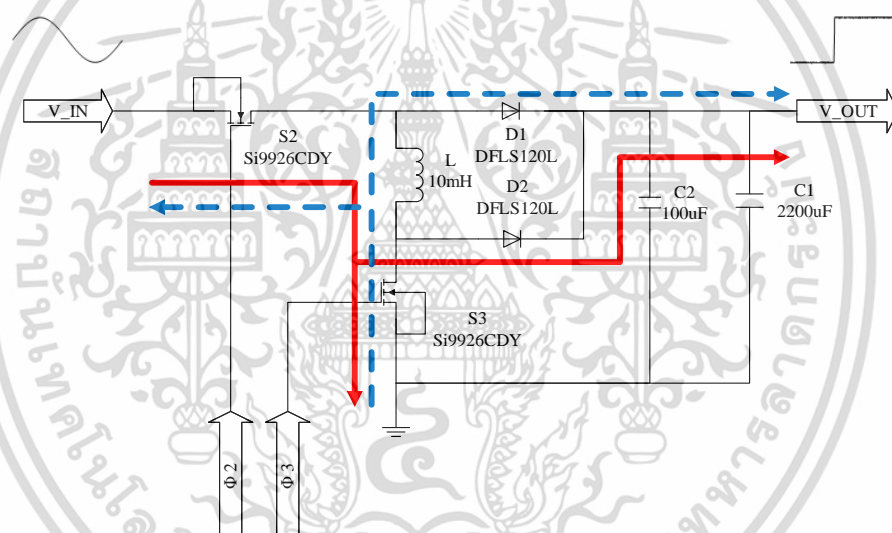
Dropout Voltage

แรงดันที่ตกคร่อมที่วงจรรักษาระดับแรงดัน (Voltage Regulators) ระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตซึ่งมีผลต่อการใช้งานในขณะที่แรงดันอินพุตมีค่าต่ำอยากทำให้วงจรรักษาระดับแรงดัน เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

(Voltage Regulators)ไม่สามารถควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีความเป็นไปตามที่ออกแบบ ซึ่งส่งผลกระทบต่อการทำงานของวงจรที่แรงดันต่ำๆไม่สามารถทำงานได้หรือความการทำงานที่ผิดพลาดทำให้ประสิทธิภาพและความสามารถในการทำงานในช่วงอินพุตแคบลง

3.2.2 วงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

โครงสร้างของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ ประกอบไปด้วยวงจร boost converter และวงจร inverting buck-boost converter ทำการต่อร่วมกันแบบ parallel ซึ่งมีอุปกรณ์ S2,S3 เป็นสวิตช์ L เป็นตัวเหนี่ยวนำอินพุต D1,D2 เป็นไดโอด C1,C2 เป็นตัวเก็บประจุเอาต์พุต ซึ่งเป็นส่วนประกอบพื้นฐานของวงจร boost converter และวงจร inverting buck-boost converter ที่กล่าวในบทที่ 2

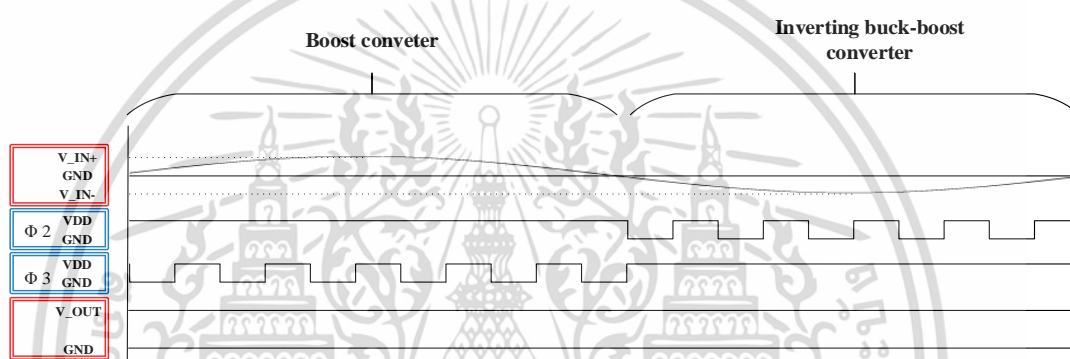


รูปที่ 3.15 วงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

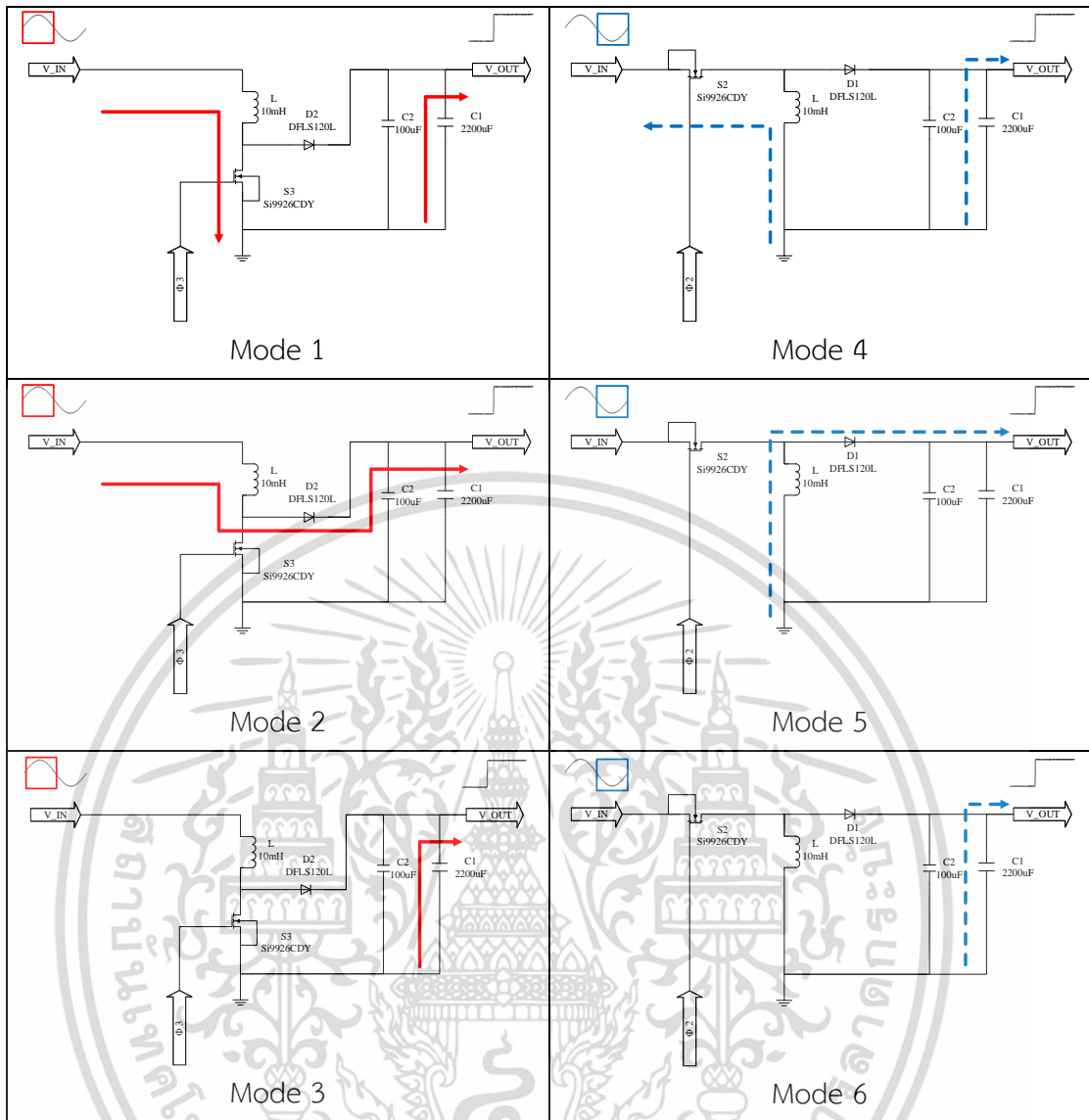
3.2.2.1 หลักการทำงาน

วงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter มีการแบ่งการทำงานออกเป็น 2 ช่วง ขึ้นกับแรงดันอินพุต โดยขณะที่แรงดันอินพุตเป็นซีกบวกวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter จะทำงานด้วยวงจร boost converter และขณะที่แรงดันอินพุตเป็นซีกลบวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter จะทำงานด้วยวงจร inverting buck-boost converter โดยแสดงดังรูปที่ 3.16 ซึ่งสามารถอธิบายการควบคุมการเปิด-ปิดสวิตช์ S2, S3 ได้โดยการควบคุมสัญญาณ PWM ตามแรงดันอินพุตและการควบคุมสัดส่วน duty cycle จะทำให้สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้เป็นไปตามที่ออกแบบ



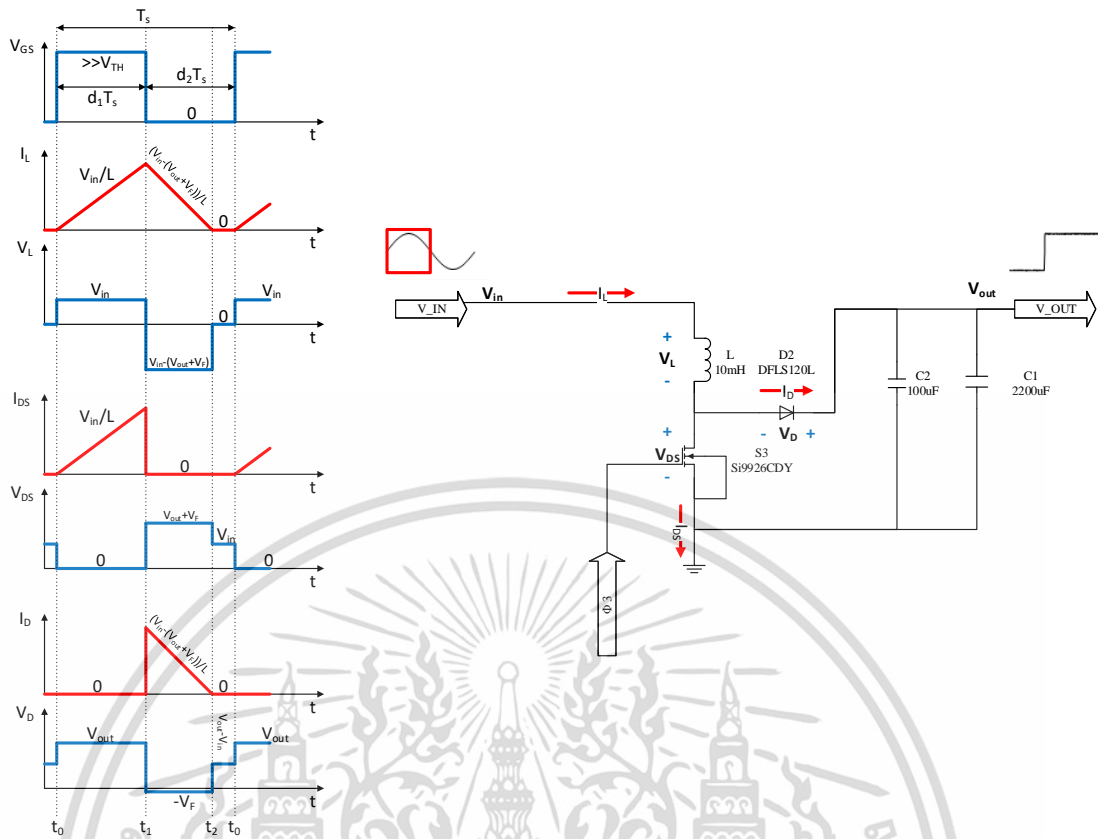
รูปที่ 3.16 แสดงสัญญาณของการทำงานในวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

การทำงานของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter จะวิเคราะห์แบบ discontinuous conduction mode (DCM) โดยสมมติสัญญาณอินพุต มีขนาดใหญ่ทำให้จำแนกโหมดในการทำงานออกเป็น 6 โหมด ดังแสดงในรูปที่ 3.17 โดยแบ่งเป็นช่วง boost converter 3 โหมด ในโหมด 1-3 สวิตช์ S2 จะนำกระแสตลอดขณะเดียวกัน ไดโอด D1 จะ reverse biased และจะมีการสวิตช์เปิด-ปิดการนำกระแสของ S3 ซึ่งจะส่งผลกับไดโอด D2 และช่วง inverting buck-boost converter 3 โหมด ในโหมด 4-6 สวิตช์ S3 จะนำกระแสตลอดขณะเดียวกัน ไดโอด D2 จะ reverse biased และจะมีการสวิตช์เปิด-ปิดการนำกระแสของ S2 ซึ่งจะส่งผลกับไดโอด D1



รูปที่ 3.17 หลักการทำงานวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

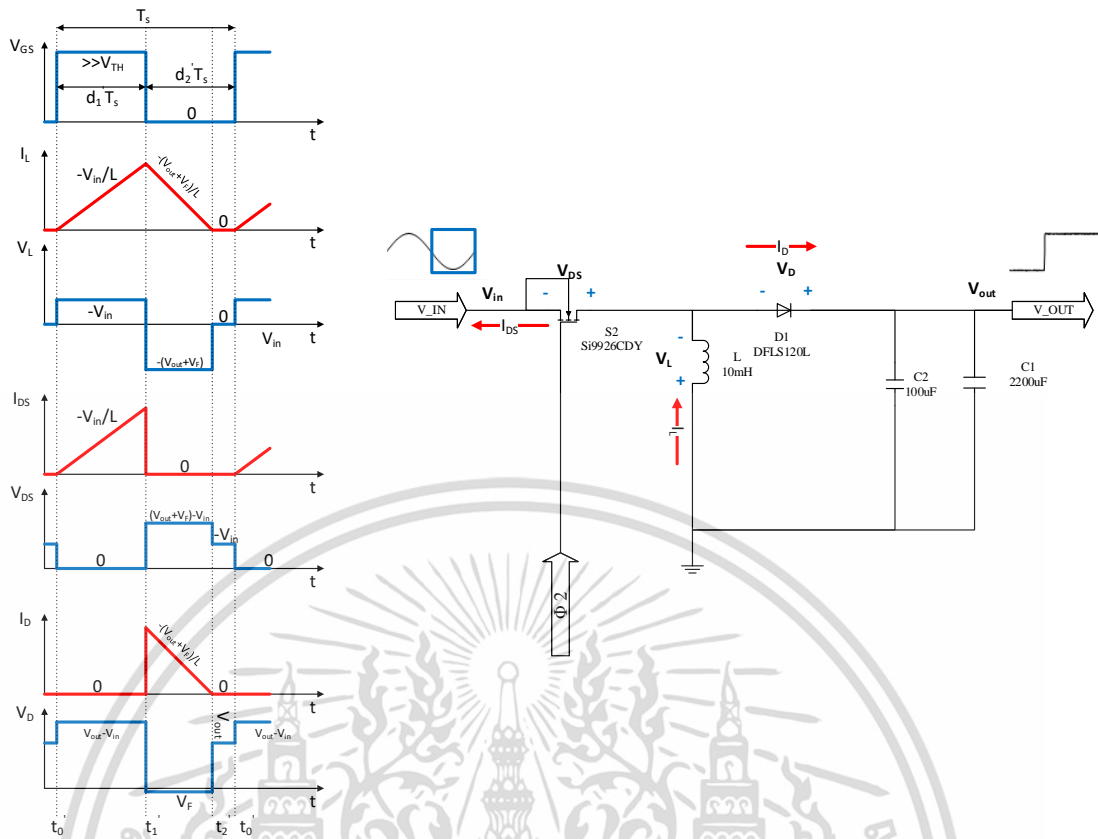


รูปที่ 3.18 แสดงการพฤติกรรมของการทำงานช่วง boost converter ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

$$t_1 - t_2 = d_1 T_s \tag{3.9}$$

$$t_2 - t_1 = d_2 T_s \tag{3.10}$$

เมื่อ d_1 และ d_2 คือ duty cycle ของ boost converter และ T_s คือ switching period



รูปที่ 3.19 แสดงการพฤติกรรมของการทำงานช่วง inverting buck-boost converter ของวงจร

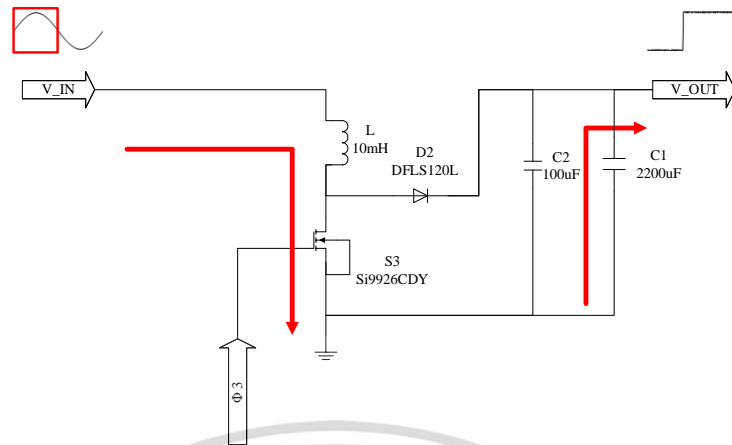
Single inductor with Combined boost and buck boost converter

$$t_1' - t_2' = d_1' T_s \tag{3.11}$$

$$t_2' - t_1' = d_2' T_s \tag{3.12}$$

เมื่อ d_1' และ d_2' คือ duty cycle ของ inverting buck-boost converter และ T_s' คือ switching period

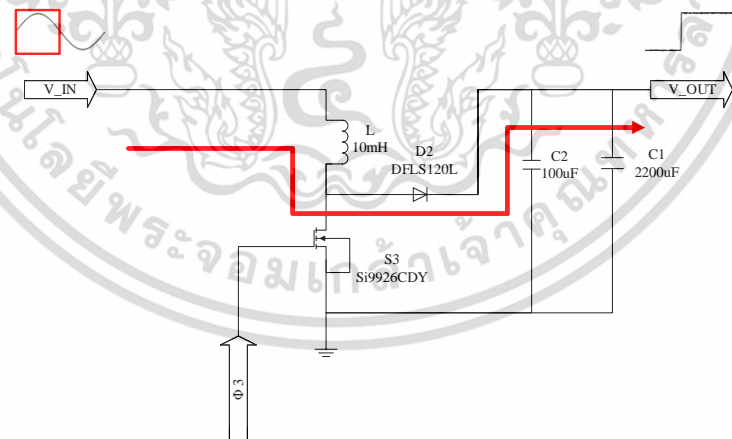
3.2.2.1.1 โหมดการทำงานที่ 1



รูปที่ 3.20 โหมดการทำงานที่ 1 ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

