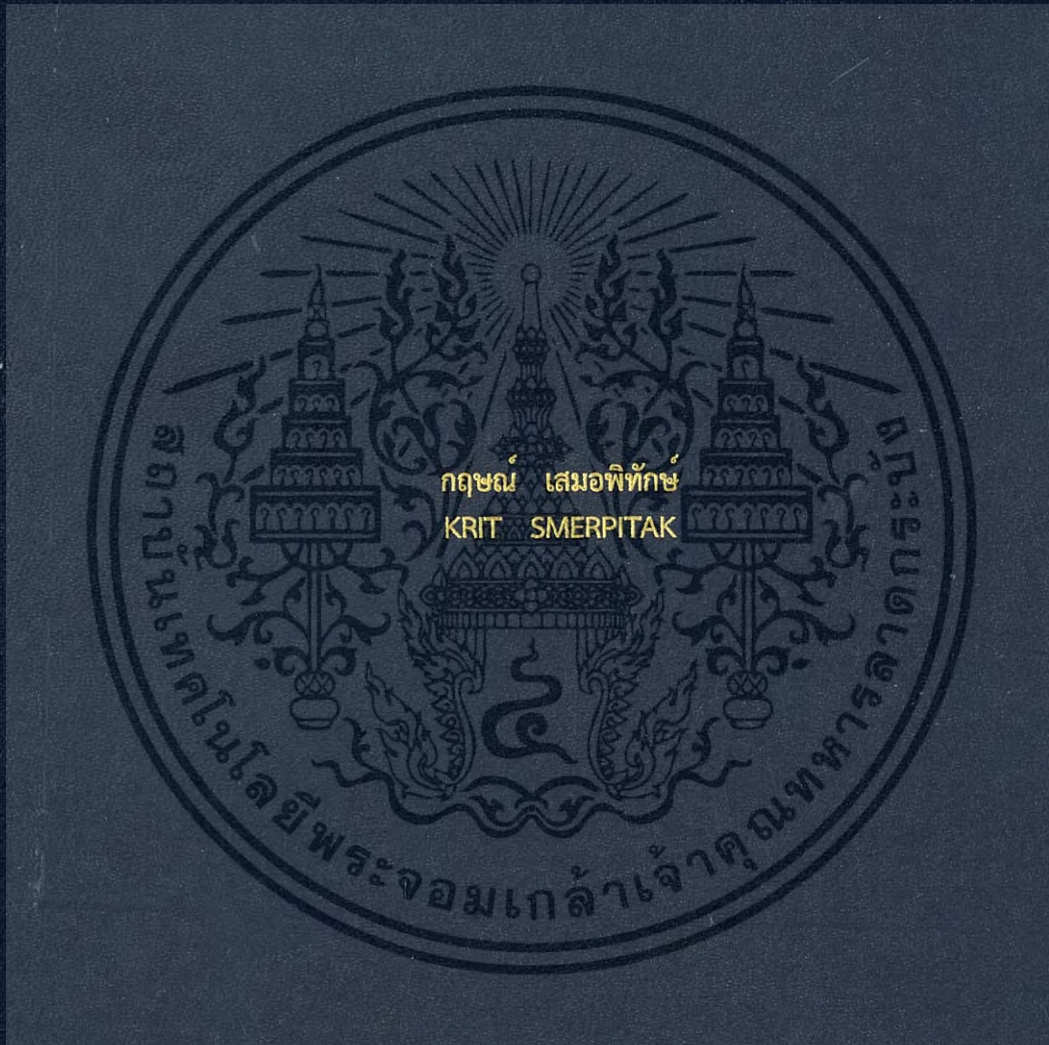


การออกแบบดีซี-ดีซีและเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์โดยใช้วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์

DESIGN OF DC-DC AND AC-DC CONVERTERS USING SWITCHED-CAPACITOR  
CIRCUITS



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2560

KMITL-2017-EN-D-018-076

การออกแบบดีซี-ดีซีและเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์โดยใช้วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์

DESIGN OF DC-DC AND AC-DC CONVERTERS USING SWITCHED-CAPACITOR  
CIRCUITS



T148706



กฤษณ์ เสมอพิทักษ์  
KRIT SMERPITAK

สาขาวิชา  
เลขทะเบียน 148706  
รับเดือนปี 14 7 2560

b. 00265046  
f. ....

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2560

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
KMITL-2017-EN-D-018-076

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

DESIGN OF DC-DC AND AC-DC CONVERTERS USING SWITCHED-CAPACITOR  
CIRCUITS



A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT  
OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF  
DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING  
FACULTY OF ENGINEERING  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2017

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ KMITL-2017-EN-D-018-076 อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



COPYRIGHT 2017

FACULTY OF ENGINEERING

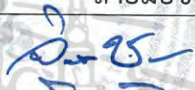




KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้รู้เห็นหน้าไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การออกแบบดีซี-ดีซีและเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์โดยใช้วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์  
Thesis Title Design of DC-DC and AC-DC Converters using Switched-capacitor Circuits  
นักศึกษา นายกฤษณ์ เสมอพิทักษ์  
รหัสประจำตัว 52610137  
ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.ไสว พงศ์สวัสดิ์  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ (ร่วม) Prof. Dr. Kei Eguchi  
หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2017-EN-D-018-076

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
รศ.ดร.จิระศักดิ์ ชาญวิจิตรธรรม	
รศ.ดร.ธนิตย์ ตรีสุวรรณวัฒน์	
รศ.ดร.พิทยา ปานนิล	
รศ.ดร.อัมพวัน จุลเสรีวงศ์	
รศ.ดร.ไสว พงศ์สวัสดิ์	

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันอังคารที่ 13 มิถุนายน พ.ศ. 2560 เวลา 10.00-12.00 น.  
สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 5 ห้องประชุม 3

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว



(รองศาสตราจารย์ ดร. คมสัน มาลีสี)

ฉบับนี้ เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
เมื่อวันที่ 13 มิถุนายน พ.ศ. 2560  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์

การออกแบบดีซี-ดีซีและเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์โดยใช้

วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์

นักศึกษา

นายกฤษณ์ เสมอพิทักษ์

รหัสประจำตัว

52610137

ปริญญา

วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

พ.ศ.

2560

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์

รศ.ดร.ไสว พงศ์สวัสดิ์

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม

Prof. Dr. Kei Eguchi

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์จำนวน 3 วงจร และเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์จำนวน 1 วงจรโดยใช้วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ ในส่วนของการแปลงผันดีซีเป็นดีซีสองวงจรแรกที่น่าสนใจเสนอเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าอัตราการแปลงผันเท่ากับ  $1/2$  เท่า และ 2 เท่า เมื่อนำคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน  $1/2$  (หรือ 2 เท่า) มาต่ออนุกรมกันจำนวน  $n$  วงจร สามารถสร้างดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง (หรือแบบแปลงขึ้น) ที่มีค่าอัตราการแปลงผันเท่ากับ  $1/n$  เท่า (หรือ  $n$  เท่า) ได้โดยง่าย นอกจากนี้ ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์วงจรที่สามที่น่าสนใจเสนอเป็นคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าอัตราการแปลงผันเท่ากับ  $3/2$  เท่า ซึ่งได้จากการต่อแบบลูบของคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน  $1/2$  เท่า และคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 2 เท่า ในส่วนของการแปลงผันเอซีเป็นดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจซึ่งมีอัตราการแปลงผัน  $1/9$  เท่า และมีโครงสร้างการแปลงผันลดทอนวิคูณ ประกอบด้วยวงจรคอนเวอร์เตอร์ย่อยแบบแปลงลงด้วยอัตราการแปลงผันเท่ากับ  $1/3$  เท่าจำนวน 2 วงจรที่ต่ออนุกรมกัน โดยประสิทธิภาพการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ที่น่าสนใจสามารถยืนยันได้จากผลการเลียนแบบการทำงานด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thesis Title	Design of DC-DC and AC-DC Converters Using Switched-capacitor Circuits
Student	Mr. Krit Smerpitak
Student ID.	52610137
Degree	Doctoral of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2017
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Sawai Pongswatd
Thesis Co-advisor	Prof. Dr. Kei Eguchi

### ABSTRACT

This thesis presents a design of three DC-DC converters and one AC-DC converter using switched-capacitor (SC) circuits. In case of DC-DC conversion, the first two proposed converters provide the conversion ratios of  $1/2$  and  $2$ . By connecting the proposed converter with  $1/2$ -ratio (or  $2$ -ratio) of  $n$  blocks in series, the step-down (or step-up) DC-DC converter with conversion ratio of  $1/n$  (or  $n$ ) can be easily implemented. In addition, by connecting the converter with  $1/2$ -ratio and the converter with  $2$ -ratio in loop topology, the third proposed DC-DC converter with conversion ratio of  $3/2$  is introduced. In case of AC-DC conversion, the proposed  $1/9$ -ratio converter with double conversion topology consists of two step-down converter blocks with conversion ratio of  $1/3$  in series connection. Effectiveness of the proposed DC-DC and AC-DC converters are verified by computer simulation.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก รศ.ดร.ไสว พงศ์สวัสดิ์ ซึ่งเป็นอาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งและขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงในความอนุเคราะห์ให้คำแนะนำและช่วยเหลือในทุก ๆ เรื่องที่ผ่านมา

I would like to special thank Prof. Dr. Kei Eguchi from Fukuoka Institute of Technology, Fukuoka, Japan for his valuable advice the Switched-Capacitor technique and strong support for submission the International Journal of Innovative Computing, Information and Control (IJICIC) .

ขอขอบพระคุณ รศ.ประภาส อุดคคิมาพันธ์ ที่ให้คำแนะนำเกี่ยวกับเทคนิคการสร้างและประกอบวงจรทางด้านฮาร์ดแวร์ รศ.ดร.อัมพวัน จุลเสรีวงศ์ ที่ให้คำแนะนำในการเขียนบทความและข้อมูลเกี่ยวกับทฤษฎีวงจรไฟฟ้า ดร.อภิณย์ ฤกษ์รัตน์ ช่วยแนะนำเทคนิคการใช้โปรแกรม Spice เพื่อจำลองการทำงานวงจรคอนเวอร์เตอร์

ขอขอบคุณอาจารย์และเจ้าหน้าที่ใน ภาควิชาวิศวกรรมการวัดและควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังทุก ๆ ท่านที่ให้กำลังใจจนกระทั่งสามารถเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้สำเร็จ

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และขอบคุณญาติพี่น้อง ครอบครัวที่เป็นกำลังใจเข้าใจและให้การสนับสนุนในทุก ๆ ด้านจึงทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

กฤษณ์ เสมอพิทักษ์

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป.....	VIII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	4
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย.....	5
2.1 กล่าวนำ.....	5
2.2 พลังงานสะสมและพลังงานสูญเสีย.....	5
2.2.1 พลังงานสูญเสียในตัวต้านทาน.....	5
2.2.2 พลังงานสะสมในตัวอินดักเตอร์.....	6
2.2.3 พลังงานสะสมในคาปาซิเตอร์.....	7
2.3 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์.....	9
2.4 วงจรคอนเวอร์เตอร์.....	11
2.4.1 หลักการคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง.....	12
2.4.2 ชนิดของการคอนเวอร์เตอร์.....	17
2.4.2.1 การคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck.....	18
2.4.2.2 การคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost.....	20
2.4.2.3 การคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost.....	23
2.4.3 การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์.....	25

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ/หรือต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 3 การออกแบบโครงสร้างวงจรถ่ายและการวิเคราะห์.....	29
3.1 กล่าวนำ.....	29
3.2 ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า และ 2 เท่า.....	29
3.2.1 การวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/2 เท่า.....	30
3.2.2 การวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2 เท่า.....	32
3.2.3 พลังงานสูญเสียและความต้านทานภายในของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 1/2 เท่า.....	33
3.2.4 พลังงานสูญเสียและความต้านทานภายในของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 เท่า.....	35
3.2.5 การสมมูลวงจรคอนเวอร์เตอร์ 1/2 เท่า และ 2 เท่า.....	36
3.3 ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 3/2 เท่า.....	38
3.3.1 การวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 3/2 เท่า.....	39
3.3.2 พลังงานสูญเสียและความต้านทานภายในของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 3/2 เท่า.....	42
3.3.3 การสมมูลวงจรคอนเวอร์เตอร์ 3/2 เท่า.....	43
3.4 เอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/3 เท่า.....	44
3.4.1 การวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/3 เท่า.....	45
3.4.2 พลังงานสูญเสียและความต้านทานภายในของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 1/3 เท่า.....	49
3.4.3 การสมมูลวงจรคอนเวอร์เตอร์ 1/3 เท่า.....	51
3.5 เอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/9 เท่า.....	52
3.5.1 การวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/9 เท่า.....	53
3.5.2 พลังงานสูญเสียและความต้านทานภายในของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 1/9 เท่า.....	58
3.5.3 การสมมูลวงจรคอนเวอร์เตอร์ 1/9 เท่า.....	61
บทที่ 4 การทดลองและผลการเปรียบเทียบ.....	62
4.1 กล่าวนำ.....	62
4.2 การทดลองวงจรถ่ายดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/2 เท่า และ 2 เท่า.....	62
4.3 การทดลองวงจรถ่ายดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 3/2 เท่า.....	65
4.4 การทดลองวงจรถ่ายเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/9 เท่า.....	68
4.5 การทดลองวงจรถ่ายเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/27 เท่า.....	72
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	74