หลักการการทำงานโหมดที่ 1 ขณะที่แรงดันอินพุตเป็นซีกบวก เริ่มต้นเมื่อสวิตช์ S3 เริ่มนำกระแส ที่เวลา t_0 กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ 0 สวิตช์ S3 จะนำกระแสภายใต้สภาวะกระแสเป็น ศูนย์ (ZCS) เพื่อลด loss ในการสวิตช์ ตัวเหนี่ยวนำจะมีแรงดันตกคร่อมเท่ากับแรงดันระหว่าง สวิตช์ S2 และ S3 พลังงานจะถูกกักเก็บที่ตัวเหนี่ยวนำ L ขณะเดียวกัน ไดโอด D1 และ D2 จะ reverse biased ทำให้ตอนนี้ โหลดจะใช้พลังงานที่กักเก็บไว้ที่ตัวเก็บประจุเอาต์พุต C1, C2

3.2.2.1.2 โหมดการทำงานที่ 2

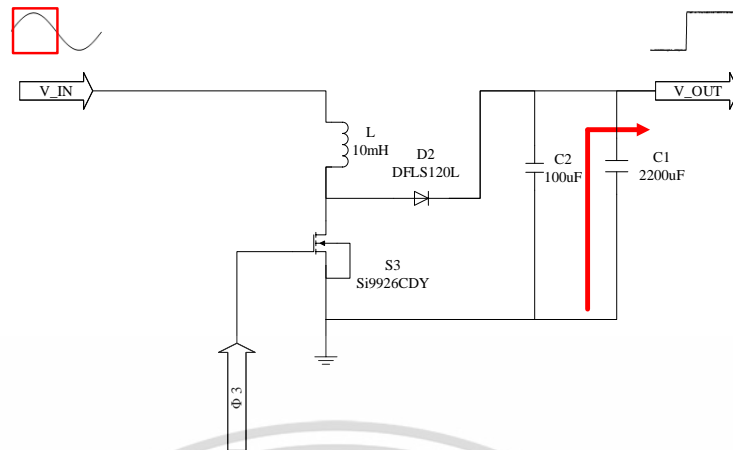


รูปที่ 3.21 โหมดการทำงานที่ 2 ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

หลักการการทำงานโหมดที่ 2 เมื่อสวิตช์ S3 หยุดนำกระแสที่เวลา t_1 พลังงานที่กักเก็บไว้ในตัวเหนี่ยวนำ L จากการดำเนินงานโหมดที่ 1 จะถูกส่งไปให้ยังโหลดและกักเก็บไว้ที่ตัวเก็บประจุเอาต์พุต C1, C2 ทำให้กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำมีค่าลดลง ระหว่างการทำงานในโหมดนี้จะมี loss ที่เกิดขึ้นจากแรงดันตกคร่อมของตัวไดโอด D2

เอกสารนี้เป็นเอกสารทศวันวิสาห์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

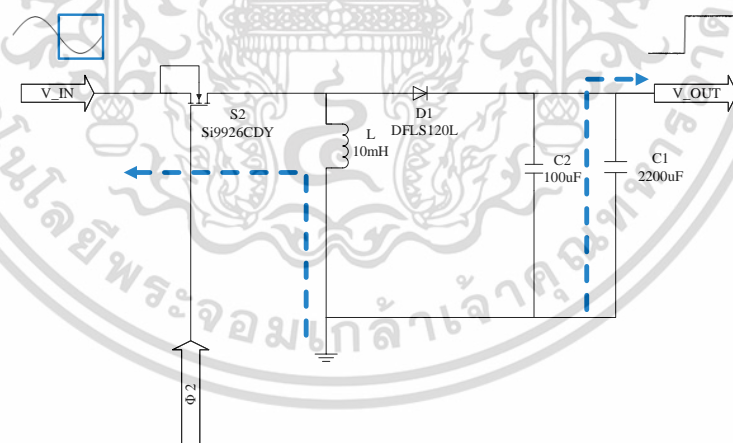
3.2.2.1.3 โหมดการทำงานที่ 3



รูปที่ 3.22 โหมดการทำงานที่ 3 ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

หลักการทํางานโหมดที่ 3 เมื่อกระแสในตัวเหนี่ยวนำลดลงถึง 0 ไดโอด D2 จะหยุดนำกระแสที่เวลา t_2 โดยอัตโนมัติ เพื่อหลีกเลี่ยง reverse recovery loss ของไดโอด ทำให้ตอนนี้ โหลดจะใช้พลังงานที่กักเก็บไว้ที่ตัวเก็บประจุเอาต์พุต C1, C2 ถ้าขณะที่แรงดันอินพุตเป็นซีกบวก วงจรจะกลับไปโหมดการทำงานที่ 1

3.2.2.1.4 โหมดการทำงานที่ 4

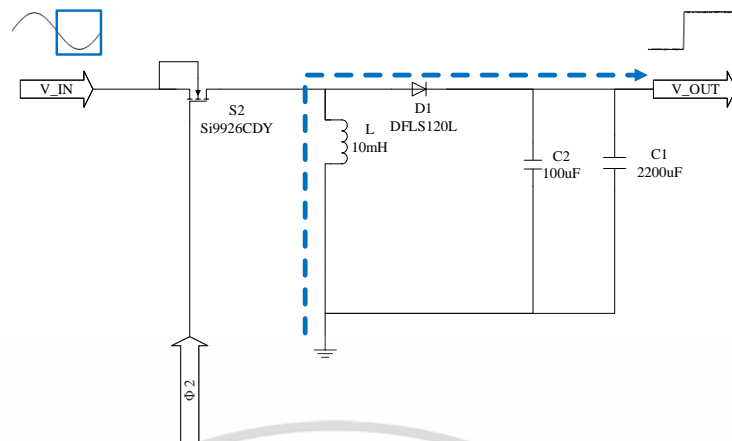


รูปที่ 3.23 โหมดการทำงานที่ 4 ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

หลักการทํางานโหมดที่ 4 ขณะที่แรงดันอินพุตเป็นซีกลบ เริ่มต้นเมื่อสวิตช์ S2 เริ่มนำกระแสที่เวลา t_0' กระแสในตัวเหนี่ยวนำจะอยู่ภายใต้สภาวะกระแสเป็นศูนย์ (ZCS) พลังงานจะถูกกักเก็บที่ตัวเหนี่ยวนำ L ขณะเดียวกัน ไดโอด D1 และ D2 จะ reverse biased ทำให้ตอนนี้ โหลดจะใช้พลังงานที่กักเก็บไว้ที่ตัวเก็บประจุเอาต์พุต C1, C2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

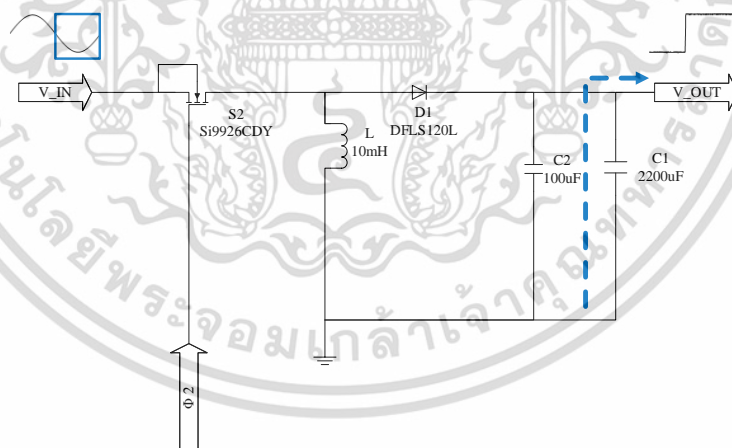
3.2.2.1.5 โหมดการทำงานที่ 5



รูปที่ 3.24 โหมดการทำงานที่ 5 ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

หลักการการทำงานโหมดที่ 5 เมื่อสวิตช์ S2 หยุดนำกระแสที่เวลา t_1' พลังงานที่กักเก็บไว้ในตัวเหนี่ยวนำ L จากการทำงานโหมดที่ 4 จะถูกส่งไปให้ยังโหลดและกักเก็บไว้ที่ตัวเก็บประจุเอาต์พุต C1, C2 ทำให้กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำมีค่าลดลง ระหว่างการทำงานในโหมดนี้จะมี loss ที่เกิดขึ้นจากแรงดันตัวคร่อมของตัวไดโอด D1

3.2.2.1.6 โหมดการทำงานที่ 6



รูปที่ 3.25 โหมดการทำงานที่ 6 ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

หลักการการทำงานโหมดที่ 6 เมื่อกระแสในตัวเหนี่ยวนำลดลงถึง 0 ไดโอด D1 จะหยุดนำกระแสที่เวลา t_2' โดยอัตโนมัติ ทำให้ตอนนี้โหลดจะใช้พลังงานที่กักเก็บไว้ที่ตัวเก็บประจุเอาต์พุต C1, C2 ถ้าขณะที่แรงดันอินพุตเป็นซิกลบล วงจรจะกลับไปโหมดการทำงานที่ 4

3.2.2.2 การออกแบบ

3.2.2.2.1 ความถี่ switching

ความถี่ในการสวิตช์มอสเฟสในการทำงานระหว่างโหมด boost converter และ inverting buck-boost converter ความถี่ที่เลือกทำงานเป็นค่าเดียวกันแต่ duty cycle จะขึ้นกับการควบคุมในแต่ละโหมดซึ่งแยกจากกัน ความถี่ในการสวิตช์มอสเฟสนั้นต้องมีค่าสูงกว่าค่าความถี่จากแรงดันอินพุตมาก เพื่อในแต่ละคาบของการสวิตช์สามารถสมมติค่าแรงดันเป็นค่าคงในช่วงเวลานั้นๆได้ แสดงได้สมการ (3.13)

$$V_{in}(t) = V_m \sin\left(\frac{2\pi t}{T_s}\right) \quad (3.13)$$

3.2.2.2.2 ตัวเหนี่ยวนำ

ตัวเหนี่ยวนำจะทำงานระหว่างโหมด boost converter และ inverting buck-boost converter ให้ค่า กระแสกระแสเพื่อของตัวเหนี่ยวนำที่ไม่ต่างกันซึ่งกระแสเพื่อของตัวเหนี่ยวนำสูงสุดแปรผันตรงกับแรงดันอินพุต ดังสมการ (3.14)

$$I_{Lpk} = \frac{V_m D}{f_s L} \quad (3.14)$$

กระแสเพื่อของตัวเหนี่ยวนำมีผลกระทบที่ต่อเนื่องถึงอุปกรณ์อื่นๆ เนื่องจากอุปกรณ์ดังกล่าวมีค่ากระแสเพื่อของตัวเหนี่ยวนำไหลผ่านที่ ค่าเดียวกัน

3.2.2.2.3 ไตโอด

ต้องคำนึงคุณสมบัติที่จำเป็นตามรายละเอียดเช่นเดียวกับการออกแบบในวงจร state-up

3.2.2.2.4 มอสเฟต

มอสเฟตในวงจรนี้จะทำงานในช่วง Saturation region ซึ่งต้องสามารถทนกระแสเพื่อของตัวเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นสูงสุดได้ โดยมีค่าความถี่ในการ switch ที่ความถี่ที่ แต่ duty cycle มีการเปลี่ยนแปลง

On-State Drain Current

ควรเลือกมอสเฟตที่มีค่าความสามารถในการนำกระแสจะต้องมีค่ามากกว่ากระแสเพื่อของตัวเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นเพื่อป้องกันไม่ให้เกิดความเสียหายของตัวมอสเฟตเอง

Drain-Source On-State Resistance

ควรเลือกมอสเฟตให้มีค่าความต้านทานขณะ on state นั้นมีค่าต่ำ เพื่อขณะมอสเฟตนำกระแส จะได้มีค่าแรงดันตกคร่อมต่ำซึ่งหมายถึงมอสเฟตนั้นมี loss ต่ำด้วยเช่นกัน

Drain-Source Breakdown Voltage

ควรเลือกมอสเฟตที่สามารถรองรับระดับแรงดันไฟฟ้าสูงสุดตกคร่อมมอสเฟต ใน วงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ควรมีแรงดันมากกว่า แรงดันเอาต์พุต

Gate-Source Threshold Voltage

ควรเลือกมอสเฟตที่มีค่าแรงดัน gate source ที่ต่ำทำให้สามารถวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงขึ้นเนื่องจากมี ช่วงเวลาที่ วงจรทำงานไม่ได้น้อยลง

3.2.2.2.5 ตัวเก็บประจุ

มีขนาดใหญ่เพียงพอในการรักษาระดับแรงดันเอาต์พุต คำนวณได้จากสมการ (3.16)

$$I(t) = \frac{dQ(t)}{dt} = C \frac{dV(t)}{dt} \quad (3.15)$$

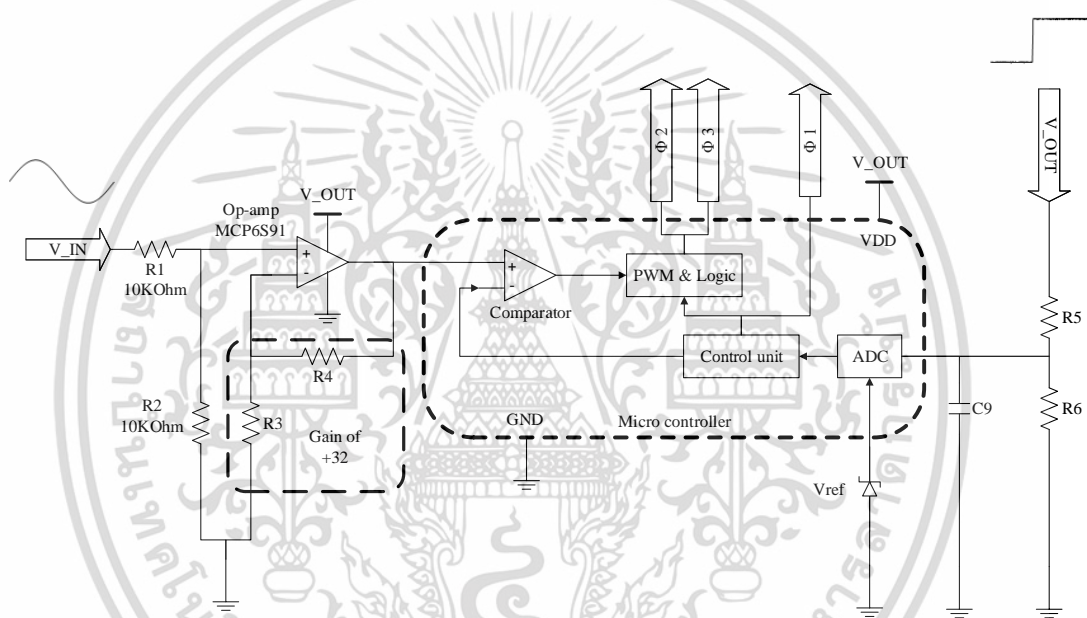
$$C \approx \frac{0.5I_{Lpk}t}{dV} \quad (3.16)$$

3.2.3 วงจร Controller

โครงสร้างของวงจร Controller สามารถดังรูปที่ 3.26 แบ่งส่วนประกอบได้เป็น 3 ส่วน ที่ทำงานร่วมกันดังนี้

1. วงจรตรวจสอบสัญญาณอินพุต (Signal Detector)
2. วงจรควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller)
3. วงจรตรวจสอบแรงดันเอาต์พุต (Feedback)

ซึ่งมีอุปกรณ์ R1, R2, R5, R6 เป็นตัวต้านทาน C9 เป็นตัวเก็บประจุ Op amp, R4, R5 เป็นโครงสร้างใน MCP6S91 และ Comparator, PWM & Logic, ADC, Control unit เป็นโครงสร้างภายใน Microcontroller



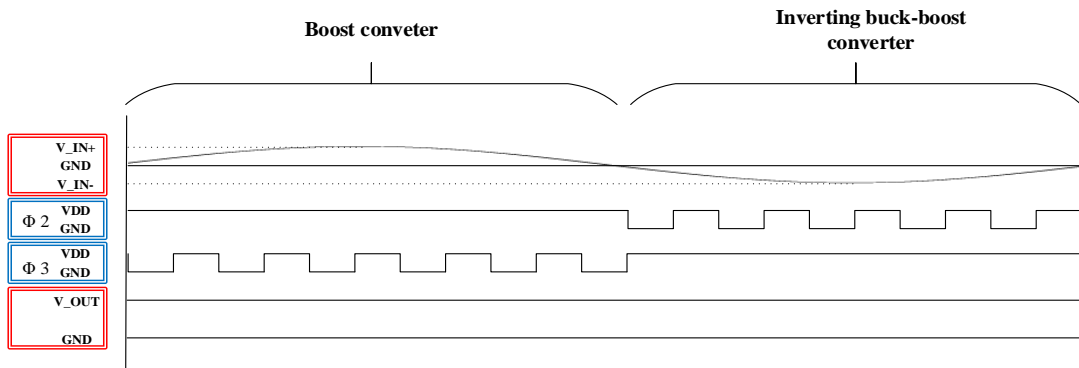
รูปที่ 3.26 วงจร Controller สำหรับควบคุมวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

3.2.3.1 หลักการทำงาน

3.2.3.1.1 วงจรตรวจสอบสัญญาณอินพุต (Signal Detector)

สัญญาณอินพุตที่รับเข้ามาต้องทำการตรวจสอบว่า ขณะเวลาใดๆมีแรงดันเป็นบวก หรือแรงดันเป็นลบ โดยตรวจสอบผ่านจุดแรงดันที่มีค่าศูนย์ (zero crossing) โดยใช้ op-amp ทำหน้าที่ขยายสัญญาณที่รับมาให้มีขนาดใหญ่พอที่จะให้ comparator ภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ทำการเปรียบเทียบเพื่อใช้ในการแบ่งช่วงการทำงานของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter เพื่อใช้ในการเลือกวงจร boost converter และวงจร inverting buck-boost converter ในการทำงาน ณ ช่วงเวลาดังกล่าว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้เผยแพร่ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

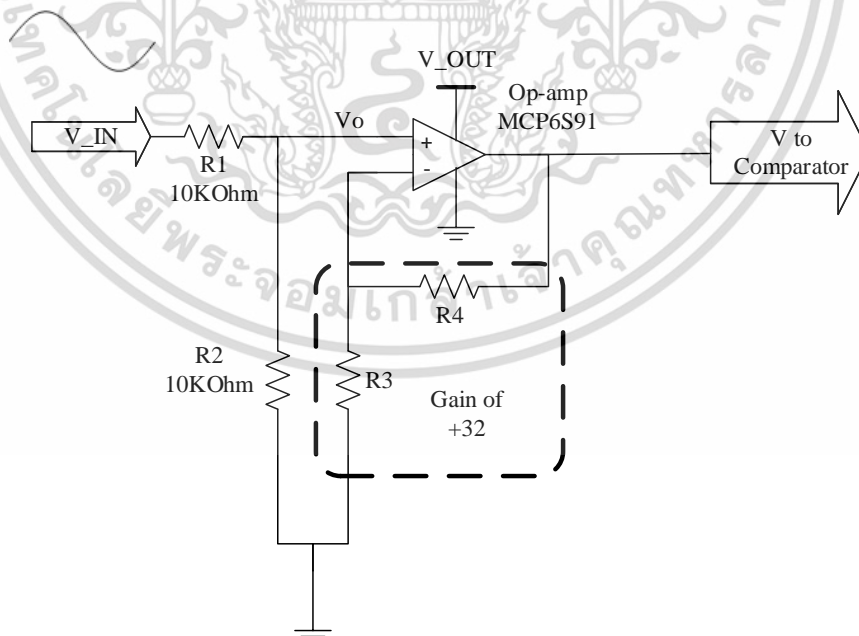


รูปที่ 3.27 แสดงการพล็อตกิจกรรมของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