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
เอกสารอ้างอิง.....	75
ภาคผนวก.....	78
ประวัติผู้เขียน.....	106



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
3.1 การควบคุมสวิตช์เพื่อเลือกอัตราการแปลงผัน 1/2 และ 2 เท่า.....	39
4.1 แสดงผลการคำนวณหาแรงดันเอาต์พุต กำลังงานเอาต์พุตและประสิทธิภาพของวงจรตีซี-ตีซี คอนเวอร์เตอร์ 1/2 เท่า และ 2 เท่า โดยเปลี่ยนค่าความต้านทานโหลด.....	63
4.2 แสดงผลการคำนวณหาแรงดันเอาต์พุต กำลังงานเอาต์พุตและประสิทธิภาพของวงจรตีซี-ตีซี คอนเวอร์เตอร์ 3/2 เท่า โดยเปลี่ยนค่าความต้านทานโหลด.....	66
4.3 แสดงผลการคำนวณหาแรงดันเอาต์พุต ของวงจรเอซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/9 เท่า โดยเปลี่ยนค่าความต้านทานโหลด.....	70
4.4 แสดงผลการคำนวณหา กำลังงานเอาต์พุตของวงจรเอซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/9 เท่า โดยเปลี่ยนค่าความต้านทานโหลด.....	70
4.5 แสดงผลการคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจรเอซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/9 เท่า โดยเปลี่ยนค่าความต้านทานโหลด.....	71



# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์.....	9
2.2 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้ IC LMC 7660.....	10
2.3 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ให้แรงดันเอาต์พุตเป็น 2 เท่าของอินพุต.....	11
2.4 แรงดันไฟฟ้าที่ปรากฏที่เอาต์พุต.....	11
2.5 บล็อกไดอะแกรมการคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง.....	11
2.6 วงจรพื้นฐานในการคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง.....	12
2.7 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของโหมด 1 และ โหมด 2.....	13
2.8 การมอดูเลตตามความกว้าง.....	15
2.9 การแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง.....	16
2.10 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck.....	18
2.11 วงจร Buck ในสถานะสวิตช์ปิดและเปิดวงจร.....	18
2.12 สัญญาณกระแสและแรงดันที่ตัวอินดักเตอร์ $L$ ของวงจร Buck.....	19
2.13 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost.....	21
2.14 วงจร Boost ในสถานะที่สวิตช์ปิดและเปิดวงจร.....	21
2.15 สัญญาณกระแสและแรงดันที่ตัวอินดักเตอร์ $L$ ของวงจร Boost.....	22
2.16 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost.....	23
2.17 วงจร Buck-Boost ในสถานะที่สวิตช์ปิดและเปิดวงจร.....	23
2.18 สัญญาณกระแสและแรงดันที่ตัวอินดักเตอร์ $L$ ของวงจร Buck-Boost.....	24
2.19 วงจร Buck คอนเวอร์เตอร์ในสถานะสวิตช์ปิดวงจร.....	25
2.20 สัญญาณกระแสที่ตัวอินดักเตอร์ ในสถานะที่สวิตช์ปิดวงจร.....	25
2.21 วงจร Buck คอนเวอร์เตอร์ในสถานะสวิตช์เปิดวงจร.....	26
2.22 สัญญาณกระแสที่ตัวอินดักเตอร์ ในสถานะที่สวิตช์เปิดวงจร.....	26
2.23 สัญญาณกระแสที่ตัวอินดักเตอร์ และตัวเก็บประจุ.....	27
2.24 สัญญาณการเปลี่ยนแปลงประจุในตัวเก็บประจุ.....	28
3.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์อัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า และ 2 เท่า.....	29
3.2 วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์อัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า ในสถานะ $T_1$ และ $T_2$ .....	30
3.3 วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์อัตราการแปลงผัน 2 เท่า ในสถานะ $T_1$ และ $T_2$ .....	32
3.4 วงจรสมมูลวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์.....	36
3.5 โครงสร้างดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง.....	38
3.6 วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า และ 2 เท่า.....	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษามาก่อน เมื่อผู้ดูแลที่พิมพ์ไปนี้โปรดอย่าเผยแพร่

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา VIII ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.7 วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า ที่สภาวะ $T_1$ .....	39
3.8 วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า ที่สภาวะ $T_2$ .....	40
3.9 วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 2 เท่า ที่สภาวะ $T_1$ .....	40
3.10 วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 2 เท่า ที่สภาวะ $T_2$ .....	40
3.11 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/3 เท่า.....	44
3.12 สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ควบคุมการทำงานของสวิตช์.....	45
3.13 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/3 เท่า ในสภาวะ $T_1$ .....	45
3.14 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/3 เท่า ในสภาวะ $T_2$ .....	46
3.15 ทิศทางประจุไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/3 เท่า ในสภาวะ $T_1$ .....	46
3.16 ทิศทางประจุไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/3 เท่า ในสภาวะ $T_2$ .....	47
3.17 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/9 เท่า.....	52
3.18 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/9 เท่า ในสภาวะ $T_1$ .....	53
3.19 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/9 เท่า ในสภาวะ $T_2$ .....	53
3.20 ทิศทางประจุไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์อัตรา 1/9 เท่า ในสภาวะ $T_1$ .....	54
3.21 ทิศทางประจุไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์อัตรา 1/9 เท่า ในสภาวะ $T_2$ .....	54
4.1 วงจรทดลองดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/2 เท่า และ 2 เท่า.....	62
4.2 กราฟแรงดันอินพุตและเอาต์พุตของวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/2 เท่า และ 2 เท่า.....	63
4.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตและแรงดันเอาต์พุต.....	64
4.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตและประสิทธิภาพ.....	64
4.5 วงจรทดลองดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 3/2 เท่า.....	65
4.6 กราฟแรงดันอินพุตและเอาต์พุตของวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 3/2 เท่า.....	66
4.7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตและแรงดันเอาต์พุต.....	67
4.8 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตและประสิทธิภาพ.....	67
4.9 วงจรทดลองเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/9 เท่า.....	68
4.10 กราฟแรงดันอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/9 เท่า.....	69
4.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตและแรงดันเอาต์พุตเทียบกับงานวิจัยอื่น.....	71
4.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตและค่าประสิทธิภาพเทียบกับงานวิจัยอื่น.....	72
4.13 วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ 1/27 เท่า.....	73
4.14 กราฟแรงดันอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/27 เท่า.....	73

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และ IX ต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ถูกใช้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบพกพาต่าง ๆ ที่มีในปัจจุบัน เช่น โทรศัพท์มือถือ คอมพิวเตอร์แบบพกพา มีการใช้พลังงานไฟฟ้ากระแสตรงจากแบตเตอรี่ภายใน หรืออุปกรณ์เปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่เรียกว่า อะแดปเตอร์ ซึ่งอะแดปเตอร์มีวงจรภายในที่ประกอบด้วยอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ หม้อแปลงไฟฟ้า หรือ ตัวอินดักเตอร์ตามโครงสร้างแบบเดิม เมื่อนำมาใช้งานจะมีผลทางด้านสัญญาณรบกวนในรูปของ เส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้า รวมถึงโครงสร้างของวงจรที่มีขนาดใหญ่และน้ำหนักมาก [1]-[6] จึงไม่เหมาะสม สำหรับการนำมาใช้ในเครื่องมือหรืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบพกพาต่าง ๆ ดังนั้นวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ไม่มีส่วนประกอบของหม้อแปลงไฟฟ้าหรือตัวอินดักเตอร์ได้ถูกนำมาใช้เพื่อลดขนาดวงจรและ น้ำหนักของตัววงจรอีกทั้งสามารถลดสัญญาณรบกวน เนื่องจากไม่มีส่วนประกอบทางแม่เหล็กไฟฟ้า วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์จึงได้ถูกนำเสนอเทคนิคและโครงสร้างวงจรแบบต่าง ๆ เพื่อการแปลง แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้มากขึ้นหรือลดลง รวมถึงการแปลง แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้วยวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ [7]-[16] ซึ่งตัวแปลง แรงดันไฟฟ้าแบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์สามารถช่วยลดขนาดวงจรให้เล็กลงได้และยังรวมถึงน้ำหนักที่น้อย กว่าตัวแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ใช้หม้อแปลงไฟฟ้าหรือ ตัวอินดักเตอร์เป็นพื้นฐาน อย่างไรก็ตามประสิทธิภาพการใช้พลังงานของวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้า กระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์ยังคงต่ำอยู่และวิธีการควบคุมมีความ ซับซ้อน ดังนั้นหากมีตัวแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์สำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้า กระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่มีโครงสร้างวงจรรองง่าย มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา วงจร ควบคุมไม่ซับซ้อนและสามารถนำชุดวงจรมาต่อรวมกันแบบอนุกรมเพื่อเพิ่มอัตราการแปลงผันได้ ก็จะสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบพกพาต่าง ๆ ได้อย่างกว้างขวางและ เหมาะสมมากขึ้น

### 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

เสนอวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์และวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ โดยออกแบบโครงสร้าง วงจรคอนเวอร์เตอร์ด้วยวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ ซึ่งวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ที่ออกแบบไว้สามารถ ควบคุมให้แรงดันทางด้านเอาต์พุตคงที่หรือใกล้เคียงก่อนทำการเรกูเลต วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ นำเสนอสามารถเพิ่มหรือลดแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงได้ ส่วนชุดวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่นำเสนอนี้ประกอบด้วยวงจรฟูลเวฟเร็กติฟายเออร์ร่วมกับตัวคาปาซิเตอร์และ วงจรคอนเวอร์เตอร์แปลงแรงดันไฟฟ้าลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ วงจรคอนเวอร์เตอร์เอซี-ดีซีที่ ออกแบบไว้มีอัตราการแปลงผัน  $1/3$  เท่า เมื่อนำชุดวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ สองชุดต่อกันกรวมเข้าด้วยกันอัตราการแปลงผันจะได้  $1/9$  เท่า วงจรคอนเวอร์เตอร์เอซี-ดีซีที่นำเสนอ มีโครงสร้างวงจรที่ง่าย ใช้อุปกรณ์น้อย วงจรควบคุมไม่ซับซ้อนและสามารถนำชุดวงจรคอนเวอร์เตอร์ มาต่อร่วมกันแบบอนุกรมเพื่อเพิ่มอัตราการแปลงลงได้ รวมถึงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีการกระเพื่อม ของแรงดันน้อยซึ่งจะทำให้การปรับปรุงประสิทธิภาพการใช้พลังงานดีขึ้น

### 1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบพกพาที่ใช้แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขนาด 12 โวลต์ ส่วนใหญ่ได้ จากการเปลี่ยนพลังงานจากแหล่งจ่ายพลังงานไฟฟ้าตามบ้านที่เป็นไฟฟ้ากระแสสลับ โดยในประเทศไทย มีแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิรตซ์ ที่ต่างจากแหล่งจ่ายพลังงานที่มีใช้ในประเศญี่ปุ่น ที่มีแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 110 โวลต์ 60 เฮิรตซ์ การแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นแรงดันไฟฟ้า กระแสตรงขนาด 12 โวลต์ จำเป็นต้องใช้ตัวแปลงเอซี-ดีซีหรือเอชไออะแดปเตอร์หรืออะแดปเตอร์ เพราะฉะนั้นตัวแปลงเอซี-ดีซีเป็นสิ่งที่ขาดไม่ได้สำหรับเป็นแหล่งจ่ายพลังงานขนาดเล็กให้กับอุปกรณ์ อิเล็กทรอนิกส์แบบพกพา เช่น โทรศัพท์มือถือ วงจรคอนเวอร์เตอร์จึงถูกนำมาใช้ในการแปลง แรงดันไฟฟ้าเพื่อการปรับให้มีแรงดันสูงขึ้นหรือปรับให้แรงดันไฟฟ้าให้ลดลง ด้วยเหตุผลนี้การศึกษาที่ ผ่านมาบางส่วนได้เสนอตัวแปลงเอซี-ดีซีประเภท Buck หรือ Boost งานวิจัย [1] ได้เสนอตัวแปลง เอซี-ดีซีที่มีการแปลงลงที่มีปัจจัยด้านกำลังไฟสูงและอัตราการแปลงสูง โดยการตัดแปลงคอนเวอร์ เตอร์แบบ Boost และคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost [1]-[6] อย่างไรก็ตามเรื่องขนาดวงจรที่ใหญ่ และน้ำหนักที่มาก เนื่องจากตัวแปลงเอซี-ดีซีดังกล่าวมีส่วนประกอบทางแม่เหล็กไฟฟ้าจึงไม่เหมาะที่ จะใช้ร่วมกับอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบพกพาต่าง ๆ ที่ต้องการขนาดที่เล็กและน้ำหนักเบา เพื่อแก้ปัญหานี้ ตัวแปลงเอซี-ดีซีที่ได้ออกแบบโดยใช้เทคนิคสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ได้รับการพัฒนา [7]-[12] ซึ่งไม่มีส่วนประกอบทางแม่เหล็กไฟฟ้าจึงไม่จำเป็นต้องออกแบบให้ใช้ร่วมกับวงจรสวิตช์ คาปาซิเตอร์ งานวิจัย [13] เสนอตัวแปลงแรงดันไฟฟ้าสำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้า กระแสตรงด้วยวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ในปี 1989 ตัวแปลงเอซี-ดีซีสร้างจำนวน  $n$  เท่า เพื่อลด แรงดันไฟฟ้า โดยที่จำนวน  $n$  ( $=2,3, \dots$ ) เป็นจำนวนของตัวคาปาซิเตอร์ในตัววงจรแปลงเอซี-ดีซี บนพื้นฐานของการศึกษานี้ งานวิจัย [14]-[15] ได้แนะนำตัวแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตช์ คาปาซิเตอร์ ถึงแม้ว่าโครงสร้างวงจรของตัวแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์จะ เหมือนกับงานวิจัย [13] แต่กระบวนการควบคุมเป็นการปรับปรุงใหม่ โดยหลักการควบคุมตัวแปลง เอซี-ดีซีแปลงลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์เป็นดังนี้ 1) ตัวคาปาซิเตอร์ทุกตัวต่อกันกัน ดังนั้นแรงดัน อินพุตจะถูกแบ่งไปยังตัวคาปาซิเตอร์แต่ละตัวที่ต่อกันกันอยู่ 2) ตัวคาปาซิเตอร์ทุกตัวต่อกับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เอาต์พุตโพลต์ในแบบขนาน ดังนั้นตัวคาปาซิเตอร์แต่ละตัวจะมีแรงดันไฟฟ้าต่อให้กับเอาต์พุตโพลต์ เมื่อปรับปรุงขั้นตอนของตัวแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ของงานวิจัย [13] จะได้แรงดันเอาต์พุตของตัวแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์จะเป็น  $n$  เท่า ของแรงดันอินพุตโดยที่  $n$  เป็นจำนวนของตัวคาปาซิเตอร์ อย่างไรก็ตามตัวคาปาซิเตอร์ทุกตัวต้องมีขนาดความจุที่ใหญ่เพื่อให้ตัวแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์มีประสิทธิภาพดี นอกจากนี้อัตราการแปลงผันของตัวแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ [14]-[15] จะขึ้นอยู่กับจำนวนของตัวเก็บประจุในวงจรทำให้มีส่วนประกอบของวงจรจำนวนมากและมีวงจรมิติใหญ่เมื่อต้องการอัตราการแปลงผันลดลง เพื่อแก้ปัญหาในงานวิจัย [16] ได้พัฒนางจรแปลงแรงดันไฟฟ้าแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ชนิดอนุกรมขนาน เนื่องด้วยโครงสร้างวงจรมอนูกรมขนานจะสามารถลดจำนวนตัวเก็บประจุลงได้ อย่างไรก็ตามตัวแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ชนิดอนุกรมขนานยังคงต้องการส่วนประกอบวงจรจำนวนมาก ดังนั้นเพื่อลดส่วนประกอบวงจรให้น้อยลง งานวิจัย [17] ได้เสนอตัวแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ด้วยการต่อชุดวงจรแปลงลงแบบอนุกรม จะทำให้สามารถลดจำนวนอุปกรณ์ในวงจรให้น้อยลงได้มากกว่า [14]-[16] ก่อนหน้าได้ ตัวแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์แบบอนุกรมได้แสดงรายงานผลที่อัตราการแปลงผันเป็น  $1/9$  เท่าของแรงดันอินพุตและจำนวนอุปกรณ์ในวงจรที่น้อยลง อย่างไรก็ตามตัวแปลงลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์แบบอนุกรมยังคงมีการควบคุมที่ซับซ้อนและสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีการกระเพื่อมขนาดใหญ่เพราะตัวสวิตช์จะถูกควบคุมโดยสัญญาณนาฬิกาหลายลูกคลื่นที่ไม่ทับซ้อนกันแบบต่อเนื่อง นอกจากนี้ประสิทธิภาพการใช้พลังงานต่ำ เนื่องจากสัญญาณเอาต์พุตที่ได้มีการกระเพื่อมขนาดใหญ่ ดังนั้นในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอการออกแบบวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีโครงสร้างวงจรให้สามารถต่ออนุกรมชุดวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าเพื่อเพิ่มอัตราส่วนลดได้มากขึ้นเพื่อใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับที่ไม่เท่ากันได้

#### 1.4 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้เสนอการออกแบบดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์และเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ โดยเสนอวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์จำนวน 3 วงจรคือ ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์อัตราการแปลงผัน  $1/2$  เท่า 2 เท่า และ  $3/4$  เท่า ในส่วนเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ได้เสนอชุดวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์เพื่อแก้ปัญหาของตัวแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์แบบเดิม [17] โดยชุดวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่เสนอประกอบด้วยวงจรฟูลเวฟเร็กติฟายเออร์พร้อมทั้งตัวคาปาซิเตอร์และชุดวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ได้ผลการแปลงลง  $1/3$  เท่าของแรงดันอินพุตเมื่อต่อชุดวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์อนุกรมกันสองชุดจะสามารถแปลงลงได้  $1/9$  เท่า เพื่อใช้กับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 110 โวลต์ 60 เฮิร์ต และต่อชุดวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตช์คาปาซิเตอร์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไมอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

อนุกรมกันสามชุดจะสามารถแปลงลงได้ 1/27 เท่า เพื่อใช้กับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ 50 เฮิรต์ เนื่องจากโครงสร้างวงจรที่ออกแบบใหม่ทำให้ชุดวงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์ที่ได้นำเสนอมีประสิทธิภาพการใช้พลังงานสูงกว่าแบบเดิม [7]-[17] ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ได้นำเสนอการวิเคราะห์หาค่าสมมูลทางไฟฟ้าของชุดวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์และชุดวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์ เพื่อใช้พิจารณาหาค่าประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ [18]-[20] และใช้โปรแกรม SPICE เพื่อจำลองการทำงานและแสดงผลการทำงาน

## 1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายงานวิจัยและวัตถุประสงค์งานวิจัย ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย การคำนวณพลังงานสะสมพลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ พื้นฐานของวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์

บทที่ 3 กล่าวถึงวงจรคอนเวอร์เตอร์ การจัดโครงสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์ การคำนวณหาอัตราส่วนการแปลงผัน ค่าความต้านทานภายในวงจร การหาประสิทธิภาพของวงจร และวงจรสมมูลที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

บทที่ 4 นำเสนอผลการจำลองด้วยโปรแกรม SPICE

บทที่ 5 บทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 2

# ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย

### 2.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานต่าง ๆ ที่ใช้ในการวิจัย เช่น การหาค่าพลังงานสะสมและพลังงานสูญเสียในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์พื้นฐาน พื้นฐานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ พื้นฐานวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์

### 2.2 พลังงานสะสมและพลังงานสูญเสีย

กำลังไฟฟ้าสามารถคำนวณได้จากผลคูณระหว่างกระแสและแรงดันดังสมการที่ (2.1)

$$p = iv \quad (2.1)$$

โดยที่  $p$  แทนกำลังไฟฟ้า (Watt = W)  
 $i$  แทนกระแสไฟฟ้า (Ampere = A)  
 $v$  แทนแรงดันไฟฟ้า (Voltage = V)

สามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าจากอัตราการเปลี่ยนแปลงของพลังงานต่อหน่วยเวลาตามสมการที่ (2.2)

$$p = \frac{dw}{dt} \quad (2.2)$$

โดยที่  $w$  แทนพลังงาน (Joule = J)  
 $t$  แทนเวลา (Second = s)

#### 2.2.1 พลังงานสูญเสียในตัวต้านทาน

ตัวต้านทานเป็นตัวที่เปลี่ยนรูปพลังงานไฟฟ้าไปเป็นพลังงานความร้อนจะต่างกับตัวอินดักเตอร์และตัวคาปาซิเตอร์ที่สามารถสะสมพลังงานได้ พิจารณาที่เวลา  $t$  ใด ๆ เมื่อกระแส  $i$  ไหลผ่านตัวต้านทานที่มีความต้านทาน  $R$  สามารถคำนวณหาลำดับที่ตัวต้านทานได้ตามสมการที่ (2.1) เมื่อสมการแรงดันตกคร่อมตัวต้านทานเป็นตามสมการที่ (2.3)

$$v = iR \quad (2.3)$$

ดังนั้นกำลังไฟฟ้าที่ตัวต้านทานเป็นตามสมการที่ (2.4)

$$p = i^2 R \quad (2.4)$$

หากพิจารณาให้กระแส  $i_1$  และ  $i_2$  เป็นกระแสที่ไหลในตัวต้านทานที่เวลา  $t_1$  และ  $t_2$  ใด ๆ สามารถคำนวณหาพลังงานที่ตัวต้านทานได้ตามสมการที่ (2.5)

$$\begin{aligned} \Delta W &= W_2 - W_1 \\ &= \int_{t_1}^{t_2} p dt \\ &= \int_{t_1}^{t_2} Ri^2 dt \end{aligned} \quad (2.5)$$

ถ้าทราบ  $i$  ว่าเปลี่ยนแปลงอย่างไรกับเวลา  $t$  สามารถคำนวณค่าพลังงานออกมาได้ แต่ในกรณีที่  $i = I$  ที่  $t$  ใด ๆ สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$\begin{aligned} \Delta W &= RI^2 \int_{t_1}^{t_2} dt \\ &= RI^2 (t_2 - t_1) \end{aligned} \quad (2.6)$$

พลังงานจำนวนนี้จะเปลี่ยนเป็นความร้อนทั้งหมดและไม่สามารถจะแปรรูปกลับคืนมาได้เหมือนตัวอินดักเตอร์หรือตัวคาปาซิเตอร์

## 2.2.2 พลังงานสะสมในตัวอินดักเตอร์

ในตัวอินดักเตอร์ที่ไม่มีกระแสไหลผ่านจะไม่มีพลังงานในขดลวดนั้น แต่หากมีกระแสไหลจะมีพลังงานสะสมในขดลวดในรูปของสนามแม่เหล็ก หากที่เวลา  $t$  ใดๆ มีกระแส  $i$  ไหลผ่านและมีแรงดัน  $v$  ตกคร่อมตัวอินดักเตอร์ จะได้ว่ากำลังที่เวลานั้นจะมีค่าตามสมการที่ (2.1) และจากสมการแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวอินดักเตอร์

$$v = L \frac{di}{dt} \quad (2.7)$$

$$\text{ดังนั้น} \quad p = iL \frac{di}{dt} \quad (2.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การคำนวณหาพลังงานสะสมในขดลวดระหว่างเวลา  $t_1$  และ  $t_2$  ใด ๆ จะคำนวณได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \Delta W &= W_2 - W_1 \\
 &= \int_{t_1}^{t_2} p dt \\
 &= \int_{t_1}^{t_2} iL \frac{di}{dt} dt \\
 &= \int_{i_1}^{i_2} iL di \\
 &= \frac{1}{2} L (i_2^2 - i_1^2)
 \end{aligned} \tag{2.9}$$