สัญญาณอินพุตที่รับจากภายนอกจะผ่านวงจรแบ่งแรงดัน (Voltage Dividers) เพื่อลดขนาดสัญญาณลง ดังแสดงในรูปที่ 3.28 เพื่อป้องกันความเสียหายของวงจรจากแรงดันที่สูงเกินความสามารถของ op-amp ซึ่งประกอบด้วย R1, R2 โดยแรงดันอินพุตที่ op-amp ได้รับ จะเป็นไปตามสมการ (3.17)

$$V_o = \frac{R_2}{(R_1 + R_2)} V_{in} \quad (3.17)$$

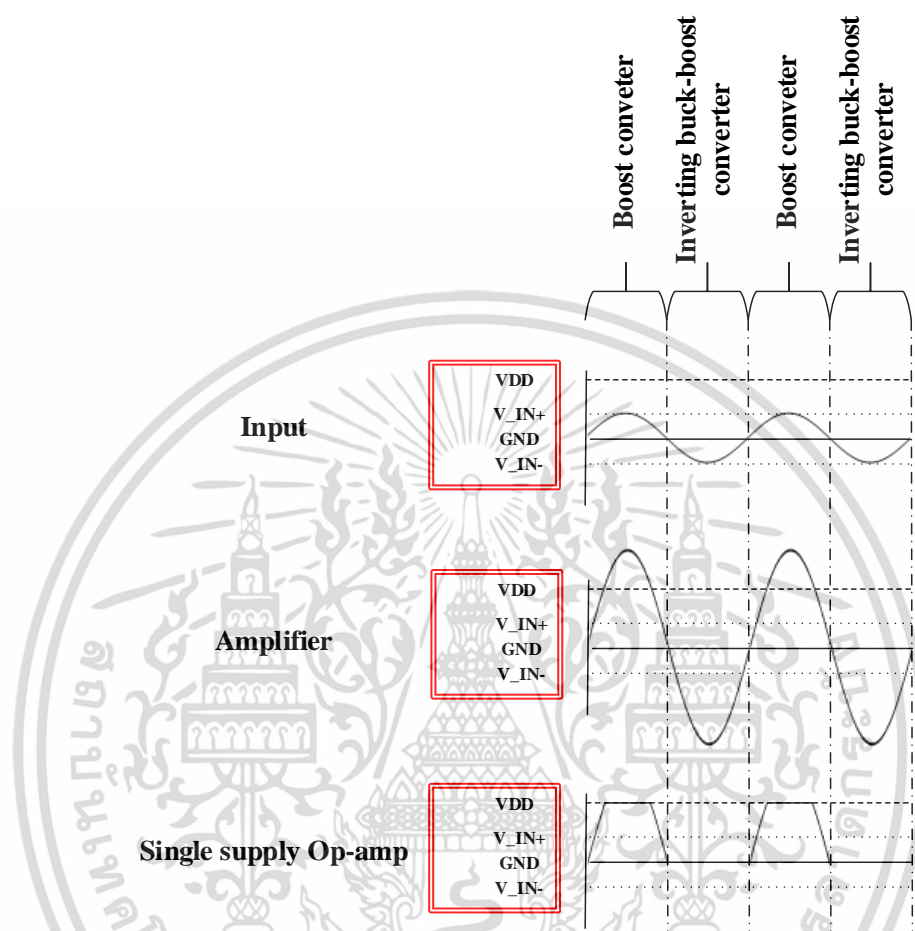
Op-amp MCP6S91 เป็น op-amp ชนิด Linear Programmable Gain Amplifiers ซึ่งสามารถควบคุมอัตราขยาย ได้จากวงจรดิจิทัล โดยผ่านการสื่อสารแบบ SPI โดยในตัว op-amp จะมีการปรับค่า R3, R4 ด้วยวงจรดิจิทัล ซึ่งสะดวกในการพัฒนา



รูปที่ 3.28 วงจรตรวจสอบสัญญาณอินพุต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อ ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ทำงานจะโปรแกรมให้ op-amp ทำงานที่อัตราขยายสูงสุด เพื่อต้องการให้มีการขยายของสัญญาณให้ขอบขาขึ้น หรือ ขอบขาลง มีความชันมากที่สุดจะได้มีค่า error ของเวลานั้นน้อยที่สุด ทำให้วงจรมีการเลือกโหมดการทำงานได้ถูกต้อง



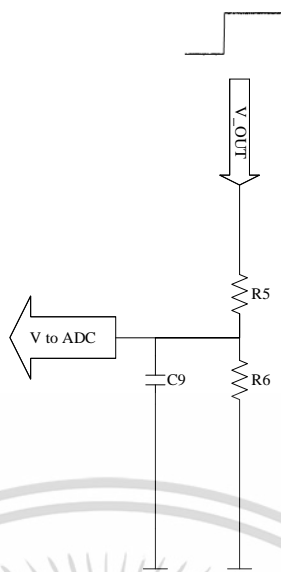
รูปที่ 3.29 แสดงการพฤติกรรมของวงจรตรวจสอบสัญญาณอินพุต

Op-amp MCP6S91 ซึ่งเป็น op-amp ชนิด Single Supply ทำให้ แรงดันเอาต์พุต อยู่ในช่วง GND-VDD ซึ่งเหมาะสมกับความสามารถในการรับอินพุตของไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) โดยสัญญาณมีการขนาดในอัตราขยายที่สูง ทำให้มีการ ขลิบของสัญญาณเอาต์พุต เปรียบเสมือนเป็นวงจรกรองความถี่ที่ยอมให้ความถี่ต่ำกว่าผ่านได้ (low-pass filter) เพื่อความเสถียรของการทำงาน

3.2.3.1.2 วงจรตรวจสอบแรงดันเอาต์พุต (Feedback)

แรงดันเอาต์พุตของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter สามารถควบคุมได้จากสัดส่วน duty cycle ที่ใช้ในการ switch โดยใช้การตรวจสอบแรงดันเอาต์พุต (Feedback) เพื่อควบคุมให้ค่าแรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงไปตาม การใช้กระแสของโหลดและแรงดันอินพุตของวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.30 วงจรตรวจสอบแรงดันเอาต์พุต

การตรวจสอบแรงดันเอาต์พุตใช้วงจรแบ่งแรงดัน (Voltage Dividers) โดยทำการลดแรงดันที่ตำแหน่งเอาต์พุตลงให้อยู่ในช่วงความสามารถทำงานของ ADC เพื่อป้องกันความเสียหายที่จะเกิดขึ้นกับ ADC ที่อาจจะเกิดขึ้นได้ในขณะที่มีแรงดันเอาต์พุตเกิดที่อาจจะมาจากการเปลี่ยนแปลงของแรงดันอินพุตหรือจากการเปลี่ยนแปลงของกระแสเอาต์พุตอย่างรวดเร็วซึ่งอาจจะทำให้ ADC ของไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) มีความเสียหายได้ โดยมีอัตราการแบ่งแรงดันจะเป็นไปตามสมการ (3.18)

$$V_{OUT} = \frac{R_6}{(R_5 + R_6)} V_{to\ ADC} \quad (3.18)$$

มีการเพิ่มตัวเก็บประจุ C9 เพื่อทำหน้าที่เป็น filter กรองความถี่สูงที่ไม่ต้องการที่เข้ามาบริเวณการวัด เพื่อให้ ADC อ่านค่าได้ถูกต้องซึ่งอาจจะมาจากผลของการ switch ในวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter หรือ noise จากภายนอก ความถี่ cut-off ของ filter เป็นไปตามสมการ (3.19)

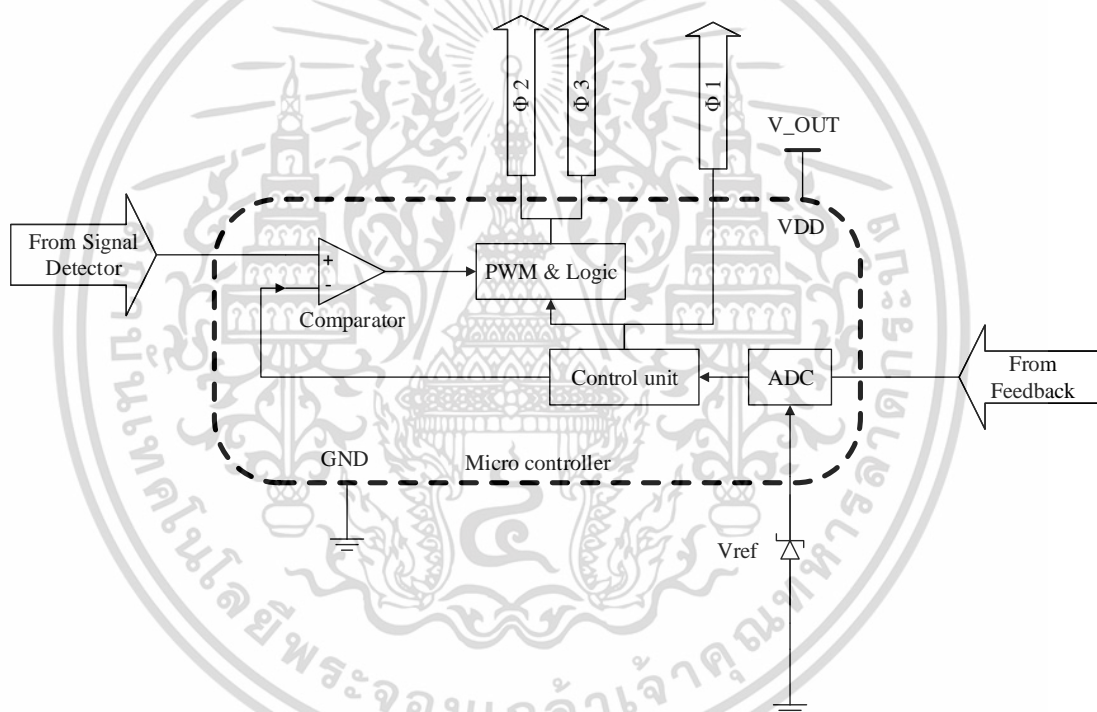
$$f_c = \frac{1}{2\pi(RC)} \quad (3.19)$$

3.2.3.1.3 วงจรควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller)

วงจร A self-starting AC to DC step-up converter มีวงจรสำหรับการควบคุมวงจรทั้งหมดโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) เป็นหน่วยประมวลผลหลัก ซึ่งรับสัญญาณอินพุตที่ได้มาจากวงจรตรวจสอบสัญญาณอินพุต (Signal Detector) และ วงจรตรวจสอบแรงดันเอาต์พุต

(Feedback) มาใช้สำหรับการประมวลผลเพื่อไปสั่งงานการทำงานส่วนต่างๆของวงจร โดยมีหน้าที่การทำงานในการควบคุมแบ่งออกได้เป็น 2 ส่วน ได้แก่

1. ควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ S2, S3 เป็นสวิตช์ ในวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter เพื่อควบคุมการทำงานให้เหมาะสมกับที่สัญญาณอินพุตและควบคุมให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลง
2. ควบคุมการทำงานของอุปกรณ์ Φ 1 เป็นสวิตช์ ที่ใช้ตัดการทำงานของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up เมื่อวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ทำงานได้อย่างสมบูรณ์และให้พลังงานได้มากเพียงพอในการเลี้ยงวงจรควบคุมและจ่ายพลังงานเอาต์พุตให้กับโหลด เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพการทำงานของวงจร



รูปที่ 3.31 วงจรควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller)

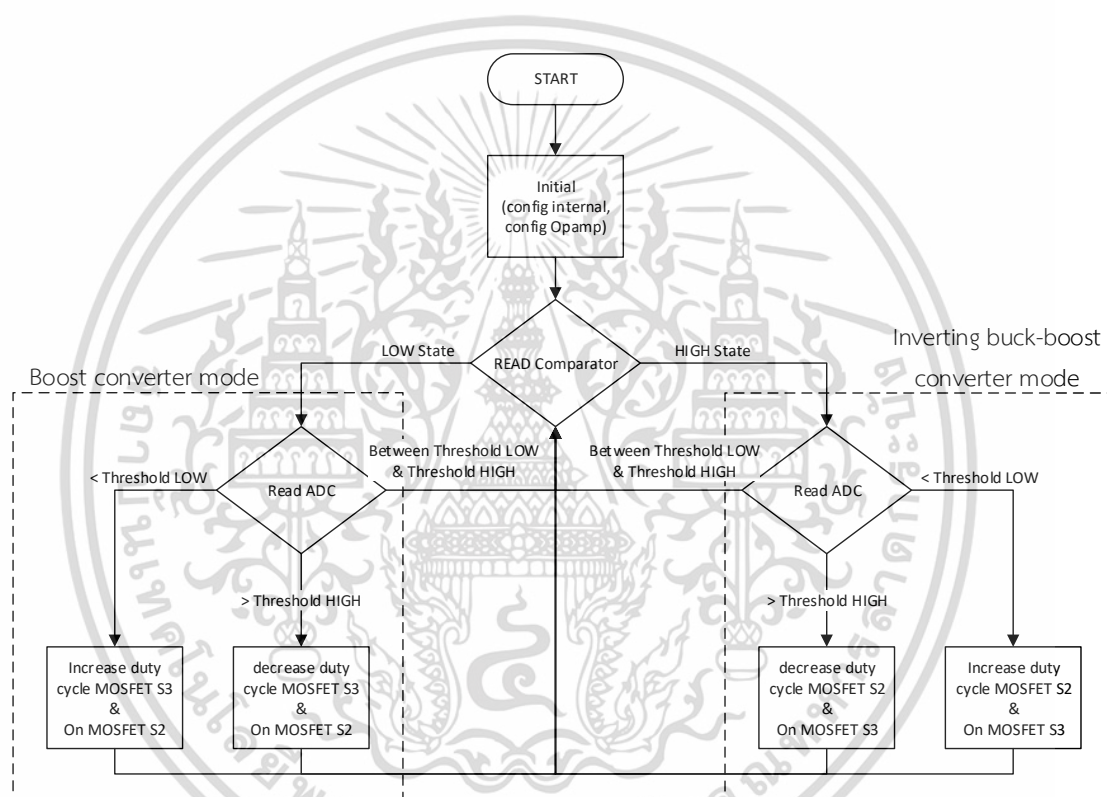
ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) โดยทั่วไปภายในตัวจะมีการเพิ่มเติมวงจรที่จำเป็นโดยขึ้นกับการออกแบบและประยุกต์ใช้ของแต่ละประเภทเพื่อเน้นการใช้งานทางด้านต่างๆทำให้เพิ่มความสามารถในการทำงานให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) นั้นทำงานได้อย่างเหมาะสมและเพื่อเป็นการลดการใช้วงจรอื่นๆทำให้การออกแบบวงจรมีขนาดเล็กลง

โครงสร้างภายในไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ที่จำเป็นในการทำงานของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter ควรจะประกอบไปด้วย วงจรเปรียบเทียบแรงดัน วงจรแปลงอนาล็อกเป็นดิจิตอล วงจรสร้างสัญญาณ PWM วงจรควบคุมที่มีการทำงานตามโปรแกรม และ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ที่เลือกใช้ควรมีการใช้พลังงานในการทำงานที่ต่ำ และสามารถทำงานได้ที่แรงดันต่ำ

ในการออกแบบวงจรเพื่อควบคุมการทำงานของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter มีการพัฒนาโปรแกรมในไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) เพื่อควบคุมการทำงานต่างๆภายในวงจร โดยมีการแบ่งออกเป็น 2 ส่วนหลักๆ คือ โปรแกรมที่ทำการควบคุมการทำงานของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up และโปรแกรมควบคุมการทำงานของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ซึ่งมีการทำงานตามผังการทำงาน (Flowchart) ในรูปที่ 3.34 และรูปที่ 3.32 ตามลำดับ



รูปที่ 3.32 ผังการทำงานของวงจรควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ในการควบคุมการทำงานของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

โปรแกรมควบคุมการทำงานที่พัฒนาสำหรับของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter สามารถแบ่งออกมาได้เป็น 3 ส่วน ได้แก่ โปรแกรมที่ทำงานตั้งค่า Initial&config, โปรแกรมที่ทำงานควบคุมการทำงานของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ใน Boost converter mode, และโปรแกรมที่ทำงานควบคุมการทำงานของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ใน Inverting buck-boost mode

- โปรแกรมที่ทำงานตั้งค่า Initial&config

ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) และวงจรเมื่อเริ่มต้นการทำงานจำเป็นต้องมีการ Initial ค่าพารามิเตอร์ที่จำเป็นและ config วงจรต่างๆ ทั้งในตัวไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) และวงจรข้างนอก

- โปรแกรมที่ทำงานควบคุมการทำงานของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ใน Boost converter mode

เมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ตรวจเช็คสถานะจาก Comparator เป็นสถานะ Low State จะเริ่มทำงานโปรแกรมที่ใช้ควบคุมการทำงานของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ใน Boost converter mode โดยเริ่มที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) จะอ่านค่าที่ ADC อ่านค่าได้จากวงจรตรวจสอบแรงดันเอาต์พุต (Feedback) และเก็บค่าไว้ใน RAM โดยใช้ DMA ช่วยในการทำงานเพื่อให้ไม่เสียเวลาในการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller)

เมื่ออ่านค่าแรงดันเอาต์พุตเรียบร้อยแล้ว ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) จะทำการเปรียบเทียบแรงดันที่อ่านได้กับค่าที่ Initial เพื่อทำการควบคุมปรับ Duty cycle ให้มากขึ้นหรือลดลงเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุต จนค่าแรงดันเอาต์พุตที่วัดค่าได้นั้นมีค่าอยู่ในช่วงที่กำหนด โดยในการควบคุมการทำงาน Duty cycle ในวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter จะควบคุมการทำงานของ MOSFET S2 เท่านั้น โดยที่ MOSFET S3 จะสั่งให้มีสถานะนำกระแสตลอดเวลา (Turn ON state)

เมื่อวงจรมีการเปลี่ยนการทำงานจาก Boost converter mode ไปเป็น Inverting buck-boost mode ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) จะมีการเก็บค่าการควบคุมของ Duty cycle ไว้ เพื่อเมื่อ mode การทำงานเปลี่ยนกลับมาจะเรียกค่าที่เป็นไว้เป็นค่าเริ่มต้นทำให้การทำงานมีความราบเรียบต่อเนื่อง หรือใกล้เคียงจากเดิม

- โปรแกรมที่ทำงานควบคุมการทำงานของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ใน Inverting buck-boost mode

เมื่อไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ตรวจเช็คสถานะจาก Comparator เป็นสถานะ High State จะเริ่มทำงานโปรแกรมที่ใช้ควบคุมการทำงานของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ใน Boost converter mode โดยเริ่มที่ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) จะอ่านค่าที่ ADC อ่านค่าได้จากวงจรตรวจสอบแรงดัน

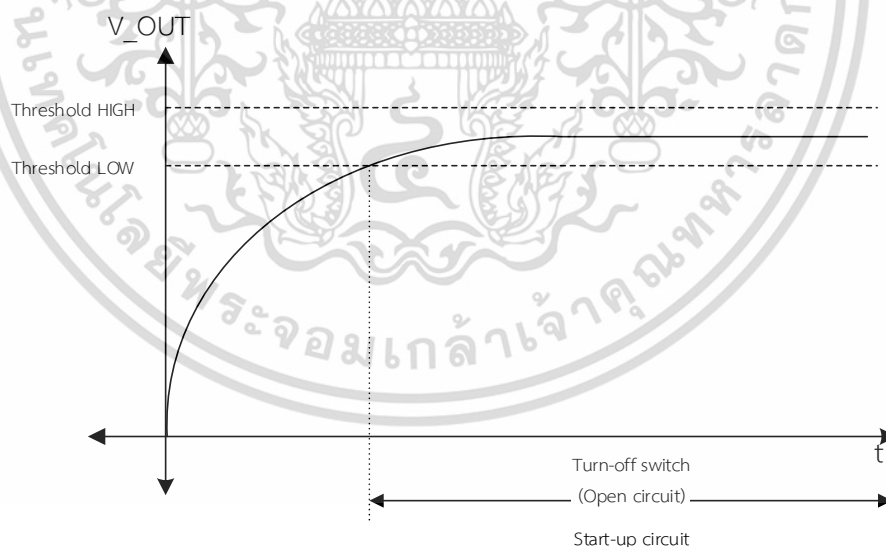
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาต์พุต (Feedback) และเก็บค่าไว้ใน RAM โดยใช้ DMA ช่วยในการทำงานเพื่อให้ไม่เสียเวลาในการทำงานของไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller)

เมื่ออ่านค่าแรงดันเอาต์พุตเรียบร้อยแล้ว ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) จะทำการเปรียบเทียบแรงดันที่อ่านได้กับค่าที่ Initial เพื่อทำการควบคุมปรับ Duty cycle ให้มากขึ้นหรือลดลงเพื่อควบคุมแรงดันเอาต์พุต จนค่าแรงดันเอาต์พุตที่วัดค่าได้นั้นมีค่าอยู่ในช่วงที่กำหนด โดยในการควบคุมการทำงาน Duty cycle ในวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter จะควบคุมการทำงานของ MOSFET S3 เท่านั้น โดยที่ MOSFET S2 จะสั่งให้มีสถานะนำกระแสตลอดเวลา (Turn ON state)

เมื่อวงจรมีการเปลี่ยนการทำงานจาก Inverting buck-boost mode ไปเป็น Boost converter mode ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) จะมีการเก็บค่าการควบคุมของ Duty cycle ไว้ เพื่อเมื่อ mode การทำงานเปลี่ยนกลับมาจะเรียกค่าทำเป็นไว้เป็นค่าเริ่มต้นทำให้การทำงานมีความราบเรียบต่อเนื่อง หรือใกล้เคียงจากเดิม

ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ Initial จะมีการบวก/ลบค่า error ที่ยอมรับได้ ซึ่งเป็นช่วงของค่าแรงดันที่อยู่ระหว่าง Threshold HIGH และ Threshold LOW ดังแสดงในรูปที่ 3.33 ในการกำหนดให้เป็นช่วงของค่าแรงดันเอาต์พุตเพื่อให้ง่ายต่อการควบคุมระดับแรงดันและมีความเสถียรในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงไปตามแรงดันอินพุตและการใช้พลังงานของโหลด



รูปที่ 3.33 แสดงการพล็อตกราฟของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

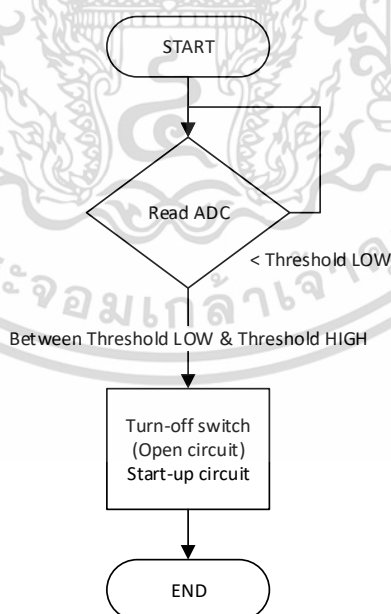
เมื่อวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter เริ่มทำงานได้ในเวลาสั้นๆ แรงดันเอาต์พุตจะมีการเพิ่มสูงขึ้นจนถึงระดับแรงดันที่ Threshold LOW ที่ระดับแรงดันนั้นนี้ แสดงว่า Single inductor with Combined boost and buck boost converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปเผยแพร่หรือใช้

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

มีความสามารถในการจ่ายพลังงานได้เพียงพอและเริ่มทำงานโดยใช้พลังงานจากตัวเองทำงานได้ ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) จะทำการสั่งตัดวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up ออกจากวงจร เพื่อให้มีประสิทธิภาพของวงจรที่สูงขึ้นเนื่องจากประสิทธิภาพของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up มีค่าน้อยกว่าวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

โปรแกรมที่ทำการควบคุมการทำงานของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up จะทำงานขนานไปกับการทำงานโปรแกรมควบคุมการทำงานของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter โดยการควบคุมการทำงานของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up คือการตัดการทำงานวงจรออกเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของภาพรวมวงจร A self-starting AC to DC step-up converter การทำงานเมื่อ ADC อ่านค่าแรงดันเอาต์พุต ที่ใช้สำหรับการควบคุมการทำงานของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter จะตรวจเช็คว่ามีค่าสูงกว่า Threshold LOW ซึ่งเป็นช่วงค่าแรงดันที่ แสดงถึงความสามารถในการจ่ายพลังงานได้เพียงพอและเริ่มทำงานโดยใช้พลังงานจากตัวเองทำงานได้ไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) จะสั่งงานไปให้ปิดสวิตช์ หรือ ตัดการจ่ายไฟที่มาจากวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up ออกจากวงจรไม่ให้ไปจ่ายพลังงานไปยังโหลด

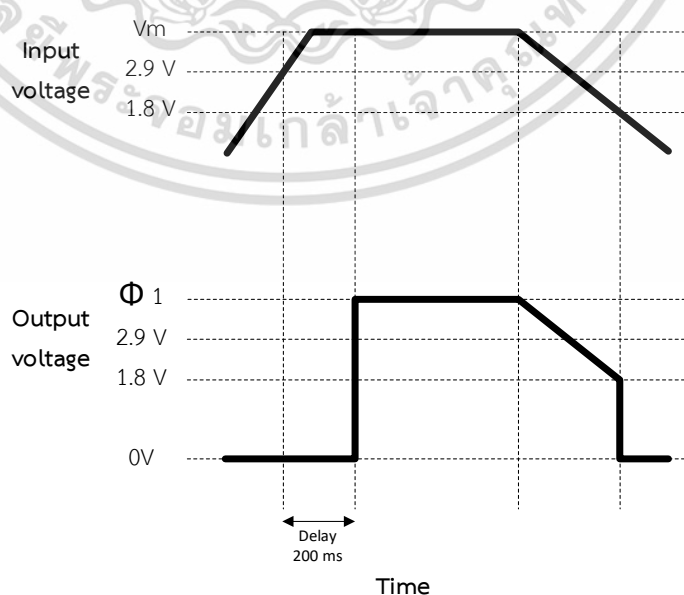


รูปที่ 3.34 ผังการทำงานของวงจรควบคุมไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ในการควบคุมการทำงานของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up

วงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up มีการทำงานมาจากวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier ซึ่งมีการทำงานอัตโนมัติเมื่อมีแรงดันอินพุตตลอดเวลา แต่เมื่อไม่มีการจ่ายพลังงานเอาต์พุตเพื่อไปใช้งาน พบว่ามีการสูญเสียพลังงานที่เกิดจากวงจรนี้น้อยมาก จนเสมือนไม่มีการสูญเสียพลังงานเลย ทำให้เราสามารถทำงานตัดการทำงานของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up นี้ได้จากการตัดการจ่ายพลังงานเอาต์พุตของวงจรไม่ให้ไปจ่ายพลังงานให้กับโหลด เพื่อความสะดวกในการออกแบบและการควบคุม รวมทั้งขนาดของวงจรที่ไม่ใหญ่และอุปกรณ์ที่น้อยขึ้น ทำให้มีวงจรมีขนาดเล็ก

3.2.4 วงจร Supply monitor

การทำงานของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up จะต้องมีการเก็บสะสมพลังงานไว้ใน ตัวเก็บประจุ Capacitor energy stores เป็นช่วงเวลาหนึ่งซึ่งขณะเวลานี้จะไม่มีมีการจ่ายพลังงานไปให้กับวงจรและโหลด โดยเมื่อมีพลังงานมากเพียงพอที่มีระดับแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุเมื่อถึงค่านึง จะมีการสั่งงานให้เปิดสวิตช์ หรือ การจ่ายพลังงานจากวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up เพื่อเลี้ยงวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ให้เริ่มทำงาน ซึ่งการควบคุมการเปิดการทำงานนี้ไม่ได้มาจากไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) เนื่องจากขณะเวลานั้นไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) ยังไม่มีการทำงาน จำเป็นต้องมีวงจรจากภายนอกที่ทำหน้าที่เป็นวงจร Supply monitor ที่มีการใช้พลังงานน้อยมากๆ เพื่อลดการสูญเสียพลังงานที่เกิดขึ้น ทำให้ใช้เวลาในการสะสมพลังงานในช่วงเริ่มต้นการทำงานที่สั้นลง



รูปที่ 3.35 พฤติกรรมของวงจร Supply monitor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจร Supply monitor มีการทำงานเมื่อแรงดันอินพุตมีค่าต่ำกว่าแรงดัน 1.8V ที่ ตำแหน่งขาเอาต์พุต จะยังมีสถานะต่ำ (LOW) และจะมีสถานะสูง (HIGH) หลังจากเวลา timeout ที่เริ่มนับขณะขอขาขึ้นที่แรงดันอินพุตที่สูงกว่าแรงดัน 2.9V แสดงดังรูปที่ 3.35

3.3 บทสรุป

วงจร A self-starting AC to DC step-up converter ออกแบบเพื่อการแปลงไฟฟ้ากระแสสลับมีแรงดันต่ำในการดับน้อยกว่า 1 Vrms ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่แรงดันไฟฟ้าที่สูงขึ้นมากกว่า 2 V เพื่อให้เพียงพอต่อความต้องการของโหลดที่มีใช้อยู่ในปัจจุบันที่จะเริ่มต้นการทำงานที่ประมาณ 1.8 V ซึ่งวงจร A self-starting AC to DC step-up converter มีส่วนประกอบหลักแบ่งได้เป็น 3 ส่วน ได้แก่

1. ส่วนวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up ที่ใช้สำหรับ start-up การทำงานของวงจรในช่วงเวลาไม่มีพลังงานสำหรับการทำงานของวงจร control
2. ส่วนวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter เป็นส่วนหลักของวงจรเพื่อทำการเปลี่ยนแปลงไฟฟ้ากระแสสลับให้กลายเป็นไฟฟ้ากระแสตรง
3. ส่วนวงจร Controller ทำหน้าที่ในการควบคุมการทำงานของวงจรให้ทำงานได้ตามที่ออกแบบ
4. ส่วนวงจร supply monitor เป็นต่อช่วยในการตัดวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up เมื่อวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ทำงานแล้ว เพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการทำงานของวงจร

ซึ่งการทำงานของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter ไม่สามารถขาดส่วนใดส่วนหนึ่งได้ เพราะแต่ละส่วนมีการทำงานที่สอดคล้องและต่อเนื่องซึ่งกันและกัน

ในบทถัดไปจะแสดงถึง อุปกรณ์ที่ใช้ ความสามารถในการทำงานของวงจร ผลการทดลอง ประสิทธิภาพ

บทที่ 4

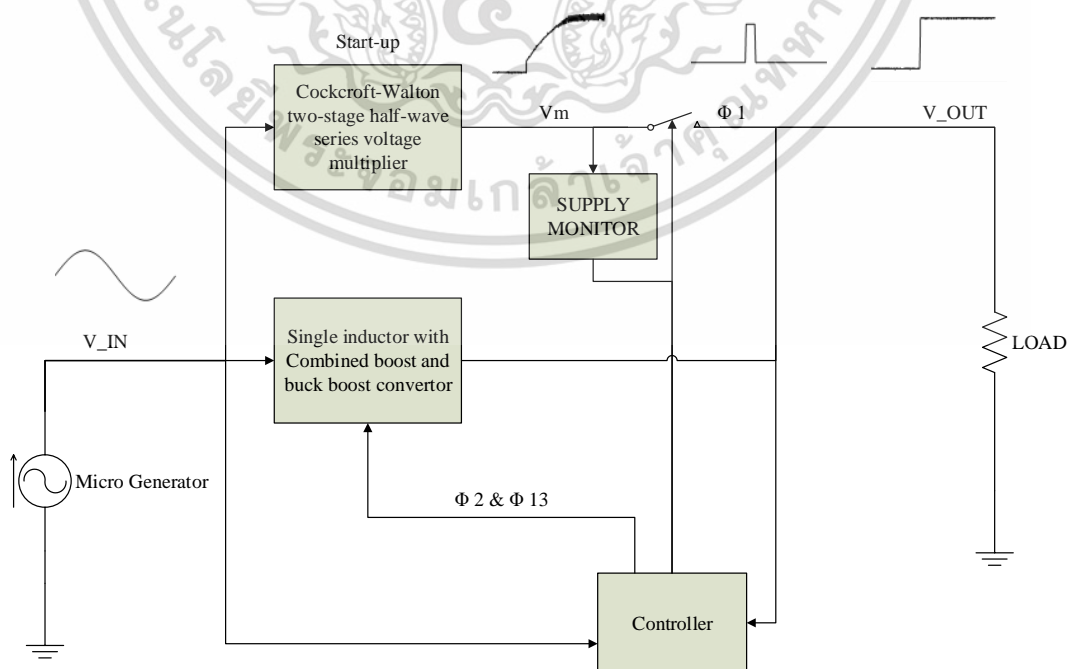
ผลการทดลองวงจร A self-starting AC to DC step-up converter

4.1 บทนำ

ในบทนี้แนะนำเสนอผลการทดสอบทางด้านต่างๆ ของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter ที่ได้ออกแบบและพัฒนาในบทก่อนหน้า โดยการนำอุปกรณ์ต้นแบบของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter มาทดสอบเพื่อแสดงให้เห็นถึงความสามารถในด้านต่างๆ โดยได้มีการทำการทดสอบทางด้านประสิทธิภาพการทำงานของวงจร ระยะเวลาที่ใช้ในการเริ่มต้นการทำงานของวงจรทั้งหมด ตลอดจนความสามารถในการควบคุมและการรักษาระดับของแรงดันเอาต์พุตที่เงื่อนไขต่างๆ หรือ ทำการทดสอบของ Load regulation ของวงจรและการทดสอบของ Line regulation ของวงจร เป็นต้น

4.2 วงจร A self-starting AC to DC step-up converter และรายการอุปกรณ์ในวงจรที่ออกแบบ

จากบทที่แล้วได้นำเสนอเกี่ยวกับโครงสร้างของวงจร การออกแบบและหลักการในการทำงานของวงจรต่างๆ ภายในวงจร A self-starting AC to DC step-up converter ซึ่งเป็นไปตามภาพด้านล่าง

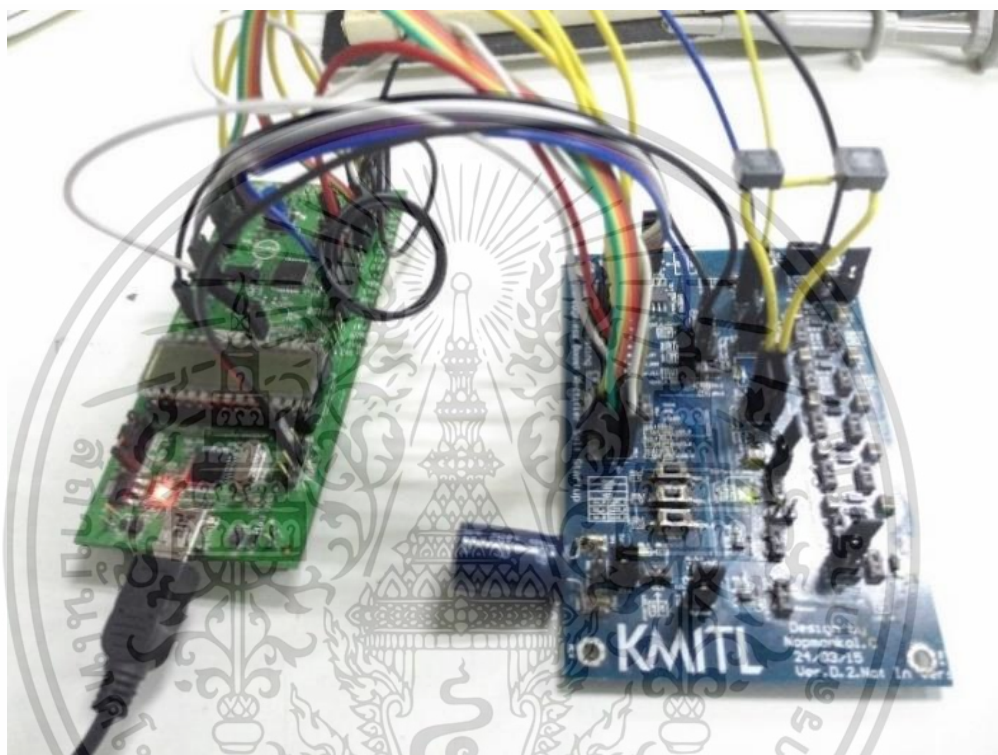


รูปที่ 4.1 วงจร A self-starting AC to DC step-up converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตเป็นการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

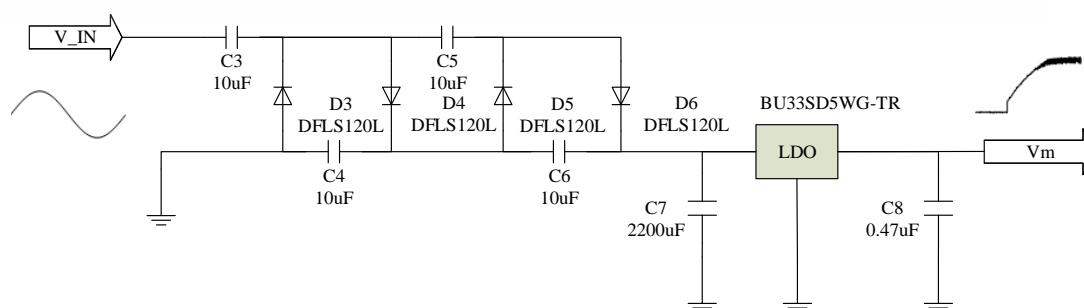
ซึ่งในวงจร A self-starting AC to DC step-up converter มีส่วนประกอบมาจากวงจรต่างๆ ได้แก่ วงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up, วงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter, วงจร Supply monitor และ วงจร Controller ซึ่งอุปกรณ์ต้นแบบของวงจรที่ใช้ในการทดสอบผลของการทำงานได้เป็นไปตามรายละเอียดในการออกแบบซึ่งมีการเลือกใช้ตามรายการโดยแบบตามวงจร