โดยที่กระแส  $i_1$  และ  $i_2$  เป็นกระแสที่ไหลในขดลวดเมื่อเวลา  $t_1$  และ  $t_2$  ตามลำดับ พลังงานที่มีอยู่ในตัวอินดักเตอร์ซึ่งมีกระแส  $I$  ไหลอยู่มีค่าเท่ากับ

$$W_L = \frac{1}{2} LI^2 \tag{2.10}$$

ตามอุดมคติในตัวอินดักเตอร์ซึ่งปราศจากค่าความต้านทานของขดลวด พลังงานนี้ไม่ได้สูญเสียไปไหนแต่สะสมในรูปของสนามแม่เหล็กสามารถนำกลับคืนมาได้เมื่อกระแสลดลงเป็นศูนย์

### 2.2.3 พลังงานสะสมในคาปาซิเตอร์

คาปาซิเตอร์ที่ไม่มีประจุอยู่หรือไม่มีแรงดันตกคร่อมระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสองจะไม่มีพลังงานในคาปาซิเตอร์นั้นแต่หากให้ประจุหรือแรงดันไฟฟ้าแก่แผ่นตัวนำทั้งสองของคาปาซิเตอร์จะมีพลังงานสะสมอยู่ในรูปของพลังงานไฟฟ้า ณ เวลา  $t$  ใด ๆ เมื่อมีกระแส  $i$  ไหลเข้าสู่คาปาซิเตอร์และมีแรงดัน  $v$  ระหว่างแผ่นตัวนำ กำลังงานที่เวลานั้นจะมีค่าตามสมการที่ (2.2) เมื่อความสัมพันธ์ค่ากระแสในวงจรคาปาซิเตอร์เป็นตามสมการที่ (2.1)

$$i = C \frac{dv}{dt} \tag{2.11}$$

ดังนั้นจะได้

$$p = Cv \frac{dv}{dt} \tag{2.12}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พลังงานที่เพิ่มขึ้นระหว่างเวลา  $t_1$  และ  $t_2$  ใด ๆ จะคำนวณได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \Delta W &= W_2 - W_1 \\
 &= \int_{t_1}^{t_2} p dt \\
 &= \int_{t_1}^{t_2} C v \frac{dv}{dt} dt \\
 &= \int_{v_1}^{v_2} C v dv \\
 &= \frac{1}{2} C (V_2^2 - V_1^2)
 \end{aligned} \tag{2.13}$$

กล่าวอีกนัยหนึ่งคือพลังงานที่มีอยู่ในคาปาซิเตอร์ที่มีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ  $V$  จะมีพลังงานดังแสดงในสมการที่ (2.14)

$$W_c = \frac{1}{2} C V^2 \tag{2.14}$$

พลังงานนี้สะสมในรูปของสนามไฟฟ้าระหว่างแผ่นทั้งสองของตัวนำ และสามารถนำกลับออกมาได้หากให้แรงดัน  $V$  ลดลงมาเป็นศูนย์ซึ่งหมายความว่าคาปาซิเตอร์มีค่าความจุตามอุดมคติเท่านั้นแต่ในทางปฏิบัติอาจจะมีการสูญเสียพลังงานเนื่องจากค่าความต้านทานของสารไดอิเล็กทริก การพิจารณาพลังงานสูญเสียในรูปของประจุไฟฟ้าสามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (2.15)

$$q(t) = C v(t) \tag{2.15}$$

$$i = \frac{dq}{dt} \tag{2.16}$$

$$dq = i dt \tag{2.17}$$

ดังนั้น

$$dq(t) = C dv(t) = i dt$$

$$i = \frac{C dv(t)}{dt} \tag{2.18}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการ 
$$W_c = \frac{1}{2} CV^2$$

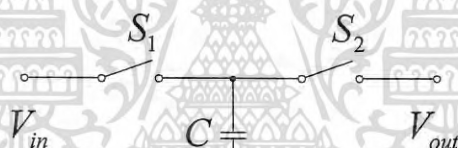
แทนค่า 
$$V = \frac{Q}{C}$$

ดังนั้นจะได้

$$\begin{aligned} W_c &= \frac{1}{2} C \left( \frac{Q}{C} \right)^2 \\ &= \frac{1}{2C} (Q)^2 \end{aligned} \quad (2.19)$$

### 2.3 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ (Switched Capacitor Circuits)

วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์เป็นวงจรที่ประกอบด้วยตัวสวิตช์และตัวเก็บประจุ การทำงานของวงจรสามารถอธิบายเบื้องต้นได้ตามรูปที่ 2.1



รูปที่ 2.1 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์

วงจรดังรูปที่ 2.1 ประกอบด้วย ตัวคาปาซิเตอร์  $C$  และสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  ที่สลับกันปิด-เปิด เมื่อสวิตช์  $S_1$  ปิดวงจรตัว  $C$  จะเก็บประจุจากแหล่งจ่ายอินพุต  $V_{in}$  ได้ดังสมการที่ (2.20)

$$q_{in} = CV_{in} \quad (2.20)$$

ในทางกลับกันเมื่อสวิตช์  $S_1$  เปิดวงจรและสวิตช์  $S_2$  ปิดวงจร ตัว  $C$  จะคายประจุออกที่  $V_{out}$  ได้ดังสมการที่ (2.21)

$$q_{out} = CV_{out} \quad (2.21)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การถ่ายโอนประจุไฟฟ้าในแต่ละคาบเวลา กำหนดให้เท่ากับ  $q$  โดยที่

$$\begin{aligned} q &= q_{out} - q_{in} \\ &= C(V_{out} - V_{in}) \end{aligned} \quad (2.22)$$

ถ้าการถ่ายโอนประจุอยู่ในอัตราความถี่  $f$  สามารถคำนวณค่ากระแสได้ดังนี้

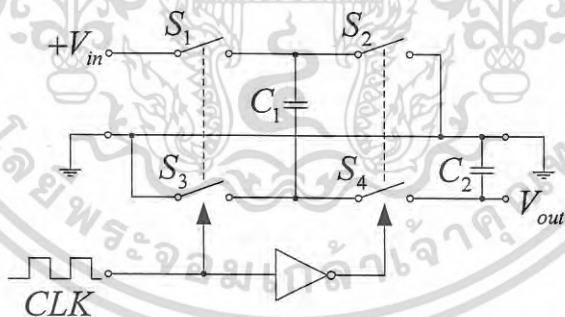
$$I = qf \quad (2.23)$$

หรือ  $q = I \cdot t \quad (2.24)$

แทนสมการที่ (2.23) ลงในสมการที่ (2.24) จะได้

$$\begin{aligned} I &= C(V_{out} - V_{in})f \\ &= CV \cdot f \end{aligned} \quad (2.25)$$

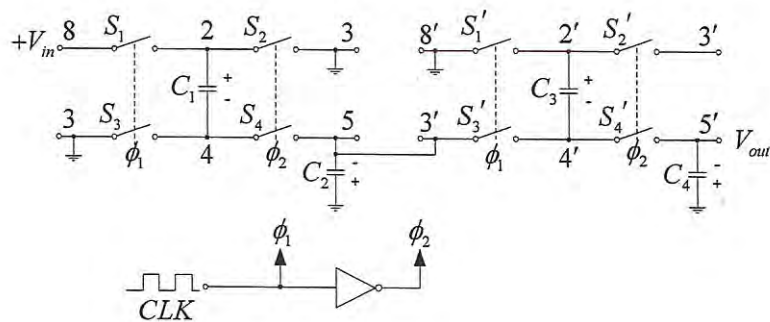
ตัวอย่างวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้ IC LMC 7660 ที่ภายในประกอบด้วยสวิตช์แบบ CMOS ที่ต่อลำดับกันแสดงได้ดังรูปที่ 2.2



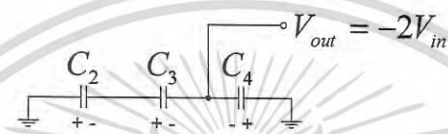
รูปที่ 2.2 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้ IC LMC 7660

จากรูปจะทำให้แรงดันเอาต์พุตที่ได้มีค่าเท่ากับอินพุตแต่กลับขั้วกันกล่าวคือ เมื่อสัญญาณ  $CLK$  เป็นพัลส์บวกสวิตช์  $S_1$  และ  $S_3$  จะปิดวงจร แต่สวิตช์  $S_2$  และ  $S_4$  จะเปิดวงจรทำให้  $C_1$  ชาร์จประจุจนมีแรงดันเท่ากับแหล่งจ่าย  $V_{in}$  แต่เมื่อสัญญาณ  $CLK$  เป็นศูนย์ สถานะของสวิตช์จะสลับกันทำให้ประจุที่  $C_1$  ถูกชาร์จเข้าที่  $C_2$  จึงทำให้แรงดันที่  $C_2$  มีค่าเท่ากับ  $V_{in}$  แต่มีศักย์ตรงกันข้าม หากต้องการเพิ่มแรงดันทางด้านเอาต์พุตสามารถต่อวงจรได้ตามรูปที่ 2.3

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



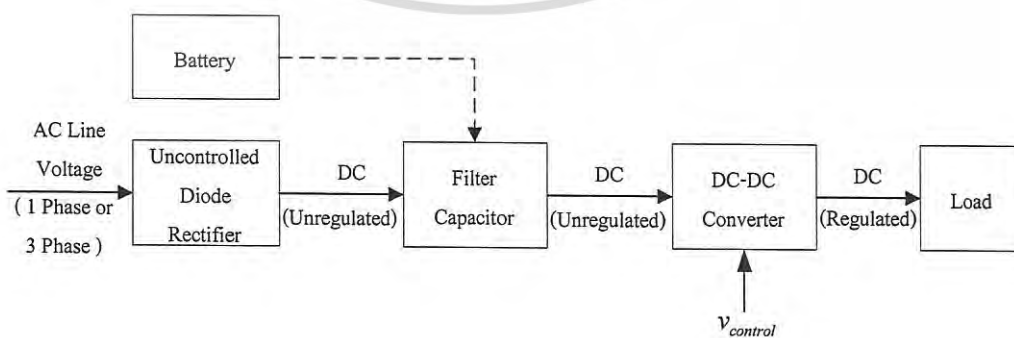
รูปที่ 2.3 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ให้แรงดันเอาต์พุตเป็น 2 เท่าของอินพุต



รูปที่ 2.4 แรงดันไฟฟ้าที่ปรากฏที่เอาต์พุต

## 2.4 วงจรคอนเวอร์เตอร์

การคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงหรือที่เรียกว่า ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ เป็นการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงที่ระดับแรงดันหนึ่ง ๆ ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่ระดับแรงดันต่าง ๆ โดยการใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำมาเป็นสวิตช์ควบคุม การถ่ายโอนพลังงานจากอินพุตไปยังเอาต์พุต ด้วยวิธีการเปิด-ปิดหรือการตัดต่อของสวิตช์ที่เรียกว่า ซอปปเปอร์ (Chopper) มาตัดต่อสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านอินพุตเพื่อให้ได้ค่าทางด้านเอาต์พุตตามที่ต้องการ หลักการของการซอปปเปอร์นี้ เปรียบเสมือนกับการเปลี่ยนสัดส่วนจำนวนรอบของขดลวดระหว่างขดประถมภูมิและขดทุติยภูมิในหม้อแปลงวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ



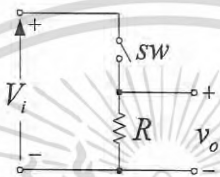
รูปที่ 2.5 บล็อกไดอะแกรมการคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปบล็อกไดอะแกรมที่ 2.5 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (DC) จากการเรียงกระแสด้วยวงจรเรียงกระแส (Diode Rectifier) หรือแบตเตอรี่ ถูกป้อนผ่านตัวฟิเตอร์ (Filter) และเป็นอินพุตให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อแปลงหรือควบคุมแรงดันที่ป้อนให้กับโหลดตามสัญญาณควบคุม ( $v_{control}$ )

#### 2.4.1 หลักการคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง

หลักการพื้นฐานในการคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงตามรูปที่ 2.6 จะใช้สวิตช์ ( $sw$ ) ตัดต่อสัญญาณที่ป้อนไปยังโหลด ( $R$ ) ซึ่งทำให้สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่ไหลทางด้านเอาต์พุตถูกตัดออกเป็นช่วง ๆ ตามช่วงเวลาการเปิด-ปิดของสวิตช์



รูปที่ 2.6 วงจรพื้นฐานในการคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง

พิจารณาจากรูปที่ 2.6 จะแบ่งการทำงานออกเป็น 2 โหมด คือ

โหมด 1 จะพิจารณาในช่วงเวลาที่สวิตช์ปิดวงจร ( $t_{on}$ ) พลังงานจากอินพุตจะถูกส่งถ่ายไปยังเอาต์พุตทำให้แรงดันตกคร่อมโหลดทางด้านเอาต์พุตมีค่าเท่ากับอินพุต