4.2.1 อุปกรณ์ต้นแบบของวงจรที่ใช้ในการทดสอบ



รูปที่ 4.2 ต้นแบบของวงจรที่ใช้ในการทดสอบ

4.2.2 วงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up



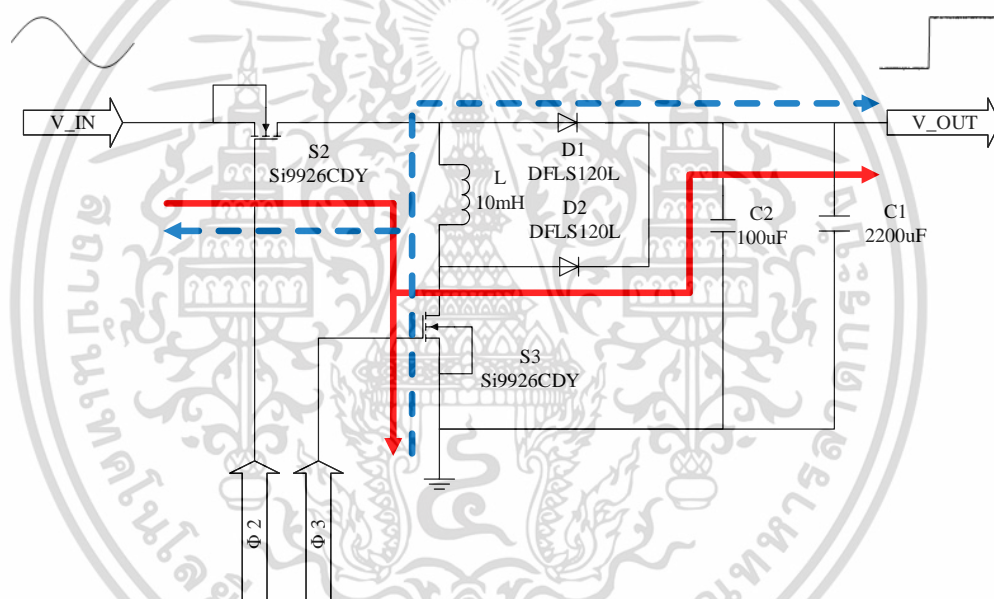
รูปที่ 4.3 วงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 4.1 แสดงรายการอุปกรณ์ในวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up ของต้นแบบของวงจรที่ใช้ในการทดสอบ

Designator	Description	Digi-Key Part Number
C3, C4, C5, C6	CAP CER 10UF 25V X7R 1210	490-4798-1-ND
D3, D4, D5, D6	DIODE SCHOTTKY 20V 1A POWERDI123	DFLS120LDICT-ND
LDO	IC REG LDO 3.3V 0.5A 5SSOP	BU33SD5WG-TRCT-ND
C7	CAP ALUM 2200UF 20% 50V RADIAL	P5576-ND
C8	CAP CER 0.47UF 50V X5R 0603	490-11994-1-ND

4.2.3 วงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter



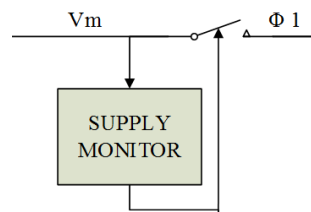
รูปที่ 4.4 วงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

ตารางที่ 4.2 แสดงรายการอุปกรณ์ในวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ของต้นแบบของวงจรที่ใช้ในการทดสอบ

Designator	Description	Digi-Key Part Number
L1	FIXED IND 10MH 180MA 19.2 OHM	SRR1208-103KLCT-ND
S2, S3	MOSFET 2N-CH 20V 8A 8-SOIC	SI9926CDY-T1-GE3CT-ND
D1, D2	DIODE SCHOTTKY 20V 1A POWERDI123	DFLS120LDICT-ND
C1	CAP ALUM 2200UF 20% 50V RADIAL	P5576-ND
C2	CAP CER 100UF 6.3V X7S 1210	490-10530-1-ND

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.2.4 วงจร Supply monitor

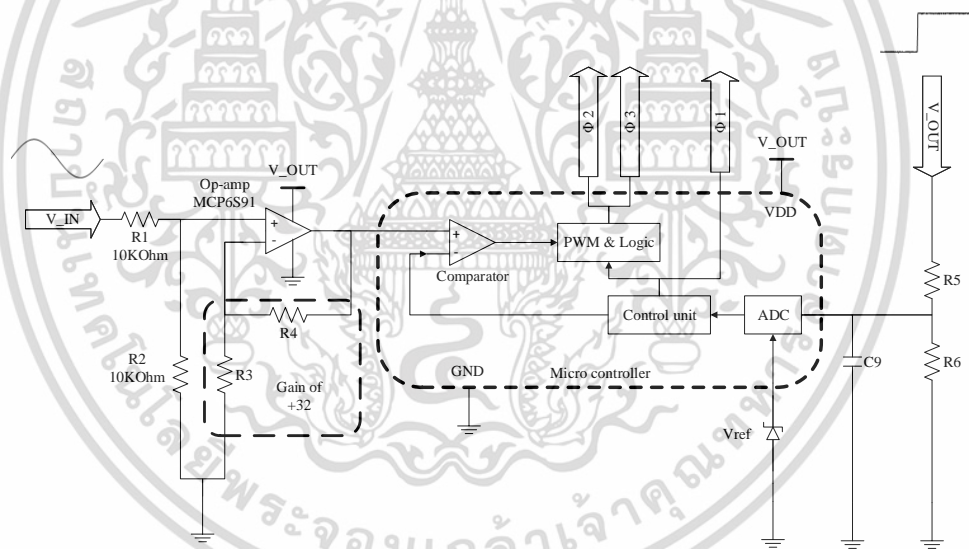


รูปที่ 4.5 วงจร Supply monitor

ตารางที่ 4.3 แสดงรายการอุปกรณ์ในวงจร Supply monitor ของต้นแบบของวงจรที่ใช้ในการทดสอบ

Designator	Description	Digi-Key Part Number
Supply monitor	3-Pin Supply Voltage Supervisors	TPS3809K33
$\Phi 1$	Power MOSFET	NTJD1155L

4.2.5 วงจร Controller



รูปที่ 4.6 วงจร Controller

ตารางที่ 4.4 แสดงรายการอุปกรณ์ในวงจร Controller ของต้นแบบของวงจรที่ใช้ในการทดสอบ

Designator	Description	Digi-Key Part Number
Op-amp	IC OPAMP PGA 18MHZ RRO 8SOIC	MCP6S91-E/SN-ND
Microcontroller	STM8L-DISCOVERY	497-10660-ND

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3 ผลการทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของวงจร

การทำงานของวงจรหรือในอุปกรณ์ใดๆ ไม่ว่าจะมีการใช้พลังงานในรูปแบบใดๆ ย่อมมีการเปลี่ยนแปลงพลังงานจากรูปแบบหนึ่งเป็นสู่พลังงานอีกรูปแบบหนึ่งซึ่งในความเป็นจริงไม่มีสิ่งใดที่สามารถทำให้มีการเปลี่ยนแปลงได้อย่างสมบูรณ์ 100% พลังงานที่รับเข้ามาย่อมมีการสูญเสียไปเป็นรูปแบบอื่นๆ ที่ไม่ต้องการ สิ่งสำคัญอย่างหนึ่งที่สามารถระบุได้ว่าวงจร อุปกรณ์ หรือสิ่งของชิ้นนั้นมี ความสามารถในการใช้พลังงานได้คุ้มค่าหรือมีการสูญเสียมากหรือน้อยเพียงใดนั้น จำเป็นต้องมีการทำ การทดสอบเรื่องประสิทธิภาพของการทำงานของชิ้นนั้น

4.3.1 การทดสอบประสิทธิภาพและการทำงานของวงจร

การทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของวงจร AC to DC step-up converter แบ่งออกได้เป็น 3 ส่วน คือ

1. วงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up ซึ่งใช้ในการเริ่มต้นการทำงาน
2. วงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ซึ่งเป็น วงจรหลักในการทำงาน
3. วงจร A self-starting AC to DC step-up converter ซึ่งเป็นวงจรที่รวมการทำงานทั้งหมด ที่นำเสนอ

ในการทดสอบประสิทธิภาพจะทำการแยกการทดสอบออกแต่ละวงจรให้เป็นอิสระต่อกัน เพื่อให้ได้ค่าที่ถูกต้องของแต่ละวงจรโดยไม่มีผลกระทบของวงจรอื่นๆเข้ามาทำให้ค่าที่ทำการทดสอบ ผิดพลาดไป

ในการทดลองประสิทธิภาพที่ได้จากวงจรเป็นการทดสอบความสามารถในการส่งถ่ายพลังงาน จากอินพุตไปยังเอาต์พุตหรือมีการสูญเสียพลังงานภายในวงจรมากน้อยขนาดเท่าไรโดยทำการวัด พลังงานอินพุตดังสมการ (4.3) และพลังงานเอาต์พุตดังสมการ (4.2) ซึ่งสามารถคำนวณเป็น ประสิทธิภาพได้ดังไปตามสมการ (4.1) โดยแรงดันที่ตกคร่อม R ที่มีค่า 1 Ohm ในสมการ (4.3) จะ ไม่กระทบต่อแรงดัน V_{IN} เนื่องมาจากมีการ feedback โดย high current buffer ซึ่งทำให้แรงดัน และความถี่ที่ V_{IN} มีค่าเท่ากับกับ Signal generator

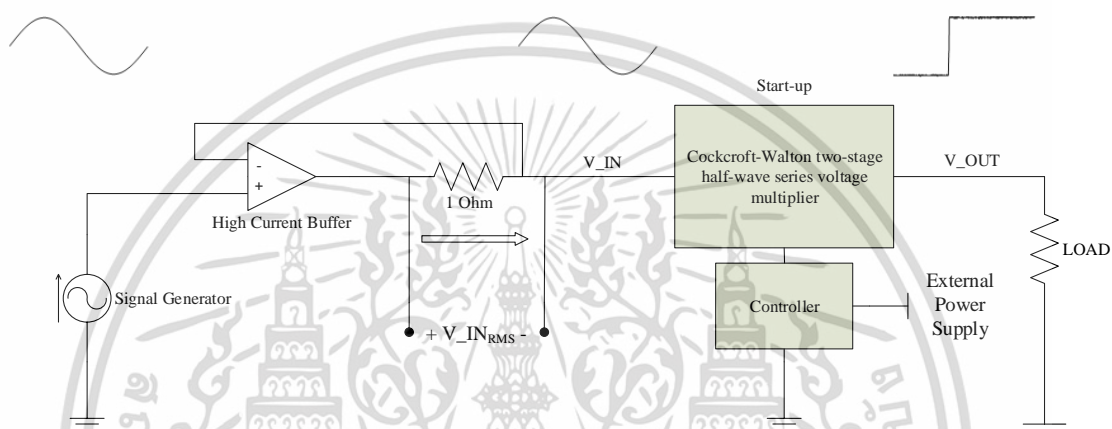
$$\text{Efficiency} = \left(\frac{P_{out}}{P_{in}} \right) \times 100 \quad (4.1)$$

$$P_{out} = V_{OUT} \times LOAD \quad (4.2)$$

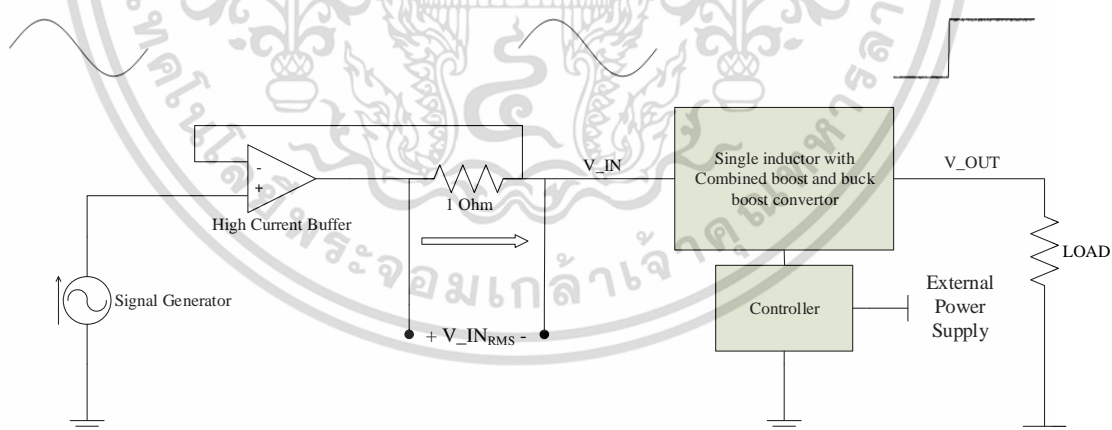
$$P_{in} = \left(\frac{V_{IN_{RMS}}^2}{R} \right) \quad (4.3)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทดสอบการทำงานของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up จะใช้วงจรในการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 4.7 และ Single inductor with Combined boost and buck boost converter จะใช้วงจรในการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 4.8 ซึ่งมีการจ่ายพลังงานโดยใช้แหล่งจ่ายจากภายนอกให้วงจร Controller แยกต่างหากเพื่อให้ไม่มีผลกระทบต่อผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจรทั้งคู่ เพื่อจะได้แสดงให้เห็นประสิทธิภาพในแต่ละวงจรและมีการทดสอบ load regulation และ Line regulation จะทำการทดสอบโดยใช้รูปแบบเดียวกันกับ Single inductor with Combined boost and buck boost converter จะใช้วงจรในการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 4.8



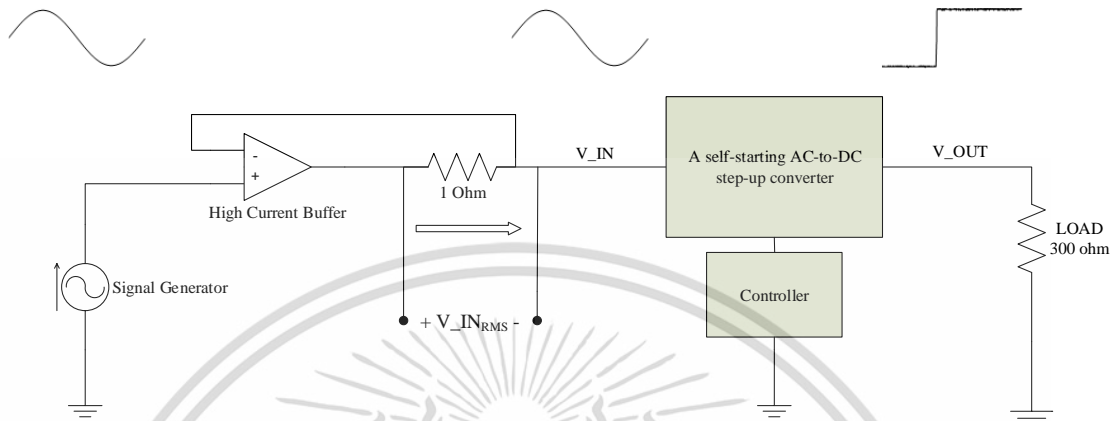
รูปที่ 4.7 วงจรที่ใช้ในการทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up



รูปที่ 4.8 วงจรที่ใช้ในการทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost convertor

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

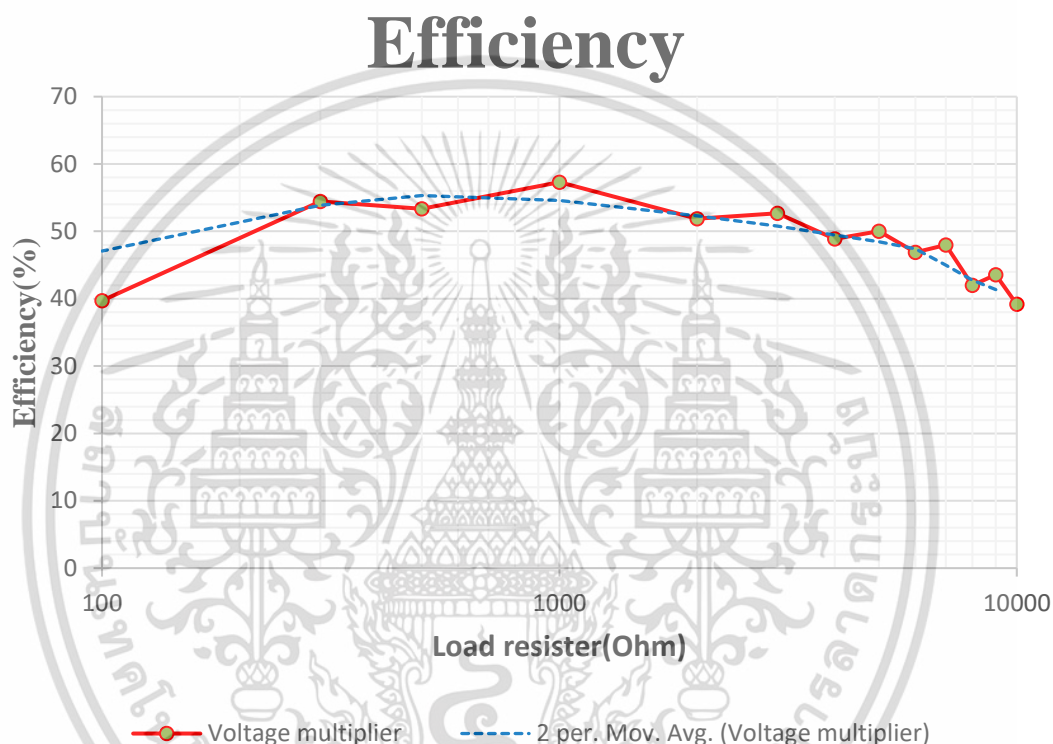
ในส่วนวงจร A self-starting AC to DC step-up converter จะใช้วงจรในการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 4.9 จะทำการทดสอบการทำงานทั้งวงจร โดยใช้พลังงานที่ได้จากภายในวงจร สำหรับการทำงานของวงจร Controller ซึ่งใช้วัดผลการทดสอบประสิทธิภาพการทำงาน และ ผลการทดสอบ Start-up Time



รูปที่ 4.9 วงจรที่ใช้ในการทดสอบประสิทธิภาพการทำงานของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter

4.3.2 ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up

ผลการทดลอง ของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up มีประสิทธิภาพสูงสุดอยู่ที่ 57.3% ที่ความถี่ 1KHz ณ ขณะแรงดันอินพุต 0.9Vrms ซึ่งความสามารถในการจ่ายพลังงานที่สูงสุดของวงจรอยู่ที่ 14.4mW โดยมีแรงดันเอาต์พุตที่ 3.8V กระแส 3.8mA



รูปที่ 4.10 กราฟแสดงประสิทธิภาพของวงจร start-up

สำหรับโครงสร้างของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up โดยธรรมชาติของวงจรนี้ มีประสิทธิภาพไม่สูงมากและออกแบบเพื่อใช้สำหรับทำงานในช่วงเริ่มต้นการทำงานเพื่อ start-up การงานในวงจร A self-starting AC to DC step-up converter เท่านั้นจึงมุ่งเน้นความสามารถในการยกระดับแรงดันให้มากเพียงพอเพื่อเริ่มต้นการทำงานได้ตลอดช่วงการตอบสนองการทำงาน of วงจรจึงไม่จำเป็นต้องมีประสิทธิภาพสูงมากแต่ควรมีประสิทธิภาพใกล้เคียงกันตลอดช่วงการตอบสนองการทำงาน โดยประสิทธิภาพในช่วง 100Hz ถึงใน 10KHz ต่ำที่สุดอยู่ที่ 39.1% และสูงที่สุดอยู่ที่ 57.3%

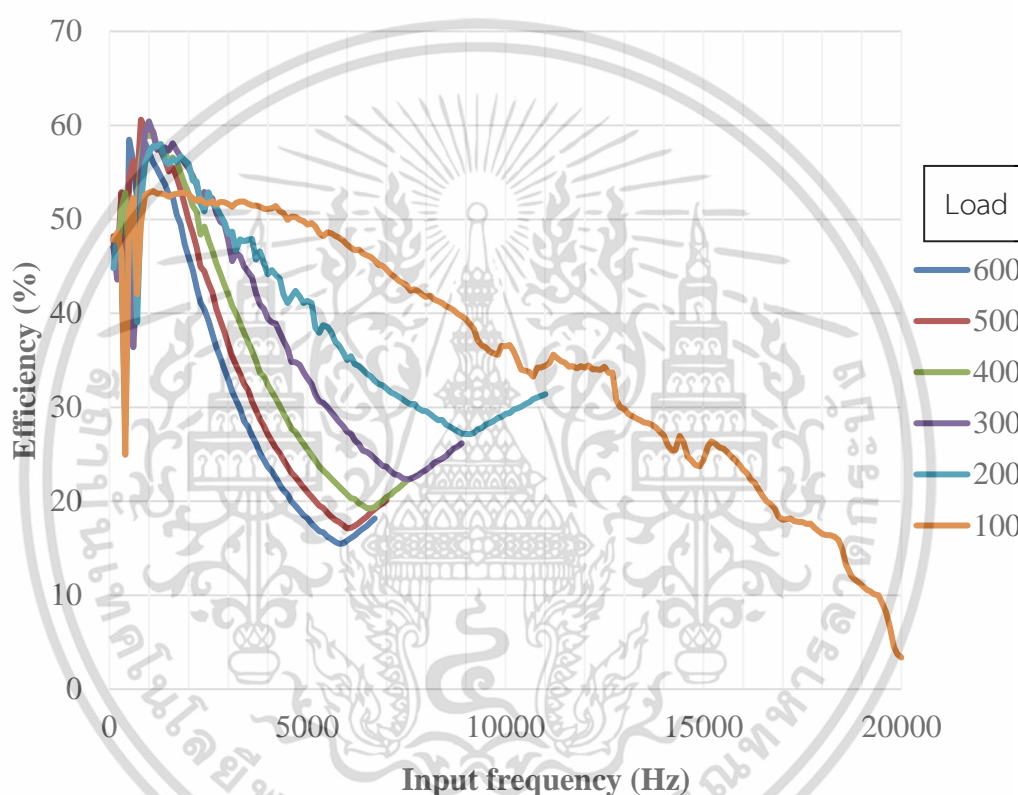
ประสิทธิภาพในช่วงที่โหลดมีค่าต่ำและช่วงที่โหลดมีค่าสูงนั้นมีประสิทธิภาพต่ำลงอันเนื่องมาจากผลกระทบของ เอาต์พุตอิมพีแดนซ์ ของวงจรที่ทำให้ความสามารถส่งผ่านพลังงานไปให้ โหลดมีการเปลี่ยนแปลงไปตามโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.3 ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

ผลการทดลอง ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter มีประสิทธิภาพสูงสุดอยู่ที่ 60.60%, 60.42% ที่ความถี่ 800Hz, 1000Hz และโหลด 500Ohm, 300Ohm ตามลำดับ ณ ขณะแรงดันอินพุต 0.61Vrms ซึ่งความสามารถในการจ่ายพลังงานที่สูงสุดของวงจรอยู่ที่ 12.9mW, 21.6mW ตามลำดับ

Efficiency



รูปที่ 4.11 กราฟแสดงประสิทธิภาพของวงจร Bridgeless boost converter

สำหรับโครงสร้างของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter มีประสิทธิภาพที่มากกว่า 60% มีความถี่อินพุตประมาณ 1000Hz ซึ่งสอดคล้องตามการทำงานของวงจร start-up ที่มีประสิทธิภาพการทำงานที่สูงที่สุดที่ความถี่อินพุตที่ 1000Hz เช่นเดียวกัน

ประสิทธิภาพในช่วงที่ความถี่ต่ำและช่วงที่ความถี่สูงนั้นมีค่าต่ำลงอันเนื่องมาจากผลกระทบของอิมพีแดนซ์ ของวงจรที่มีการเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่อินพุตซึ่งอิมพีแดนซ์ของตัวเหนี่ยวนำจะส่งผลต่อประสิทธิภาพในช่วงที่ความถี่ต่ำและตัวเก็บประจุจะส่งผลต่อประสิทธิภาพในช่วงความถี่ที่สูง ทำให้เกิดเป็น Band-Pass ขึ้น และ ประสิทธิภาพเมื่อโหลดมีค่าต่ำลงจะมีประสิทธิภาพสูงขึ้นเพราะเอาต์พุต

อิมพีแดนซ์ ของวงจรส่งผลทำให้สามารถส่งผ่านพลังงานไปให้โหลดได้ดีกว่า

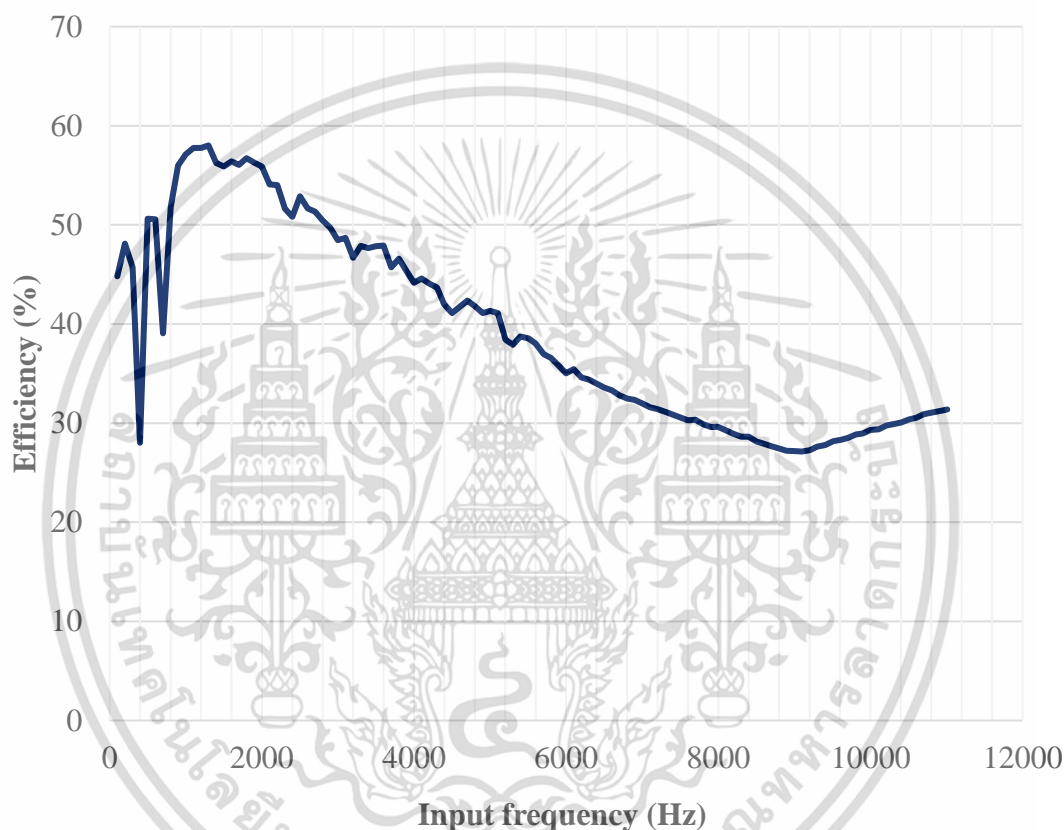
เอกสารนี้เป็นเอกสารทบทวนวิชาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.3.4 ผลการทดสอบประสิทธิภาพของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter

ผลการทดลอง ของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter มีประสิทธิภาพสูงสุดอยู่ที่ 57.1%, 58% ที่ความถี่ 1000Hz, 1300Hz ตามลำดับ ณ ขณะแรงดันอินพุต 0.61Vrms และจ่ายพลังให้โหลด 300Ohm ในขณะเวลานั้น

Efficiency



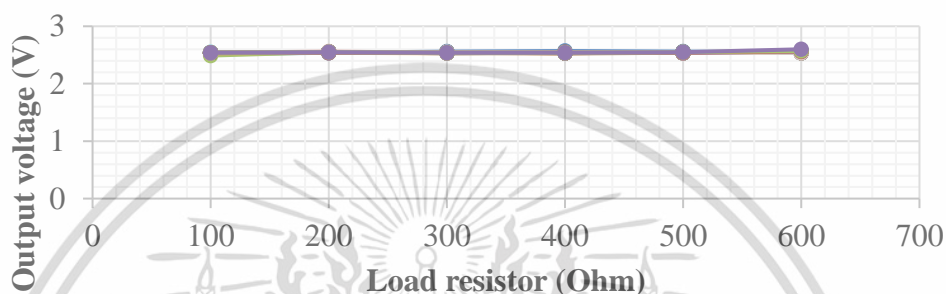
รูปที่ 4.12 กราฟแสดงประสิทธิภาพของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter

สำหรับโครงสร้างของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter มีประสิทธิภาพที่ 57-58% มีความถี่อินพุตประมาณ 1000-1300Hz ซึ่งสอดคล้องตามการทำงานของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up ที่มีประสิทธิภาพการทำงานที่สูงที่สุดที่ความถี่อินพุตที่ 1000Hz เช่นเดียวกัน

4.4 ผลการทดสอบ Load regulation ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

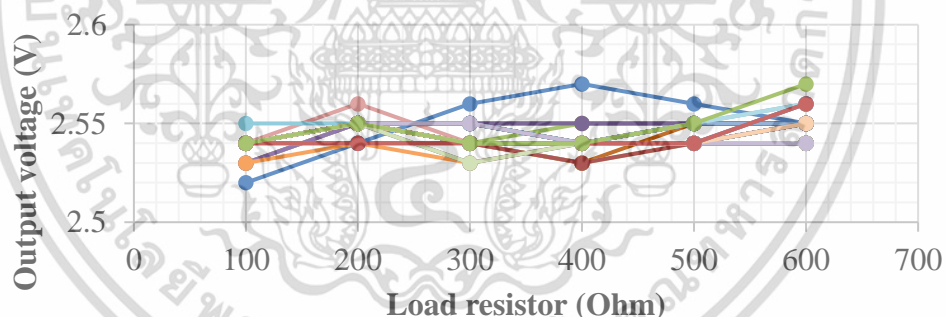
การทดลอง ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ในการรักษาระดับแรงดันที่ 2.55V เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงโหลดในค่าต่างๆ ณ ขณะแรงดันอินพุต 0.61Vrms ในช่วงความถี่อินพุต 200-5800Hz

Load regulation



รูปที่ 4.13 กราฟแสดงผลการทดสอบ Load regulation

Load regulation



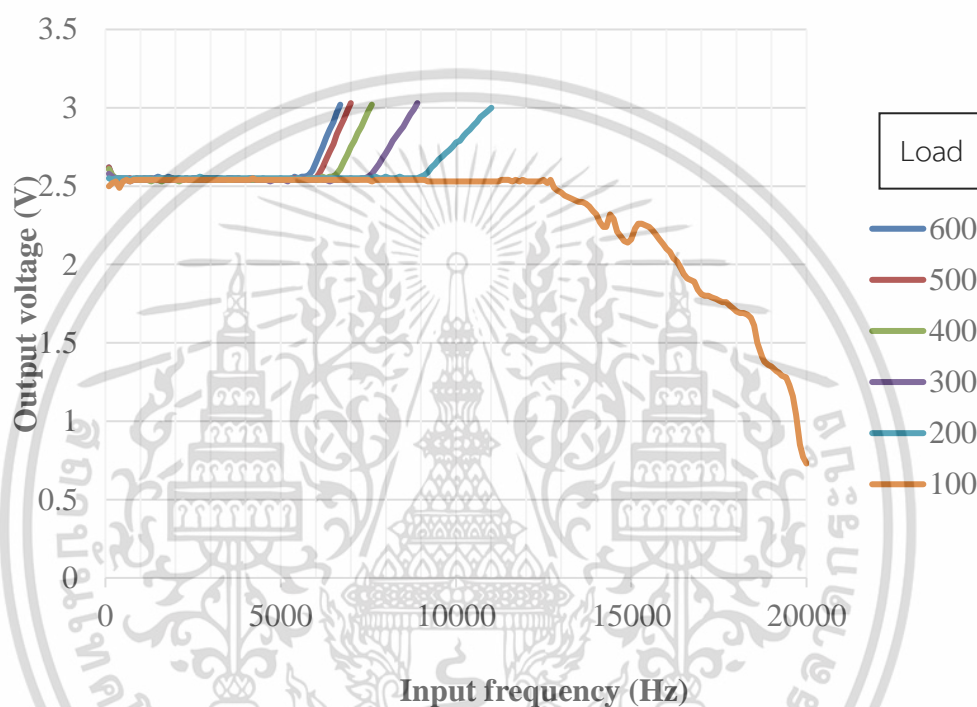
รูปที่ 4.14 กราฟแสดงผลการทดสอบ Load regulation

ผลการทดลองของ Load regulation นั้นแสดงให้เห็นว่าวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ที่ได้ออกแบบนี้มีความน่าเชื่อถือในความสามารถในการจ่ายแรงดันเอาต์พุตที่ให้ค่าคงที่ ซึ่งเมื่อมีโหลดหรือค่ากระแสที่เปลี่ยนแปลงไปวงจรยังสามารถรักษาระดับแรงดันให้มีค่าคงที่ได้โดยมีการเปลี่ยนแปลงไปจากเดิมเพียงเล็กน้อยไม่เกิน $\pm 30\text{mV}$ ซึ่งมีค่า Load regulation อยู่ที่ 0.39%

4.5 ผลการทดสอบ Line regulation ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter

การทดลอง ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ในการรักษาระดับแรงดันที่ 2.55V เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความถี่อินพุตในค่าต่างๆ ณ ขณะแรงดันอินพุต 0.61Vrms ที่โหลดที่ต่างกัน

Line regulation



รูปที่ 4.15 กราฟแสดงผลการทดสอบ Line regulation ตามความถี่อินพุต

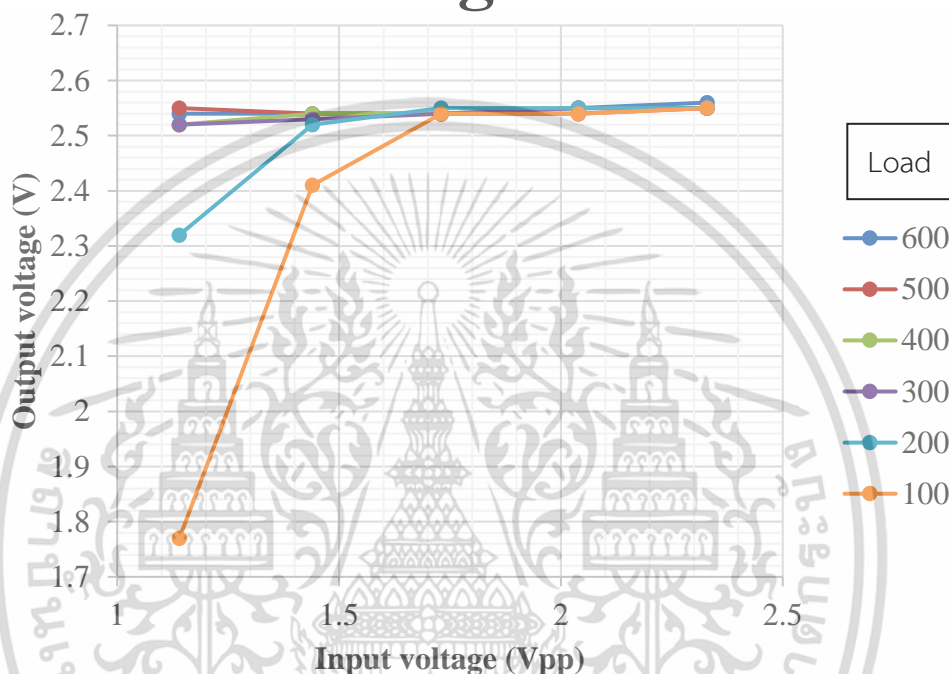
ผลการทดลองของ Line regulation ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter มีความสามารถในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ในช่วงของความถี่อินพุตประมาณ 100Hz ถึง 5800Hz ที่โหลดน้อยกว่า 600Ohm ซึ่งมีค่า Line regulation อยู่ที่ 0.78%

ข้อสังเกตที่ความถี่สูงขึ้นเกินค่าหนึ่ง ในโหลดแต่ละค่า จะไม่สามารถควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้มีค่าตามที่ต้องการได้ เนื่องจากความถี่จากแรงดันอินพุตนั้นเข้าใกล้ความถี่ สวิตช์ของมอสเฟตซึ่งทำให้มีผลต่อการทำงานของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter โดยมีผลกระทบกับการสวิตช์ของมอสเฟตที่ให้มีค่าแรงดันเอาต์พุตผิดพลาดไป แต่เมื่อมีโหลดมีค่าน้อยลง ทำให้มีการจ่ายกระแสมากขึ้นผลกระทบที่ไม่สามารถควบคุมการทำงานจึงน้อยลง ทำให้มีความสามารถในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตได้กว้างเพิ่มขึ้น

ในการออกแบบได้กำหนดแรงดันสูงสุดไว้ที่ 3V เมื่อแรงดันเอาต์พุตมีแรงดันค่าเพิ่มขึ้นมาถึงแรงดันที่กำหนดวงจรจะตัดการทำงานออกเพื่อป้องกันความเสียหายจากแรงดันเกิน