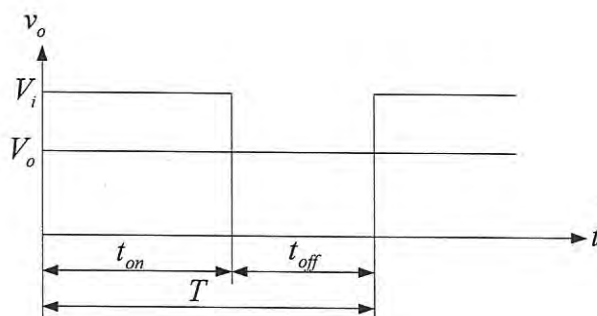
$$v_o = V_i \quad (2.26)$$

โดยที่  $v_o$  แทนค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุต  
 $V_i$  แทนค่าแรงดันทางด้านอินพุต

โหมด 2 จะพิจารณาในช่วงเวลาที่สวิตช์เปิดวงจรออก ( $t_{off}$ ) พลังงานจากอินพุตถูกตัดออกจากวงจรทำให้แรงดันตกคร่อมโหลด  $R$  ทางด้านเอาต์พุตจะมีค่าเท่ากับศูนย์

$$v_o = 0 \quad (2.27)$$

สัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตในโหมด 1 และโหมด 2 แสดงได้ดังรูปที่ 2.7



รูปที่ 2.7 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของโหมต 1 และ โหมต 2

ตามรูปที่ 2.7 สัญญาณเอาต์พุตสามารถคำนวณค่าแรงดันเฉลี่ย ( $V_o$ ) และแรงดันประสิทธิผล ( $V_{rms}$ ) ได้เท่ากับ

$$\begin{aligned} V_o &= \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} v_o dt \\ &= \frac{t_{on} V_i}{T} \\ &= D V_i \end{aligned} \quad (2.28)$$

$$\begin{aligned} V_{rms} &= \left[ \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} v_o^2 dt \right]^{1/2} \\ &= \sqrt{D} V_i \end{aligned} \quad (2.29)$$

โดยที่

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (2.30)$$

$D$  แทนค่าดีวตีไซเคิล (Duty Cycle)

$t_{on}$  แทนค่าช่วงเวลาปิดวงจรของสวิตช์

$T$  แทนช่วงเวลาของคาบสัญญาณ

ค่ากำลังทางด้านอินพุต ( $P_i$ ) และกำลังทางด้านเอาต์พุต ( $P_o$ ) คำนวณได้จากสมการที่ (2.31) และ สมการที่ (2.32)

$$P_i = \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} v_i i dt$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 &= \frac{1}{T} \int_0^{DT} V_i \left( \frac{v_o}{R} \right) dt \\
 &= \frac{DV_i^2}{R}
 \end{aligned} \tag{2.31}$$

$$\begin{aligned}
 P_o &= \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} v_o i_o dt \\
 &= \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_o \left( \frac{V_o}{R} \right) dt \\
 &= \frac{DV_o^2}{R}
 \end{aligned} \tag{2.32}$$

ความต้านทานภายใน ( $R_i$ ) ของวงจรมื่อพิจารณาจากแหล่งจ่าย

$$\begin{aligned}
 R_i &= \frac{V_i}{I_o} \\
 &= \frac{V_i}{\left( \frac{DV_i}{R} \right)} \\
 &= \frac{R}{D}
 \end{aligned} \tag{2.33}$$

จากสมการแรงดันไฟฟ้า กำลังไฟฟ้าและค่าความต้านทานภายในของวงจรถบว่ามี การเปลี่ยนแปลงตามค่าดิวตีไซเคิล ซึ่งค่าดิวตีไซเคิลนี้สามารถเปลี่ยนแปลงได้จากศูนย์ถึงร้อยเปอร์เซ็นต์ (0–100%) ตามสมการที่ (2.34)

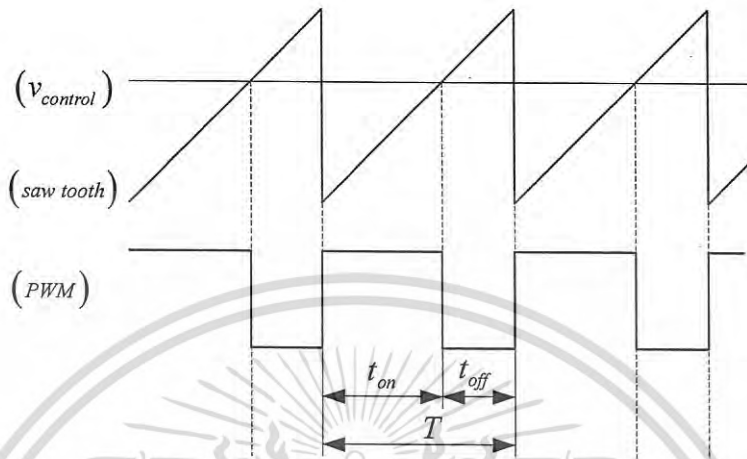
$$\begin{aligned}
 D &= \frac{t_{on}}{T} \\
 &= t_{on} f
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

จากสมการที่ (2.34) การเปลี่ยนแปลงค่าดิวตีไซเคิลสามารถทำได้ดังนี้

1. การเปลี่ยนแปลงช่วงเวลา  $t_{on}$
2. การเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ในการสวิตช์ ( $f$ )

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การทำงานโดยการเปลี่ยนแปลงช่วงเวลา  $t_{on}$  การทำงานในลักษณะนี้ค่าความถี่ในการสวิตช์ จะคงที่แต่จะเปลี่ยนแปลงค่าดิวตี้ไซเคิลโดยการเปลี่ยนช่วงเวลา  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  ตามหลักการของการ มอดูเลตตามความกว้างพัลส์ (Pulse width Modulation; *PWM*) ดังรูป



รูปที่ 2.8 การมอดูเลตตามความกว้าง

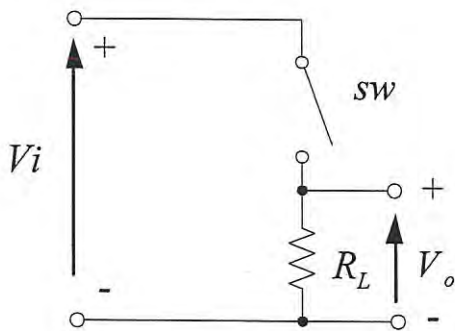
พิจารณาจากรูปที่ 2.8 การมอดูเลตตามความกว้าง สัญญาณควบคุมจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อยเพื่อทำให้ได้สัญญาณ *PWM* ช่วง  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  ดังนี้

- ก) ถ้าระดับสัญญาณควบคุมมีค่าสูงกว่าสัญญาณฟันเลื่อย สัญญาณ *PWM* ที่ได้จะเป็นช่วง  $t_{on}$
- ข) ถ้าระดับสัญญาณควบคุมมีค่าน้อยกว่าสัญญาณฟันเลื่อย สัญญาณ *PWM* ที่ได้จะเป็นช่วง  $t_{off}$

สรุปได้ว่าการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ตามรูปที่ 2.8 ช่วงเวลา  $t_{on}$  ของสัญญาณ *PWM* แปรผันตรงกับค่าแรงดันควบคุม ดังนั้นถ้าปรับระดับแรงดันควบคุมให้มีค่าสูงขึ้น ช่วงเวลา  $t_{on}$  ที่ได้ก็จะมีค่าสูงขึ้นตาม

การทำงานโดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ในการสวิตช์ การทำงานในลักษณะนี้จะทำการเปลี่ยนแปลงความถี่ในการสวิตช์แต่ช่วงเวลา  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  ของสวิตช์มีค่าคงที่ตามหลักการของการมอดูเลตตามความถี่ (Frequency Modulation; *FM*) พิจารณาจากรูปที่ 2.8 ระดับของแรงดันควบคุมจะไม่มีเปลี่ยนแปลง (เพื่อให้คงความกว้างของพัลส์ไว้) แต่จะเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณฟันเลื่อยแทน ซึ่งการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณฟันเลื่อยทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่า  $R$  และ  $C$  ในวงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.9 การแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง

จงจตามรูปที่ 2.9 ถ้าค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ มีค่าดังนี้

- แรงดันไฟฟ้าทางด้าอินพุต  $V_i = 220 \text{ V}$
- ความต้านทานโหลด  $R_L = 10 \ \Omega$
- ในสภาวะสวิตช์ปิดวงจรมีแรงดันตกคร่อมสวิตช์  $V_{sw} = 2 \text{ V}$
- ความถี่ในการสวิตช์  $f = 1,000 \text{ Hz}$
- ดิวตีไซเคิล  $D = 0.5$

สามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ได้ดังนี้

1. แรงดันเฉลี่ยทางด้าเอาต์พุต ( $V_o$ )

$$\begin{aligned}
 V_o &= DV_i \\
 &= 0.5(220 - 2) \\
 &= 109 \text{ V}
 \end{aligned}$$

2. แรงดันประสิทธิผลทางเอาต์พุต ( $V_{rms}$ )

$$\begin{aligned}
 V_{rms} &= \sqrt{DV_i} \\
 &= \sqrt{0.5(220 - 2)} \\
 &= 154.15 \text{ V}
 \end{aligned}$$

3. ประสิทธิภาพของวงจรชอปเปอร์ ( $\eta$ )

$$P_o = \frac{DV_o^2}{R}$$

$$= \frac{(0.5)(220-2)^2}{10}$$

$$= 2,376.2 \text{ W}$$

$$P_i = \frac{DV_i V_o}{R}$$

$$= (0.5)(220) \frac{(220-2)}{10}$$

$$= 2,398 \text{ W}$$

ประสิทธิภาพของวงจร ( $\eta$ )

$$\eta = \frac{P_o}{P_i}$$

$$= \frac{2376.2}{2398}$$

$$= 99.09 \%$$

4. ความต้านทานภายใน ( $R_i$ )

$$R_i = \frac{R}{D}$$

$$= \frac{10}{0.5}$$

$$= 20 \Omega$$

## 2.4.2 ชนิดของการคอนเวอร์เตอร์

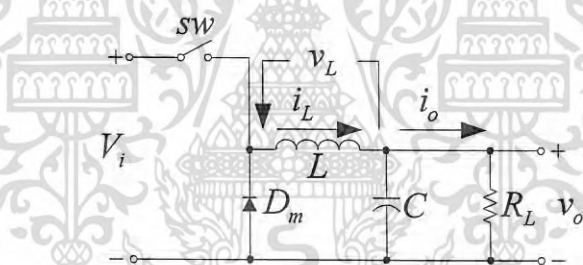
การคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง เป็นการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าคงที่ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าตามที่ต้องการ โดยการนำวงจรสวิตช์ที่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าดิวิตีไซเคิลได้มาต่อร่วมกับตัวอินดักเตอร์ ไดโอดแบบพินตัวเร็ว และตัวเก็บประจุตามลักษณะของการคอนเวอร์เตอร์แบบต่าง ๆ ได้ดังนี้

1. การคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck
2. การคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost
3. การคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost

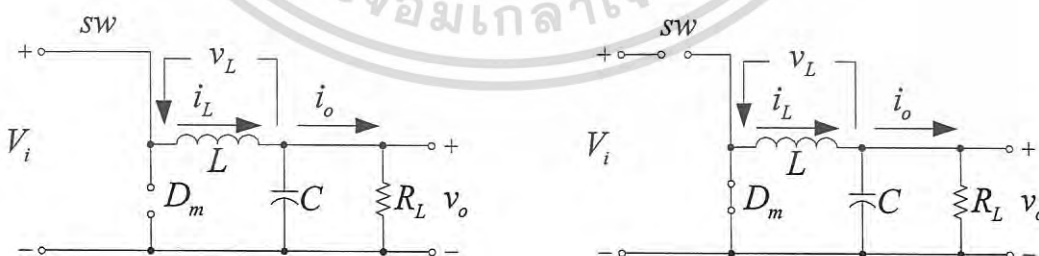
การวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์จะพิจารณาจากช่วงเวลาที่มีสวิตช์ปิดและเปิดวงจร ( $t_{on}$  และ  $t_{off}$ ) ซึ่งจะมีผลต่อแรงดันและการไหลของกระแสในวงจรทั้งในสภาวะที่มีความต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง แต่ในส่วนนี้เป็นการวิเคราะห์เฉพาะการทำงานในสภาวะที่มีการไหลของกระแสแบบต่อเนื่องเท่านั้น

### 2.4.2.1 การคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck

การคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck เป็นการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีระดับแรงดันลดลงหรือที่เรียกว่า การคอนเวอร์เตอร์แบบลดระดับลง (step down converter) ซึ่งมักจะนำไปใช้ในการควบคุมแรงดันในชุดจ่ายไฟหรือการควบคุมความเร็วในมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ดังแสดงในรูปที่ 2.10 และ 2.11