การทดลอง ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter ในการรักษาระดับแรงดันที่ 2.55V เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันอินพุตในค่าต่างๆ ณ ระยะเวลาถี่อินพุต 1000Hz ที่โหลดค่าต่างกัน

Line regulation



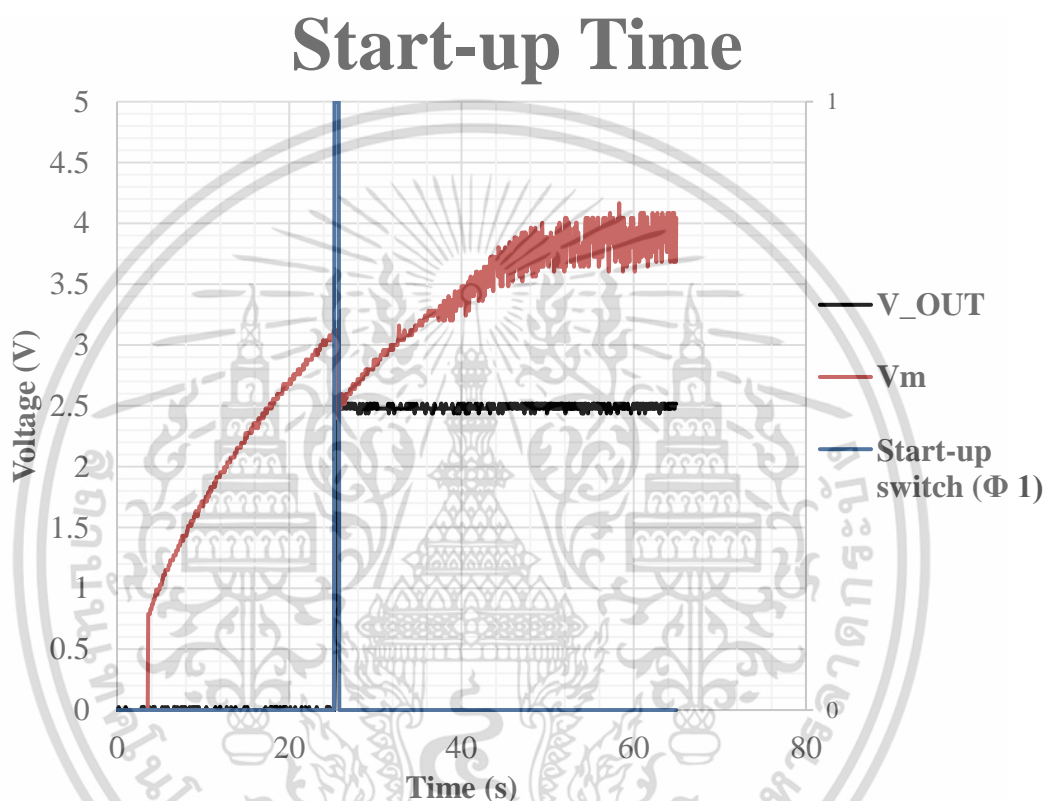
รูปที่ 4.16 กราฟแสดงผลการทดสอบ Line regulation ตามแรงดันอินพุต

ผลการทดลองของ Line regulation ของวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter มีความสามารถในการควบคุมแรงดันเอาต์พุตให้คงที่ได้ในช่วงของแรงดันอินพุตประมาณ 1.4Vpp หรือ 0.49Vrms ขึ้นไปถึง 2.3Vpp หรือ 0.81Vrms ที่โหลดมากกว่า 200Ohm ซึ่งมีค่า Line regulation อยู่ที่ 1.17%

ข้อสังเกตที่แรงดันอินพุตค่าต่ำๆ ในโหลดค่าต่ำจะแรงดันเอาต์พุตจะมีค่าต่ำกว่าที่ออกแบบ เนื่องจากที่โหลดค่าต่ำๆมีการจ่ายพลังงานมากซึ่งมากกว่าพลังงานที่อินพุตทำให้ไม่สามารถควบคุมให้ไปค่าที่ออกแบบไว้ได้

4.6 ผลการทดสอบ Start-up Time ของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter

วงจรที่ใช้ในการทดสอบดังแสดงในรูปที่ 4.9 ซึ่งได้ผลการทดลอง ของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter ในการเริ่มต้นการทำงานจากการไม่มีพลังงานในวงจรจนสามารถเริ่มต้นการทำงานที่เวลา 25 วินาที โดยจ่ายแรงดันอินพุต 0.61Vrms ความถี่ 1000Hz และจ่ายพลังให้โหลด 300Ohm ในขณะเวลานั้นโดย



รูปที่ 4.17 กราฟแสดงผลการทดสอบ Start-up Time

การเริ่มต้นการทำงานของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter ซึ่งในช่วงแรกจะเป็นการทำงานของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up ซึ่งมีค่าแรงดันขาออกของวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up คือ V_m และแรงดันเอาต์พุตของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter คือ V_{OUT} โดยมีสัญญาณที่มาจากวงจร Supply monitor ในการควบคุมการทำงาน Start-up switch ในการจ่ายพลังงานที่วงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up สละสมในตัวเก็บประจุออกมาให้ ไมโครคอนโทรลเลอร์ซึ่งทำให้วงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter เริ่มต้นการทำงาน และสามารถจ่ายไฟเพื่อเลี้ยงการทำงานของวงจรตัวเองและมากเพื่อพอเพื่อจ่ายพลังงานให้กับโหลด

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4.7 บทสรุป

วงจร A self-starting AC to DC step-up converter ที่ออกแบบพัฒนาขึ้นเป็นต้นแบบนี้ ถูกออกแบบให้มีความซับซ้อนน้อยเพื่อให้ง่ายต่อการนำไปใช้งาน สามารถหาอุปกรณ์ได้ทั่วไปในท้องตลาด โดยมีอุปกรณ์จำนวนน้อยเพื่อให้วงจรมีการใช้พื้นที่น้อย และ ต้นทุนในการผลิตที่ต่ำ

การทดสอบวงจร A self-starting AC to DC step-up converter ที่พัฒนาขึ้น ได้แบ่งออกเป็น 4 การทดสอบ ซึ่งได้ผลการทดสอบดังนี้

1. การทดสอบทางด้าน ประสิทธิภาพการทำงานของวงจร สูงสุดอยู่ที่ 60% และสามารถจ่ายพลังงานเอาต์พุตได้สูงสุดที่ 21.6mW (ไม่รวมวงจร Controller)
2. การทดสอบ Load regulation ที่แรงดันเอาต์พุต 2.55V ค่าแรงดันเอาต์พุตผิดพลาดที่ 1.17% ที่โหลดตั้งแต่ 100-600 Ohm
3. การทดสอบ Line regulation วงจรจะทำงานที่แรงดันอินพุตต่ำที่สุดอยู่ที่ 0.49Vrms ที่ความถี่ 1kHz และ ความถี่อินพุตที่ทำงานได้อยู่ในช่วง 0.1-5kHz ที่แรงดันอินพุต 0.61Vrms
4. การทดสอบ start-up time สามารถทำงานหลังจาก 25 วินาที ที่แรงดัน 0.61Vrms จะเร็วขึ้นถ้าแรงดันอินพุตมากขึ้นและมีประจุเหลือภายในตัวเก็บประจุ

เพื่อนำผลงานการออกแบบวงจร A self-starting AC to DC step-up converter ที่เริ่มต้นการทำงานด้วยตัวเอง มาเปรียบเทียบกับงานวิจัยอื่นๆ เป็นไปตามตารางที่ 4.5

ตารางที่ 4.5 แสดงรายการเปรียบเทียบกับงานวิจัยอื่น

Ref.	η	F_{in}	P_{in}	V_{in} (p-p)	P_{out}	V_{out}	I_{out}	Structure	Start-up	Year
[23]	55	108 Hz	-	2V	10 mW	3.3V	-	split-capacitor topology	Battery	2010
[27]	71	100 Hz	-	800 mV	54.5 mW	3.3V	-	Single inductor with Combined boost and buck boost converter	Battery	2013
[30]	94.2	200 Hz	-	2V	-	1V	30 uA	Active AC/DC Converter	-	2013
[21]	45	868 MHz	-14 dBm	-	-	2V	-	Dickson Charge Pump	self	2012
[19]	94.3	70 kHz	-	260 V	150 W	1000 V	-	Cockcroft-Walton Voltage Multiplier	self	1975
This work	60	1 kHz	35.9 mW	1.72 V	21.6 mW	2.5V	8.47 mA	Direct AC/DC Converter	Voltage multiply	2017

η = Efficiency

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บทที่ 5

สรุปและวิจารณ์

5.1 สรุปผลการทดลอง

ในปัจจุบันมีความต้องการใช้งานอุปกรณ์ไฟฟ้าในการดำเนินชีวิตมากขึ้นเรื่อยๆ และมีแนวโน้มที่จะเป็นอุปกรณ์ไร้สายที่สามารถเคลื่อนย้ายได้สะดวกมากขึ้น ซึ่งอุปกรณ์เหล่านั้นเองจะมีการใช้พลังงานไฟฟ้ามาจากแบตเตอรี่เป็นส่วนใหญ่ ซึ่งเป็นทำให้มีขีดจำกัดในการใช้งานอุปกรณ์เหล่านั้นในเรื่องต่างๆ ถ้าสามารถเก็บเกี่ยวพลังงานจากธรรมชาติซึ่งมีอยู่รอบตัวผู้ใช้งาน มาเป็นแหล่งพลังงานกับอุปกรณ์เหล่านั้นเพื่อเพิ่มขีดลดขีดจำกัดหรือทดแทนแหล่งพลังงานไฟฟ้าจากแบตเตอรี่ ที่มีใช้กันอยู่ในปัจจุบันได้จำเป็นต้องมีองค์ประกอบหลายส่วนที่ต้องมีประสิทธิภาพสูง หนึ่งในนั้นคือวงจรสำหรับแปลงพลังงานและควบคุม

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้จึงนำเสนอผลงานการออกแบบวงจร A self-starting AC to DC step-up converter เพื่อนำพลังงานไฟฟ้าที่ได้จากการแปลงพลังงานในธรรมชาติของ ทวานสดิวเซอร์ มาเป็นพลังงานไฟฟ้า ซึ่งโดยทั่วไปส่วนใหญ่พลังงานที่ได้จะอยู่ในรูปแบบพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งมีแรงดันต่ำวงจร A self-starting AC to DC step-up converter จะทำให้ที่แปลงพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับที่แรงดันต่ำและไม่คงที่ให้เป็นพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงที่มีแรงดันไฟฟ้าคงที่เพื่อเหมาะสมต่อการนำไปใช้งานอื่นๆต่อไป ซึ่งวงจร A self-starting AC to DC step-up converter ใช้โครงสร้างของวงจร Direct AC/DC Converter เพื่อลดข้อจำกัดของวงจร bridge rectifier มีการทำงานของวงจรคือมีวงจร boost converter กับวงจร inverting buck-boost converter ทำการต่อร่วมกันแบบ parallel มีชื่อเรียกว่าวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter และจำเป็นต้องทำงานร่วมกันวงจรส่วนควบคุมเพื่อจ่ายต่อการแก้ไขพัฒนาและใช้งานจึงออกแบบวงจรด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์ (Microcontroller) และมีวงจร start-up ที่มาจากวงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up สำหรับจ่ายพลังงานให้ส่วนควบคุมสามารถเริ่มการทำงานได้ในช่วงที่วงจรยังมีพลังงานไม่เพียงพอต่อการทำงาน

โดยความสามารถของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter สามารถจ่ายพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงที่แรงดัน 2.55V โดยที่แรงดันอินพุตที่ต่ำสุดที่ 1.4 Vp-p หรือ 0.49 Vrms รองรับความถี่อินพุตตั้งแต่ 200-5000 Hz ที่โหลด 600 Ohm และมีประสิทธิภาพสูงสุด 60% ซึ่งที่ตำแหน่งนี้สามารถจ่ายกระแสเอาต์พุตได้สูงสุด 21.6 mW

5.2 วิจารณ์ผลการทดลอง

ในวงจร A self-starting AC to DC step-up converter มีไดโอด เป็นส่วนสำคัญในวงจร Single inductor with Combined boost and buck boost converter และ วงจร Cockcroft-Walton two-stage half-wave series voltage multiplier start-up ซึ่งไดโอดจะมีคุณสมบัติเฉพาะเรื่องแรงดันตกคร่อมทำให้เกิดข้อจำกัดของวงจร ถ้าต้องการเพิ่มประสิทธิภาพและความสามารถในการทำงานของวงจร A self-starting AC to DC step-up converter อาจจะทำได้โดยปรับเปลี่ยนอุปกรณ์หรือเทคนิคเพื่อลดแรงดันตกคร่อมลดด้วยวิธีการใช้มอสเฟตทำงานเป็นไดโอด [31] [32] [33] [34] [35] [36] เป็นต้น

การใช้ออกแบบวงจรควบคุมด้วยไมโครคอนโทรลเลอร์มีข้อจำกัดในเรื่องของเวลาในการตอบสนองการทำงานที่ความถี่สูงๆ ที่ต้องให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ทำงานที่ความถี่สัญญาณที่สูงตามทำให้มีการกินไฟของไมโครคอนโทรลเลอร์เองที่มากขึ้นด้วยเช่นกัน



เอกสารอ้างอิง

- [1] R. Vullers, R. v. Schaijk, I. Doms, C. V. Hoof and R. Mertens, "Micropower energy harvesting," *Solid-State Electronics*, vol. 53, no. 7, pp. 684-693, July 2009.
- [2] V. Liu, A. Parks, V. Talla, S. Gollakota, D. Wetherall and J. R. Smith, "wireless communication out of thin air," in *ACM SIGCOMM 2013*, Hong Kong, China, 2013.
- [3] P. Fiorini, I. Doms, C. V. Hoof and R. Vullers, "Micropower Energy Scavenging," in *38th European Solid-State Device Research Conference*, Edinburgh, UK, 2008.
- [4] L. Mateu and F. Moll, "Review of energy harvesting techniques and applications for microelectronics," in *SPIE*, 2005.
- [5] A. Harb, "Energy harvesting: State-of-the-art," *Renewable Energy*, vol. 36, no. 10, pp. 2641-2654, October 2011.
- [6] S. P. Beeby, M. J. Tudor and N. M. White, "Energy harvesting vibration sources for microsystems applications," *Measurement Science and Technology*, vol. 17, no. 12, pp. 175-195, December 2006.
- [7] K. K. Win, S. Dasgupta and S. K. Panda, "An optimized MPPT circuit for thermoelectric energy harvester for low power applications," in *8th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia*, Jeju, South Korea, 2011.
- [8] K. K. Win, X. Wu, S. Dasgupta, W. J. Wen, R. Kumar and S. K. Panda, "Efficient solar energy harvester for wireless sensor nodes," in *International Conference on Communication Systems*, Singapore, Singapore, 2010.
- [9] C. Yao, A. Sun and D. A. Hall, "Efficient power harvesting from the mobile phone audio jack for mHealth peripherals," in *Global Humanitarian Technology Conference*, Seattle, WA, USA, 2015.
- [10] S. J. Roundy, P. K. Wright and J. M. Rabaey, *Energy Scavenging for Wireless Sensor Networks*, Berkeley: Spring, 2004.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [11] G. D. Szarka, B. H. Stark and S. G. Burrow, "Review of Power Conditioning for Kinetic Energy Harvesting Systems," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 803 - 815, February 2012.
- [12] H. Kim, V. Bedekar and R. A. Islam, "Laser-machined piezoelectric cantilevers for mechanical energy harvesting," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 55, no. 9, pp. 1900-1905, September 2008.
- [13] M. Ericka, D. Vasic, F. Costa, G. Poulin and S. Tliba, "Energy harvesting from vibration using a piezoelectric membrane," *Journal de Physique IV*, vol. 128, pp. 187 - 193, September 2005.
- [14] X. Li, M. Guo and S. Dong, "A flex-compressive-mode piezoelectric transducer for mechanical vibration/strain energy harvesting," *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, vol. 58, no. 4, pp. 698-703, April 2011.
- [15] Y.-S. Kuo, S. Verma, T. Schmid and P. Dutta, "Hijacking power and bandwidth from the mobile phone's audio interface," in *ACM DEV '10*, London, United Kingdom, 2010.
- [16] *AN11552 NXP Smartphone Quick-Jack Solution*, 2014.
- [17] V. Vijayan and Vinida.K, "A Review of AC-DC Boost Converters for Low Voltage Energy Harvesting," *International Journal of Emerging Technology and Advanced Engineering*, pp. 841-846, June 2014.
- [18] J. D. Cockcroft and E. T. S. Walton., "Experiments with high velocity positive ions.—(I) Further developments in the method of obtaining high velocity positive ions," *Containing Papers of a Mathematical and Physical Character*, vol. 136, no. 830, pp. 619-630, June 1932.
- [19] M. I. T. and H. W. T., "Efficiency and weight of voltage multiplier type ultra lightweight d.c.-d.c. converters," in *Power Electronics Specialists Conference*, Culver City, California, USA,, 1975.
- [20] J. F. DICKSON, "On-chip high-voltage generation in MNOS integrated circuits using an improved voltage multiplier technique," *IEEE Journal of Solid-State Circuits* , Vols. SC-11, no. 3, pp. 374-378, June 1976.

- [21] S. Scorcioni, A. Bertacchini, L. Larcher, A. Ricciardi, D. Dondi and P. Pavan, "RF to DC CMOS rectifier with high efficiency over a wide input power range for RFID applications," in *IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest*, Montreal, QC, Canada, 2012.
- [22] S. Dwari, R. Dayal, L. Parsa and K. N. Salama, "Efficient direct ac-to-dc converters for vibration-based low voltage energy harvesting," in *34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, Orlando, FL, USA, 2008.
- [23] R. Dayal, S. Dwari and L. Parsa, "Design and Implementation of a Direct AC-DC Boost Converter for Low-Voltage Energy Harvesting," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 58, no. 6, pp. 2387 - 2396, June 2011.
- [24] S. Dwari and L. Parsa, "An Efficient AC-DC Step-Up Converter for Low-Voltage Energy Harvesting," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 25, no. 8, pp. 2188-2199, August 2010.
- [25] K. Madhuri and A. Srujana, "Low Voltage Energy Harvesting by an Efficient AC-DC Step-Up Converter," *IOSR Journal of Electrical and Electronics Engineering*, vol. 7, no. 3, pp. 32-47, September 2013.
- [26] N. P. P. and R. P., "Bridgeless High Efficiency Boost Rectifier For Energy Harvesting," *International Journal of Scientific Engineering and Research*, vol. 2, no. 1, pp. 7-11, January 2014.
- [27] H. Wang, Y. Tang and A. Khaligh, "A Bridgeless Boost Rectifier for Low-Voltage Energy Harvesting Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 28, no. 11, pp. 5206-5214, November 2013.
- [28] D. Kwon and G. A. Rincon-Mora, "A rectifier-free piezoelectric energy harvester circuit," in *IEEE International Symposium on Circuits and Systems*, Taipei, Taiwan, 2009.
- [29] S. H. Nguyen, N. Ellis and R. Amirtharajah, "Powering smart jewelry using an RF energy harvesting necklace," in *Microwave Symposium (IMS)*, San Francisco, CA, USA, 2016.

- [30] A. S. Herbawi, O. Paul and T. Galchev, "An Ultra-Low-Power Active AC-DC CMOS Converter For Sub-1V Integrated Energy Harvesting Applications," in *SENSORS*, Baltimore, MD, USA, 2013.
- [31] G. Gosset and D. Flandre, "A very high efficiency ultra-low-power 13.56MHz voltage rectifier in 150nm SOI CMOS," in *IEEE International Symposium on Radio-Frequency Integration Technology*, Singapore, Singapore, 2009.
- [32] G. Gosset, B. Rue and D. Flandre, "Very High Efficiency 13.56 MHz RFID Input Stage Voltage Multipliers Based On Ultra Low Power MOS Diodes," in *IEEE International Conference on RFID*, Las Vegas, NV, USA, 2008.
- [33] Y. Wong, P. Tan, M. Ibrahim, A. Syafeeza and N. Hamid, "Dickson charge pump rectifier using ultra-low power (ULP) Diode for BAN applications," *Journal of Telecommunication, Electronic and Computer Engineering*, vol. 8, no. 9, pp. 77-82, September 2016.
- [34] E. Dallago, D. Miatton, G. Venchi, V. Bottarel, G. Frattini, G. Ricotti and M. Schipani, "Active autonomous AC-DC converter for Piezoelectric Energy Scavenging Systems," in *IEEE Custom Integrated Circuits Conference*, San Jose, CA, USA, 2008.
- [35] S. Cheng, R. Sathe, R. Natarajan and D. P. Arnold, "A Voltage-Multiplying Self-Powered AC/DC Converter with 0.35-V Minimum Input Voltage for Energy Harvesting Applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, no. 9, pp. 2542 - 2549, september 2011.
- [36] D. Levacq, C. Liber, V. Dessard and D. Flandre, "Composite ULP diode fabrication, modelling and applications in multi-V_{th} FD SOI CMOS technology," *Solid-State Electronics*, vol. 48, no. 6, pp. 1017-1025, June 2004.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ก
งานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

P. Choetchai and A. Thanachayanont, "A Self-starting AC-to-DC Step-up Converter for Energy Harvesting Applications," in *International Electrical Engineering Congress*, Chiang Mai, Thailand, 2016.

iEECON2016

The 2016 International Electrical Engineering Congress
2 - 4 March 2016, Chiangmai, Thailand

Honorary Advisory Chair

Colonel Dr. Setthapong Mallsuwan, Chair of Telecom, Commissioners.
(The National Broadcasting and Telecommunications Commission)

International Advisory Committees

Wanlop Surakampontorn (TAIST, Thailand)
Vichate Ungvichian (Florida Atlantic University, USA)
Sarah Thompson (University of York, UK)
Mark Re (Seagate Technology, USA)
Hiroshi Matsuno (University of Yamaguchi, Japan)
Tim Mews (University of Alabama, USA)
Athikom Roekitbut (Maharakom University, Thailand)

Technical Advisory Committees

Somchai Hirunvarodom (Rajamangala University of Tech., Thanyaburi)
Wekin Piyarat (Srinakharinrajwiro University)
Kosin Jammongthai (King Mongkut's University of Tech., Thonburi)
Prayoot Akhansadithai (King Mongkut's Uni. of Tech., North Bangkok)
Decha Wilairat (Mahidol University)
Boonchouy Supmonchai (Chulalongkorn University)
Pint Tepsathorn (Srinakharinrajwiro University)
Nathaphop Nampitwan (Bangkok University)
Suticha Premrudeeprachacham (Chiang Mai University)

General Chair

Apirat Sirtaratwat (Khon Kaen University, Thailand)

General Co-Chairs

Pornchai Supritzi (King Mongkut's Institute of Tech. Ladkrabang)

Technical Program Chair

Anan Kruesubthaworn (Khon Kaen University, Nongkhai Campus)
Sommarit Sang-ngoen (Maharakom University)

Technical Conference Committees

Jukrit Tugapang (Maharakom University)
Paul Nutter (University of Manchester)
Worawit Sa-ngiamwibool (Maharakom University)
Kittipong Tornter (Khon Kaen University)
Krisanome Bhumkitzich (Rajamangala Uni. of Tech. Thanyaburi)
Boonyong Plangkilang (Rajamangala Uni. of Tech. Thanyaburi)
Arkorn Kaewrawang (Khon Kaen University)
Theerayuth Chatthanayayong (Maharakom University)
Mustafa M. Aziz (University of Exeter)
Lin Min Min Mint (Shinawatra University)
Pichpong Soontopitpit (Mahidol University)
Kittich Meesawas (Khon Kaen University)
Chanon Werisai (King Mongkut's Institute of Tech. Ladkrabang)
Wannaree Wongprarat (Rajamangala Uni. of Tech. Jeon)
Surasai Ongittikul (Maharakom University of Technology)
Pattarawit Polpink (Khon Kaen University)

Publicity and Website Chair

Niwat Angkawatitpen (Maharakom University)
Nattawoot Suwananta (Maharakom University)
Koppanom Kaewhanam (Maharakom University)

Registration Chair

Cattareya Suwanasri (King Mongkut's Uni. of Tech. North Bangkok)

Financial Chair

Wanchai Chanakop (Sripatum University)

Local Arrangement Chair

Dhanavet Chulkaivit (Chiangmai University)

General Secretariat

Chonlatree Photong (Maharakom University)
e-mail: chonlatree.p@msu.ac.th



The International Electrical Engineering Congress (iEECON) is a premier international academic conference organized by EEAAT, the Electrical Engineering Academic Association (Thailand). The iEECON2016 will provide a forum for researchers, engineers, and industry experts to discuss recent development, new ideas, and breakthroughs in Electrical Engineering technologies. Topics interests for the iEECON2016 are Communications, Electronics & Control, Digital Signal Processing, Power & Energy, Computer & IT, and Materials for Electrical Applications.

All accepted and presented papers will be published in the abstract book of iEECON2016 and/or will be published in a periodic journal that indexed by SCOPUS, after each paper is reviewed and (if any) satisfactorily modified according to the reviewer comments.

The iEECON2016 will be held in Chiangmai, Thailand's "Rose of the North" is a cultural and natural wonderland with ethnic diversity, a multitude of attractions and welcoming hospitality.

Conference Topics

COMMUNICATIONS

Communication Theory, Antennas and Propagation
Optical Communications, Microwaves, Wireless
Communications, Signal Processing for
Communication, Channel Coding, Multimedia
Communication, Remote Sensing and Applications,
Metamaterials, etc.

ELECTRONICS & CONTROL

Analog Circuits, Filters and Data Conversion,
Analog and Mixed Signal Processing, Embedded
Computer System, Robotics, VLSI Design,
Biomedical Electronics, Industrial Electronics and
automation, Adaptive Control, Electric Circuit
Technology, Fault Tolerance and Detection,
Semiconductor Materials, Magnetic Materials, etc.

DIGITAL SIGNAL PROCESSING

Image and Video Processing, Audio and Speech
Processing, Pattern Recognition, Biomedical
Signal Processing, Computer Vision and Pattern
Recognition, Adaptive Signal Processing, Machine
Learning for Signal Processing, etc.

POWER & ENERGY

Smart Grid Technology, Planning, Management
Operation, and Control; Electric Power Systems;
Generation Transmission and Distribution,
Electrical Machines, Energy Conversions,
Renewable Energy Sources, Power Electronics,
Energy Systems, Power Quality, High Voltage
Engineering, Insulation and Materials, etc.

COMPUTER & IT

Computer Networks, Cloud Communication
and Networking, Data Mining, Artificial
Intelligence, Computational Theory, Information
System, High Performance Computing, Computer
Security, Software Engineering, Distributed and
Parallel Computing, Web Services and Internet
Computing, Multi-agent Systems, Human
Computer Interaction, etc.

IMPORTANT DATES

Paper submission deadline: October 13, 2015

Paper acceptance notification: November 22, 2015

Camera-ready submission deadline: December 22, 2015

Early-bird registration deadline: December 22, 2015

Conference dates: March 2 - 4, 2016



For more information, please refer to the conference website:

www.ieecon.org

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Available online at www.sciencedirect.com

ScienceDirect

Procedia Computer Science 86 (2016) 144 – 147

Procedia
 Computer Science

2016 International Electrical Engineering Congress, iEECON2016, 2-4 March 2016, Chiang Mai, Thailand

A self-starting AC-to-DC step-up converter for energy harvesting applications

 Phattharapol Choetchai^a, Apinunt Thanachayanont^b *

^a*Department of Electronic Engineering, Faculty of Engineering*
^b*King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Chalalongkrung Rd. Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand*

Abstract

This paper presents the design and implementation of a self-starting direct AC-to-DC step-up converter for energy harvesting applications. The proposed circuit employs a power efficient buck-boost converter with a diode voltage multiplier as a start-up circuit. The overall AC-to-DC converter can start and run autonomously from an audio signal generator, such as an audio jack. Experimental results showed that the prototype converter could achieve a power conversion efficiency of 45% when applying a 5-kHz input signal.

© 2016 The Author. Published by Elsevier B.V. This is an open access article under the CC BY-NC-ND license (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>).

Peer-review under responsibility of the Organizing Committee of iEECON2016

Keywords: AC/DC conversion, bridgeless, boost, buck-boost, Active rectifier, Direct AC-to-DC Step-Up Converter ;

1. Introduction

Recently, there has been a significant research and development on power converters for energy harvesting applications. Traditionally, a power converter consists of a diode bridge rectifier followed by a buck or boost DC-DC converter. However, using the diode bridge rectifier typically results in considerable power losses and low power conversion efficiency. To achieve high power conversion efficiency, a direct AC-to-DC converter can be employed [1], [2]. Previous work on direct AC-to-DC converters showed that higher power conversion efficiency can be obtained. However, prior power converter circuits require battery or supplementary power source to start the power conversion system. This can be inconvenient or impractical for some applications. This paper proposes a self-starting AC-to-DC converter, which can achieve high-efficiency power conversion without the need of a battery or supplementary power source.

* Corresponding author.

E-mail address: hognorokj@hotmail.com, ktapinun@kmitl.ac.th

1877-0509 © 2016 The Author. Published by Elsevier B.V. This is an open access article under the CC BY-NC-ND license

(<http://creativecommons.org/licenses/by-nc-nd/4.0/>).

Peer-review under responsibility of the Organizing Committee of iEECON2016

doi:10.1016/j.procs.2016.05.036

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. Circuit Design and Realization

Fig. 1 shows the proposed AC-to-DC step-up converter circuit. It consists of a direct AC-to-DC bridgeless boost converter, a diode voltage multiplier, and a controller. The operation of the circuit can be explained as follow. Initially, when the input voltage signal is applied, the switch $\Phi 1$ is turned on and the diode voltage multiplier will rectify the AC input signal and provide a higher output DC voltage to the load capacitor (C1). When the voltage across C1 is sufficiently large, the controller will start to operate and turn off $\Phi 1$ and turn on the bridgeless boost converter.

The bridgeless boost converter, in Fig. 2, is controlled by the controller to function as both a boost converter and an inverting buck-boost converter. During positive input cycles, the circuit operates as a boost converter as illustrated by the dotted line in Fig. 2. During negative input cycles the circuit operates as an inverting buck-boost as illustrated by the solid line in Fig. 2.

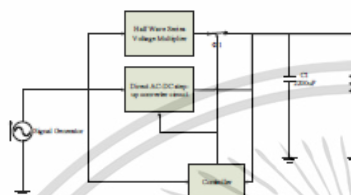


Fig. 1 The proposed self-starting AC-to-DC converter

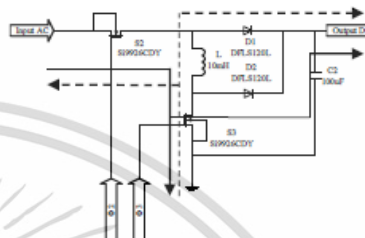


Fig. 2 Bridgeless boost converter

Fig. 3 shows the simplified circuit diagram of the controller. An ultra-low power 8-bit microcontroller from ST Microelectronics (STM8L) was selected for this work. The main functions of the controller are to control the operation of the bridgeless boost converter and to regulate the output voltage across the load according to system requirements. The output voltage is regulated by feeding back the output voltage via a voltage divider and a filter to an analog-to-digital converter inside the controller. The front-end part of the controller consists an amplifier and a comparator which function as an input polarity detector to distinguish between positive and negative input cycles. The output of the polarity detector is used to control the function of the bridgeless boost converter.

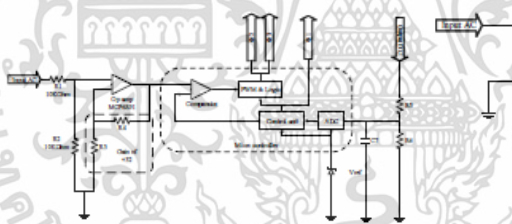


Fig. 3 Circuit diagram of the controller

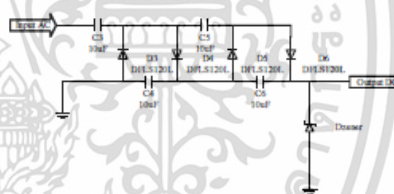


Fig. 4 Diode voltage multiplier

Figure 4 shows the simplified circuit diagram of the diode voltage multiplier used in this work. It is the simple two-stage half-wave Cockcroft-Walton multiplier [5]. A Zener diode is used for over voltage protection at the output.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. Experimental Results

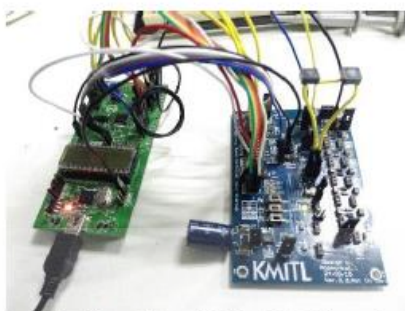


Fig. 5 The prototype self-starting AC-to-DC converter

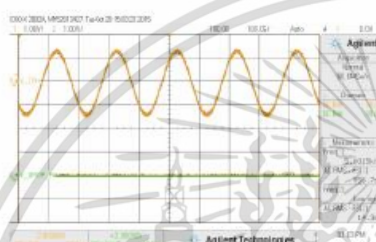


Fig. 6 Waveforms of output of signal generator

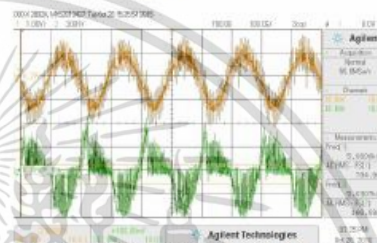


Fig. 7 Waveforms of the input voltage and current while the bridgeless boost converter is in operation

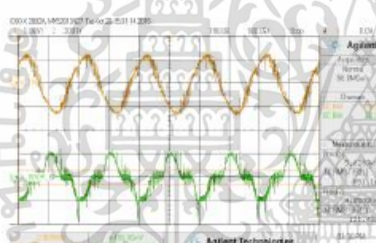


Fig. 8 Waveforms of the input voltage and current while the voltage multiplier is in operation



Fig. 9 Measured power efficiency

In this prototype, the maximum overall power conversion efficiency is approximately 45% when the load resistor is about 200 Ohm. There are a few ways to improve the power conversion efficiency. Firstly, we can increase the power efficiency of the bridgeless boost converter during the transition by turning off the switch between boost mode and buck-boost mode or buck-boost mode and boost mode. Thus the inductor current becomes zero and, as a result, this avoids the reverse recovery loss of diodes. Secondly, we can reduce the on-resistance of the MOSFET switches by using larger gate. Table 1 summarizes the measured performance of the prototype converter and compares them with prior research works.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

4. Conclusion

The design and implementation of a self-starting direct AC-to-DC step-up converter for energy harvesting applications were described. The overall AC-to-DC converter can start and run autonomously from an audio signal generator. Experimental results, the prototype converter achieve a power conversion efficiency of 45% when applying a 5-kHz input signal.

Table 1 Performance summary and comparison

Ref.	η	F_{in}	P_{in}	V_{in} (p-p)	P_{out}	V_{out}	I_{out}	RLoad	Structure	Start-up	Year
[1]	55	108 Hz	-	2 V	10 mW	3.3V	-	1k	Direct AC/DC Converter	Battery	2010
[2]	71	100 Hz	-	800 mV	54.5 mW	3.3V	-	200	Direct AC/DC Converter	Battery	2013
[3]	94.2	200 Hz	-	2 V	-	1V	30 μ A	50k	Active AC/DC Converter	-	2013
[4]	45	868 MHz	-14 dBm	-	-	2V	-	-	Voltage multiplier	self	2012
This work	45.1	5 KHz	80 mW	300 mV	36.1 mW	2.6V	13.9 mA	200	Direct AC/DC Converter	Voltage multiply	2015

References

1. Rohan Dayal, Suman Dwari, and Leila Parsa, "Design and Implementation of a Direct AC-DC Boost Converter for Low-Voltage Energy Harvesting," *Industrial Electronics, IEEE Transactions on* (Volume:58, Issue: 6), Page. 2387 - 2396, June 2011.
2. Haoyu Wang, Yichao Tang, and Alineza Khaligh, "A Bridgeless Boost Rectifier for Low-Voltage Energy Harvesting Applications," *Power Electronics, IEEE Transactions on* (Volume:28, Issue: 11), Page. 5206 - 5214, Nov. 2013.
3. Abdalrhman Sayed Herbawi, Oliver Paul, and Tzeno Galchev, "An Ultra-Low-Power Active AC-DC CMOS Converter For Sub-1V Integrated Energy Harvesting Applications," *SENSORS*, 2013 IEEE, 3-6 Nov. 2013, Baltimore, MD.
4. S. Scorcioni, A. Bertacchini, L. Larcher, A. Ricciardi, D. Dondi, P. Pavan, "RF to DC CMOS rectifier with high efficiency over a wide input power range for RFID applications," *Microwave Symposium Digest (MTT)*, 2012 IEEE MTT-S International, 17-22 June 2012, Montreal, QC, Canada.
5. J. D. Cockcroft and E. T. Walton, "Production of high velocity positive ions," *Proc. Roy. Soc., A*, vol. 136, pp. 619-630, 1932

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ-นามสกุล	นาย ภัทรพล เฉิดฉาย
วัน เดือน ปีเกิด	2 ตุลาคม 2532
ที่อยู่	4/1369 ซ.เสรีไทย57 แขวง คลองกุ่ม เขต บึงกุ่ม กรุงเทพฯ 10240 โทร.087-999-2789
ประวัติการศึกษา	2552 เข้าศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2555 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง 2556 เข้าศึกษาระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปริญญานิพนธ์	แว่นตาสั่งงานสำหรับผู้ป่วยอัมพาต

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้