รูปที่ 2.10 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck



รูปที่ 2.11 วงจร Buck ในสภาวะสวิตช์ปิดและเปิดวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาการทำงานของวงจรจากช่วงเวลา  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  ของสวิตช์ ได้ดังนี้

ก) ช่วงเวลา  $t_{on}$  ของสวิตช์

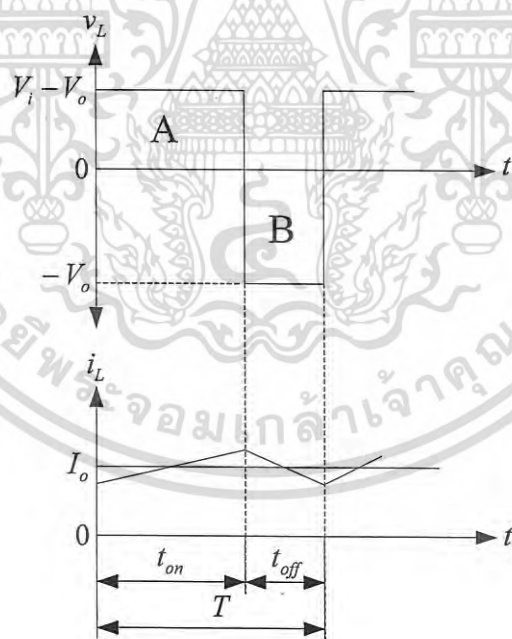
ไดโอด  $D_m$  จะได้รับไบแอสกลับจึงมีสถานะเหมือนเปิดวงจรออก ดังนั้นกระแสจึงไหลผ่านตัวอินดักเตอร์  $L$  ไปยังโหลดจะทำให้เกิดการเก็บสะสมพลังงานและมีแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  ( $v_L$ ) มีค่าเท่ากับ

$$v_L = V_i - V_o \quad (2.35)$$

ข) ช่วงเวลา  $t_{off}$  ของสวิตช์

แหล่งจ่าย  $V_i$  ถูกตัดออกจากวงจรแต่ยังมีกระแสไหลต่อเนื่องไปที่โหลดอยู่ เนื่องจากตัวอินดักเตอร์  $L$  ปลดปล่อยพลังงานที่เก็บสะสมอยู่ออกมาในวงจรโดยผ่านทางตัวไดโอด  $D_m$  ซึ่งจะทำให้แรงดันตกคร่อมที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  มีค่าเท่ากับ

$$v_L = -V_o \quad (2.36)$$



รูปที่ 2.12 สัญญาณกระแสและแรงดันที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  ของวงจร Buck

การทำงานของวงจรตามรูปที่ 2.10 ในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง (Continuous-Conduction Mode) ช่วงเวลา  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  ของสวิตช์ ในสถานะคงที่ (Steady-State) จะทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  เป็นรูปสัญญาณที่เกิดขึ้นซ้ำกันไปเรื่อย ๆ และมีค่าแรงดันเฉลี่ย

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานในวงจำกัดเท่านั้น เมื่อผู้ใดหนึ่งท่านจะนำเอกสารนี้ไปใช้ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เท่ากับศูนย์ (ค่าเฉลี่ยช่วงบวกเท่ากับค่าเฉลี่ยช่วงลบ) ตามรูปที่ 2.12 สามารถคำนวณหาสมการแรงดันที่เอาต์พุตได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 V_L &= \int_0^T v_L dt = 0 \\
 &= \int_0^{t_{on}} v_L dt + \int_{t_{on}}^T v_L dt = 0 \\
 &= \int_0^{t_{on}} (V_i - V_o) dt + \int_{t_{on}}^T (-V_o) dt = 0 \\
 \int_0^{t_{on}} (V_i - V_o) dt &= \int_{t_{on}}^T V_o dt \\
 (V_i - V_o)t_{on} &= V_o(T - t_{on}) \\
 \frac{V_o}{V_i} &= \frac{t_{on}}{T} \\
 V_o &= DV_i
 \end{aligned} \tag{2.37}$$

กรณีที่กำลังสูญเสียในอุปกรณ์ต่าง ๆ ของวงจรมีค่าเท่ากับศูนย์ ค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุต ( $P_i$ ) จะมีค่าเท่ากับทางด้านเอาต์พุต ( $P_o$ ) ซึ่งทำให้ค่ากระแสที่เอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

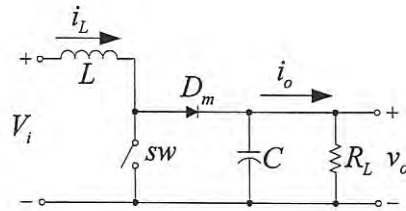
$$\begin{aligned}
 P_i &= P_o \\
 V_i I_i &= V_o I_o \\
 I_o &= \left(\frac{1}{D}\right) I_i
 \end{aligned} \tag{2.38}$$

จากการวิเคราะห์การทำงานวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck สรุปได้ว่าแรงดันเอาต์พุตแปรผันตรงกับค่าดิวตีไซเคิล เปรียบเสมือนกับเป็นหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถเปลี่ยนแปลงอัตราส่วนของจำนวนรอบได้ตามการเปลี่ยนแปลงค่าดิวตีไซเคิล ซึ่งสามารถเปลี่ยนแปลงได้ตั้งแต่ 0-100%

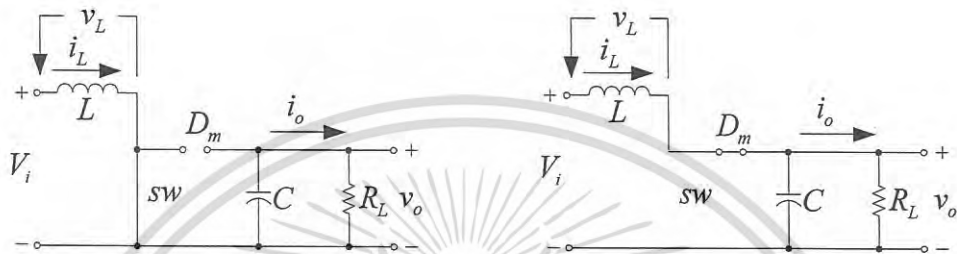
#### 2.4.2.2 การคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost

การคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost เป็นการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีระดับแรงดันไฟฟ้าให้สูงขึ้นหรือที่เรียกว่า การคอนเวอร์เตอร์แบบยกระดับขึ้น (step up converter) ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานเกี่ยวกับการควบคุมแรงดันในชุดจ่ายไฟ และการเบรคมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบรีเจนเนอเรทีฟ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.13 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost



รูปที่ 2.14 วงจร Boost ในสถานะที่สวิตช์ปิดและเปิดวงจร

พิจารณาการทำงานของวงจรจากช่วงเวลา  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  ของสวิตช์ ได้ดังนี้

ก) ช่วงเวลา  $t_{on}$  ของสวิตช์

ไดโอด  $D_m$  จะได้รับไบแอสกลับจึงมีสถานะเหมือนเปิดวงจรออกเป็นผลทำให้โหลดถูกตัดออกจากแหล่งจ่าย  $V_i$  แต่ตัวอินดักเตอร์  $L$  ถูกต่อเข้ากับแหล่งจ่ายจึงทำให้มีแรงดันตกคร่อมที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  มีค่าเท่ากับแหล่งจ่าย

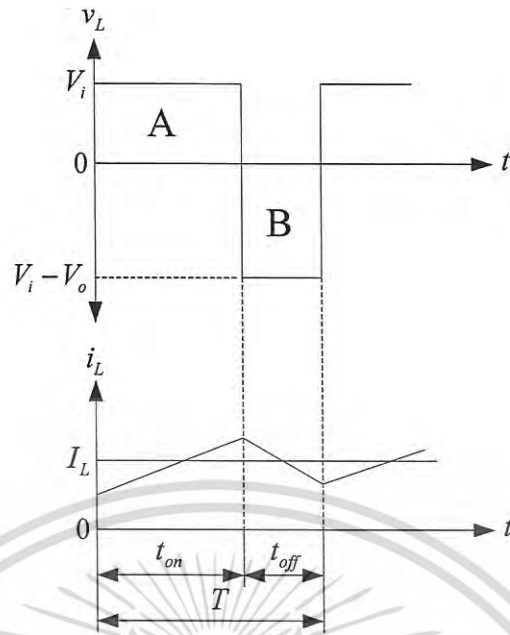
$$v_L = V_i \quad (2.39)$$

ข) ช่วงเวลา  $t_{off}$  ของสวิตช์

แหล่งจ่าย  $V_i$  จะต่ออนุกรมกับตัวอินดักเตอร์  $L$  และไดโอด  $D_m$  ได้รับไบแอสตรงจึงทำให้เอาต์พุตได้รับพลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่าย  $V_i$  และตัวอินดักเตอร์  $L$  เป็นผลทำให้แรงดันตกคร่อมตัวอินดักเตอร์  $L$  มีค่าเท่ากับ

$$v_L = V_i - V_o \quad (2.40)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.15 สัญญาณกระแสและแรงดันที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  ของวงจร Boost

การทำงานของวงจรในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่องที่ช่วงเวลา  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  ของสวิตช์ ในสภาวะคงที่จะทำให้ได้ค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวอินดักเตอร์  $L$  ( $v_L$ ) เป็นรูปสัญญาณซึ่งเกิดขึ้นซ้ำกันไปเรื่อย ๆ และมีค่าแรงดันเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ ตามรูปที่ 2.15 สามารถคำนวณหาค่าแรงดันเอาต์พุตได้ตามสมการที่ (2.41)

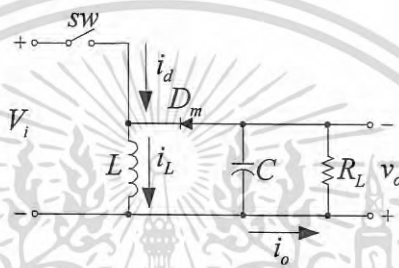
$$\begin{aligned}
 V_L &= \int_0^T v_L dt = 0 \\
 &= \int_0^{t_{on}} V_i dt + \int_{t_{on}}^T (V_i - V_o) dt = 0 \\
 &= V_i t_{on} + (V_i - V_o)(T - t_{on}) = 0 \\
 &= V_i t_{on} + (V_i - V_o) t_{off} = 0 \\
 V_i t_{on} &= (V_o - V_i) t_{off} \\
 t_{on} &= \frac{V_o}{V_i} t_{off} - t_{off} \\
 t_{on} + t_{off} &= \frac{V_o}{V_i} t_{off} \\
 \frac{V_o}{V_i} &= \frac{1}{1-D} \\
 V_o &= \left( \frac{1}{1-D} \right) V_i \tag{2.41}
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

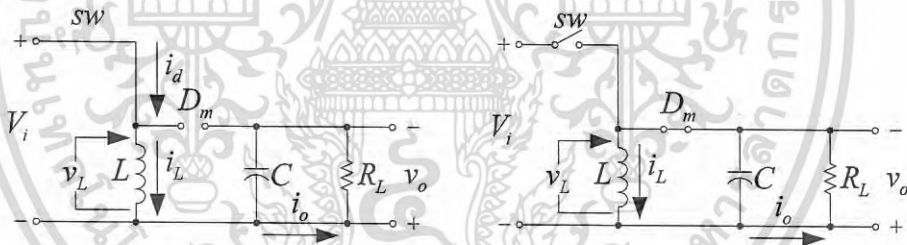
สรุปได้ว่าแรงดันเอาต์พุตแปรค่าตามค่าตัวรีซิสเคิล เมื่อค่าตัวรีซิสเคิลมีค่าสูงขึ้นจะทำให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าสูงขึ้นตามและมีค่ามากกว่าค่าแรงดันอินพุต แต่ค่าแรงดันเอาต์พุตที่แปรผันกับค่าตัวรีซิสเคิลจะมีลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้น

### 2.4.2.3 การคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost

การคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost เป็นการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถควบคุมให้ค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตมีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่าค่าแรงดันทางด้านอินพุตก็ได้ แต่แรงดันเอาต์พุตที่ได้จะมีคีย์ตรงข้ามกับแรงดันอินพุต



รูปที่ 2.16 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost



รูปที่ 2.17 วงจร Buck-Boost ในสถานะที่สวิตช์ปิดและเปิดวงจร

พิจารณาการทำงานของวงจรจากช่วงเวลา  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  ของสวิตช์ ได้ดังนี้

ก) ช่วงเวลา  $t_{on}$  ของสวิตช์

ตัวอินดักเตอร์  $L$  จะถูกต่อขนานเข้ากับแหล่งจ่าย  $V_i$  ทำให้พลังงานจากแหล่งจ่ายถูกโอนถ่ายมาที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  แรงดันตกคร่อมที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  จึงมีค่าเท่ากับ

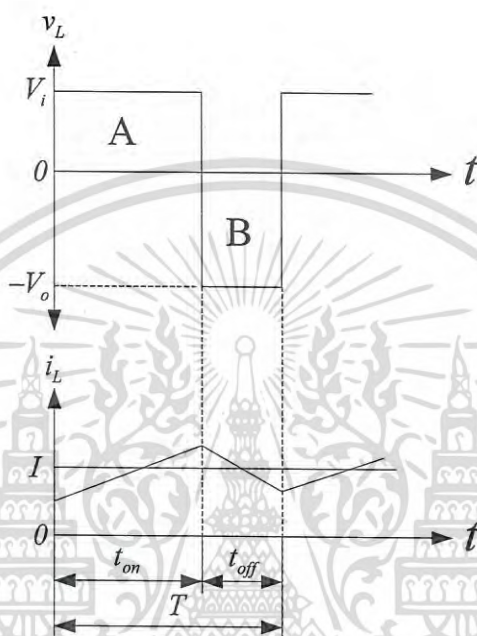
$$v_L = V_i \quad (2.42)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ข) ช่วงเวลา  $t_{off}$  ของสวิตช์

พลังงานที่สะสมอยู่ที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  จะถูกโอนถ่ายไปยังโหลดที่เอาต์พุตผ่านทางไดโอด  $D_m$  ทำให้แรงดันที่ ตัวอินดักเตอร์  $L$  มีค่าเท่ากับ

$$v_L = -V_o \quad (2.43)$$



รูปที่ 2.18 สัญญาณกระแสและแรงดันที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  ของวงจร Buck-Boost

การทำงานของวงจรในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่องที่ช่วงเวลา  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  ของสวิตช์ ในสถานะคงที่จะทำให้ได้ค่าแรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวอินดักเตอร์  $L$  ( $v_L$ ) เป็นรูปสัญญาณซึ่งเกิดขึ้นซ้ำกันไปเรื่อย ๆ และมีค่าแรงดันเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ ตามรูปที่ 2.18 สามารถคำนวณหาค่าแรงดันเอาต์พุตได้ตามสมการที่ (2.44)

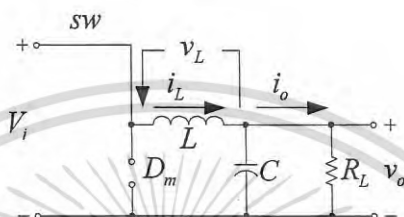
$$\begin{aligned} V_i t_{on} - V_o t_{off} &= 0 \\ V_i D T - V_o (1 - D) T &= 0 \\ V_i D T &= V_o (1 - D) T \\ \frac{V_o}{V_i} &= \frac{D}{1 - D} \end{aligned} \quad (2.44)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปได้ว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้มีการเปลี่ยนแปลงตามค่าตัวดีไซเคิลและมีค่าเท่ากับการนำ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck กับ Boost มาต่อเรียงกันแต่เอาต์พุตเปลี่ยนแปลงแบบไม่เป็นเชิงเส้น

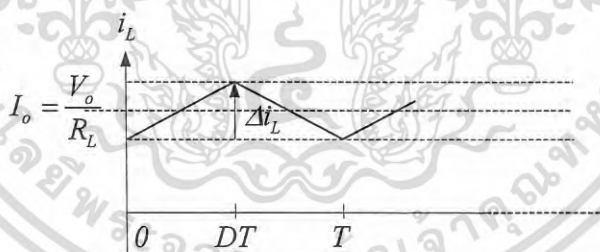
### 2.4.3 การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์

ในหัวข้อนี้จะยกตัวอย่างวงจร Buck คอนเวอร์เตอร์มาเป็นกรณีตัวอย่างเพื่อการ ออกแบบซึ่งในสภาวะที่สวิตช์ปิดวงจร วงจร Buck คอนเวอร์เตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 2.19



รูปที่ 2.19 วงจร Buck คอนเวอร์เตอร์ในสภาวะสวิตช์ปิดวงจร

พิจารณารูปสัญญาณกระแส  $I_o$  จะมีค่ากระแสเฉลี่ยเท่ากับสัดส่วนของแรงดันเอาต์พุตและความต้านทาน แต่สัญญาณกระแสที่ตัวอินดักเตอร์จะมีการเปลี่ยนแปลงตามจังหวะการทำงานของ สวิตช์ ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 สัญญาณกระแสที่ตัวอินดักเตอร์ ในสภาวะที่สวิตช์ปิดวงจร

เมื่อสวิตช์ปิดวงจรช่วงเวลา  $t_{on}$  ของสวิตช์ สามารถคำนวณหาการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ ตัวอินดักเตอร์ได้ดังนี้

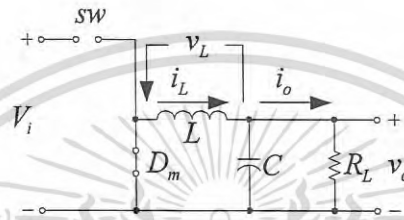
$$\begin{aligned} v_L &= V_i - V_o \\ &= L \frac{di_L(t)}{dt} \end{aligned} \quad (2.45)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

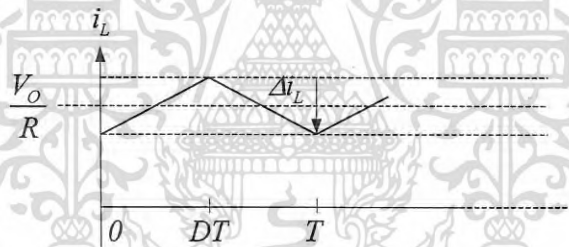
$$\frac{V_i - V_o}{L} = \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{t_{on}} = \frac{\Delta i_L}{DT} \quad (2.46)$$

$$(\Delta i_L)_{sw-close} = \left( \frac{V_i - V_o}{L} \right) DT \quad (2.47)$$

ในสถานะที่สวิตช์เปิดวงจร วงจร Buck คอนเวอร์เตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 2.21



รูปที่ 2.21 วงจร Buck คอนเวอร์เตอร์ในสถานะสวิตช์เปิดวงจร



รูปที่ 2.22 สัญญาณกระแสที่ตัวอินดักเตอร์ ในสถานะที่สวิตช์เปิดวงจร

สวิตช์เปิดวงจรช่วงเวลา  $t_{off}$  ของสวิตช์ สามารถคำนวณหาการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ตัวอินดักเตอร์ได้ดังนี้

$$v_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.48)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{-V_o}{L} \\ &= \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \end{aligned} \quad (2.49)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 (\Delta i_L)_{sw-open} &= \left( \frac{-V_o}{L} \right) \Delta t \\
 &= \left( \frac{-V_o}{L} \right) t_{off} \\
 &= \left( \frac{-V_o}{L} \right) (1-D)T
 \end{aligned}
 \tag{2.50}$$

พิจารณาในสภาวะคงที่

$$I_o = \frac{V_o}{R} \tag{2.51}$$

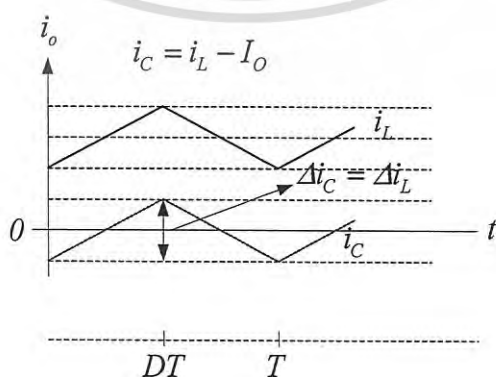
ค่ากระแสเฉลี่ยที่ตัวเก็บประจุและตัวอินดักเตอร์มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}
 \text{avg}(i_C) &= 0 \\
 \text{avg}(i_L) &= \frac{V_o}{R}
 \end{aligned}
 \tag{2.52}$$

$$\begin{aligned}
 I_{L_{max}} &= \frac{V_o}{R} + \frac{\Delta i_L}{2} \\
 I_{L_{min}} &= \frac{V_o}{R} - \frac{\Delta i_L}{2}
 \end{aligned}
 \tag{2.53}$$

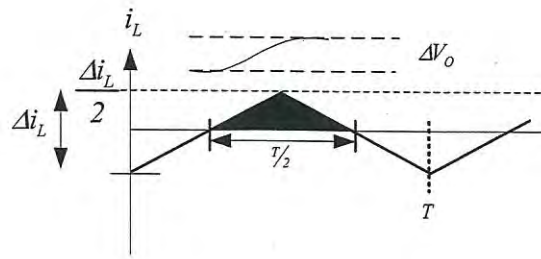
ถ้าต้องการให้มีกระแสไหลอย่างต่อเนื่อง ค่ากระแสที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  ต้องเป็นไปตามเงื่อนไขคือ

$$I_{L_{min}} > 0 \tag{2.54}$$



รูปที่ 2.23 สัญญาณกระแสที่ตัวอินดักเตอร์ และตัวเก็บประจุ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับใช้ในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.24 สัญญาณการเปลี่ยนแปลงประจุในตัวเก็บประจุ

$$\begin{aligned}
 C &= \frac{Q}{V_c} \\
 V_c &= \frac{Q}{C} \\
 V_c &= \frac{1}{C} \int idt \\
 Q &= \int idt \\
 \Delta V_c &= \Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C}
 \end{aligned}
 \tag{2.55}$$

$$\Delta Q = \frac{1}{2} (\text{Base})(\text{Height})$$

$$= \frac{1}{2} \left( \frac{T}{2} \right) \left( \frac{\Delta i_L}{2} \right) \quad \left| \Delta i_L = \frac{V_o}{L} (1-D) T \right.$$

$$\Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C}$$

$$= \frac{\frac{1}{2} \left( \frac{T}{2} \right) \left( \frac{\Delta i_L}{2} \right)}{C}$$

$$= \frac{\frac{1}{2} \left( \frac{T}{2} \right) \left( \frac{\frac{V_o}{L} (1-D) T}{2} \right)}{C}$$

$$\left| T = \frac{1}{f} \right.$$

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

$$\left| \text{for } \Delta V_o \ll V_o \right.$$

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

(2.56)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## การออกแบบโครงสร้างวงจรและการวิเคราะห์

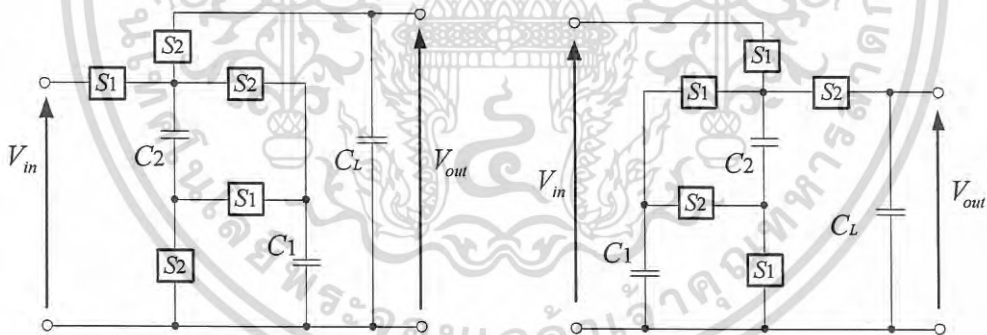
### 3.1 กล่าวนำ

ในบทนี้กล่าวถึงวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบด้วยวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โดยมีอัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า และ 2 เท่า และ 3/2 เท่า ในส่วนของวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอมีอัตราการแปลงผัน 1/3 เท่า โดยมีโครงสร้างการแปลงผันลดทอนทวิคูณ ซึ่งเมื่อนำวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/3 เท่า มาต่ออนุกรมกันจะได้อัตราการแปลง 1/9 เท่า และเสนอการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ดังนี้

1. ค่าอัตราส่วนการแปลงผันระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุต
2. ค่าพลังงานสูญเสียและความต้านทานภายใน
3. การสมมูลวงจรคอนเวอร์เตอร์

### 3.2 ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า และ 2 เท่า

วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ได้ออกแบบไว้จะมีอัตราส่วนการแปลงผันเท่ากับ 1/2 เท่า และ 2 เท่า [21] โดยมีโครงสร้างวงจรถูกแสดงที่ 3.1



(ก) อัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า

(ข) อัตราการแปลงผัน 2 เท่า

รูปที่ 3.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์อัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า และ 2 เท่า

จากรูปที่ 3.1 วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์อัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า และ 2 เท่า วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ได้ออกแบบไว้ประกอบด้วย สวิตช์ (S1,S2) และตัวคาปาซิเตอร์ (C1,C2,CL) ในส่วนการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตทั้งความสัมพันธ์ของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้า จะพิจารณาที่ค่าคงที่ทางไฟฟ้าของตัวคาปาซิเตอร์ (เวลาเก็บประจุและคายประจุ) มีค่าสูงกว่าค่าช่วงเวลาของสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้กับสวิตช์และแบ่งสภาวะการเปิด-ปิดของสวิตช์ออกเป็น 2 สภาวะ คือ  $T_1$  และ  $T_2$  ดังสมการที่ (3.1)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนเวลาสำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 T &= T_1 + T_2 \\
 T_1 &= DT \\
 T_2 &= (1-D)T
 \end{aligned}
 \tag{3.1}$$

โดยที่

- $T$  แทนคาบเวลาในการสวิตช์รวม
- $T_1$  แทนคาบเวลาในการสวิตช์
- $T_2$  แทนคาบเวลาในการสวิตช์
- $D$  แทนค่าดิวตีไซเคิล

เงื่อนไขการออกแบบจะกำหนดให้การเก็บประจุและคายประจุให้เป็นตามสมการที่ (3.2)

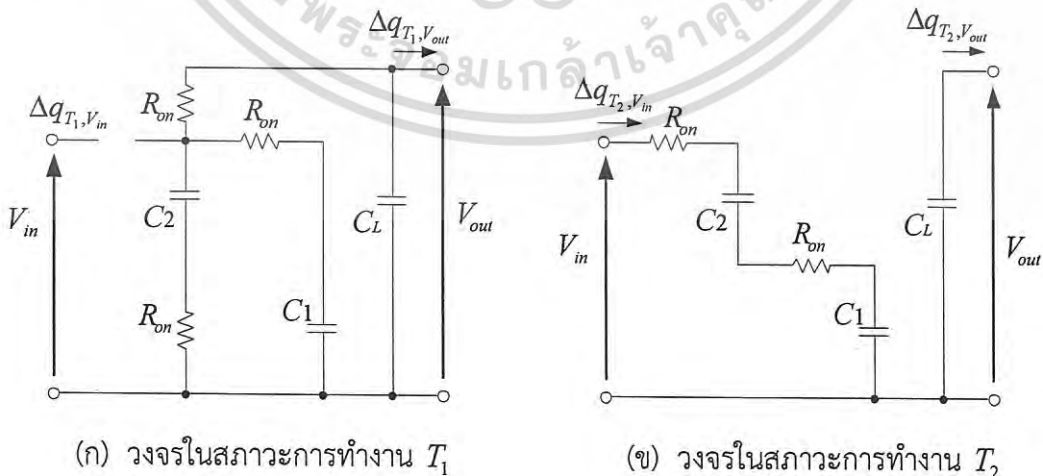
$$\Delta q_{T_1}^k + \Delta q_{T_2}^k = 0 \tag{3.2}$$

โดยที่

- $k$  แทนตำแหน่งตัวคาปาซิเตอร์ในวงจร
- $\Delta q_{T_1}^k$  แทนประจุไฟฟ้าในสถานะ  $T_1$
- $\Delta q_{T_2}^k$  แทนประจุไฟฟ้าในสถานะ  $T_2$

### 3.2.1 การวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/2 เท่า

จากรูปที่ 3.1 (ก) จะพิจารณาวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์อัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า เมื่ออยู่ในสถานะ  $T_1$  สวิตช์ S2 จะปิดวงจรแต่สวิตช์ S1 จะเปิดวงจร และเมื่ออยู่ในสถานะ  $T_2$  สวิตช์ S1 จะปิดวงจรแต่สวิตช์ S2 จะเปิดวงจร สามารถเขียนวงจรได้ดังรูปที่ 3.2



(ก) วงจรในสถานะการทำงาน  $T_1$

(ข) วงจรในสถานะการทำงาน  $T_2$

### รูปที่ 3.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์อัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า ในสถานะ $T_1$ และ $T_2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.2 (ก) การวิเคราะห์ห้วงจรในสภาวะการทำงาน  $T_1$  หาค่าความสัมพันธ์ระหว่าง ประจุอินพุต  $\Delta q_{T_1, V_{in}}$  และประจุเอาต์พุต  $\Delta q_{T_1, V_{out}}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\Delta q_{T_1, V_{in}} &= 0 \\ \Delta q_{T_1, V_{out}} &= \Delta q_{T_1}^L + \Delta q_{T_1}^2 + \Delta q_{T_1}^1\end{aligned}\quad (3.3)$$

จากรูปที่ 3.2 (ข) การวิเคราะห์ห้วงจรในสภาวะการทำงาน  $T_2$  หาค่าความสัมพันธ์ระหว่าง ประจุอินพุต  $\Delta q_{T_2, V_{in}}$  และประจุเอาต์พุต  $\Delta q_{T_2, V_{out}}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\Delta q_{T_2, V_{in}} &= \Delta q_{T_2}^1 = \Delta q_{T_2}^2 \\ \Delta q_{T_2, V_{out}} &= \Delta q_{T_2}^L\end{aligned}\quad (3.4)$$

ใช้สมการที่ (3.2) - (3.4) หากกระแสอินพุตเฉลี่ยและกระแสเอาต์พุตเฉลี่ยได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\overline{I_{in}} &= (\Delta q_{T_1, V_{in}} + \Delta q_{T_2, V_{in}}) / T \\ &= (\Delta q_{T_2}^2) / T \\ \overline{I_{out}} &= (\Delta q_{T_1, V_{out}} + \Delta q_{T_2, V_{out}}) / T \\ &= (\Delta q_{T_1}^L + \Delta q_{T_1}^2 + \Delta q_{T_1}^1 + \Delta q_{T_2}^L) / T \\ &= (\Delta q_{T_1}^2 + \Delta q_{T_1}^1) / T\end{aligned}\quad (3.5)$$

ดังนั้นอัตราส่วนการแปลงผันของวงจรคอนเวอร์เตอร์จะได้ดังนี้

$$\frac{\overline{I_{in}}}{\overline{I_{out}}} = \frac{\Delta q_{T_2}^2}{(\Delta q_{T_1}^2 + \Delta q_{T_1}^1)}\quad (3.6)$$

จากรูปที่ 3.2 (ก) ตัวเก็บประจุต่อแบบขนานดังนั้น  $\Delta q_{T_1}^2 = \Delta q_{T_1}^1$  และจากสมการที่ (3.2) จะได้  $\Delta q_{T_1}^k = -\Delta q_{T_2}^k$  แทนค่าในสมการที่ (3.6) ได้ค่าดังนี้

$$\frac{\overline{I_{in}}}{\overline{I_{out}}} = \frac{\Delta q_{T_2}^2}{-2\Delta q_{T_2}^2} = -\frac{1}{2}\quad (3.7)$$

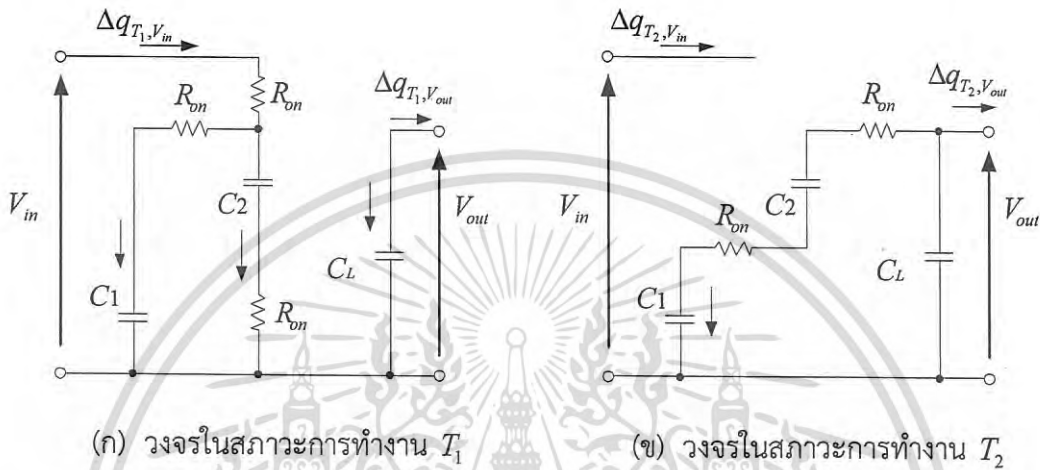
เมื่อกำลังงานทางด้านอินพุตเท่ากับทางด้านเอาต์พุต จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ

$$\overline{V_{out, 1/2x}} = \frac{1}{2} \overline{V_{in}}\quad (3.8)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2.2 การวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2 เท่า

จากรูปที่ 3.1 (ข) จะพิจารณาวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ อัตราการแปลงผัน 2 เท่า เมื่ออยู่ในสถานะการทำงาน  $T_1$  สวิตช์ S1 จะปิดวงจรหมดทุกตัวแต่สวิตช์ S2 จะเปิดวงจร และจะพิจารณาในสถานะการทำงาน  $T_2$  สวิตช์ S2 จะปิดวงจรหมดทุกตัวแต่สวิตช์ S1 จะเปิดวงจร สามารถเขียนวงจรได้ดังรูปที่ 3.3



(ก) วงจรในสถานะการทำงาน  $T_1$

(ข) วงจรในสถานะการทำงาน  $T_2$

รูปที่ 3.3 วงจรคอนเวอร์เตอร์อัตราการแปลงผัน 2 เท่า ในสถานะ  $T_1$  และ  $T_2$

จากรูปที่ 3.3 (ก) การวิเคราะห์ห้วงจรในสถานะการทำงาน  $T_1$  หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างประจุอินพุต  $\Delta q_{T_1, V_{in}}$  และประจุเอาต์พุต  $\Delta q_{T_1, V_{out}}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\Delta q_{T_1, V_{in}} &= \Delta q_{T_1}^1 + \Delta q_{T_1}^2 \\ \Delta q_{T_1, V_{out}} &= \Delta q_{T_1}^L\end{aligned}\quad (3.9)$$

จากรูปที่ 3.3 (ข) การวิเคราะห์ห้วงจรในสถานะการทำงาน  $T_2$  หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างประจุอินพุต  $\Delta q_{T_2, V_{in}}$  และประจุเอาต์พุต  $\Delta q_{T_2, V_{out}}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\Delta q_{T_2, V_{in}} &= 0 \\ \Delta q_{T_2, V_{out}} &= \Delta q_{T_2}^L + \Delta q_{T_2}^2\end{aligned}\quad (3.10)$$

จากสมการที่ (3.9) - (3.10) หากกระแสนินพุตเฉลี่ยและกระแสเอาต์พุตเฉลี่ยได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\overline{I}_{in} &= \frac{1}{T} (\Delta q_{T_1, V_{in}} + \Delta q_{T_2, V_{in}}) \\ &= \frac{1}{T} (\Delta q_{T_1}^1 + \Delta q_{T_1}^2)\end{aligned}\quad (3.11)$$

$$\begin{aligned}\overline{I}_{out} &= \frac{1}{T} (\Delta q_{T_1, V_{out}} + \Delta q_{T_2, V_{out}}) \\ &= \frac{1}{T} (\Delta q_{T_1}^L + \Delta q_{T_2}^L + \Delta q_{T_2}^2) \\ &= \frac{1}{T} (\Delta q_{T_2}^2)\end{aligned}\quad (3.12)$$

ดังนั้นอัตราส่วนการแปลงผันของวงจรคอนเวอร์เตอร์จะได้ดังนี้

$$\frac{\overline{I}_{in}}{\overline{I}_{out}} = \frac{\Delta q_{T_1}^1 + \Delta q_{T_1}^2}{\Delta q_{T_2}^2}\quad (3.13)$$

จากรูปที่ 3.3 (ก) ตัวคาปาซิเตอร์ต่อขนานกันดังนั้น  $\Delta q_{T_1}^1 = \Delta q_{T_1}^2$  และจากสมการที่ (3.2) จะได้  $\Delta q_{T_1}^k = -\Delta q_{T_2}^k$  แทนค่าในสมการที่ (3.13) จะได้ค่าดังนี้

$$\frac{\overline{I}_{in}}{\overline{I}_{out}} = \frac{\Delta q_{T_1}^2 + \Delta q_{T_1}^2}{-\Delta q_{T_1}^2} = -2\quad (3.14)$$

เมื่อกำลังงานทางด้านอินพุตเท่ากับทางด้านเอาต์พุต จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ

$$\overline{V}_{out, 2x} = 2 \overline{V}_{in}\quad (3.15)$$

### 3.2.3 พลังงานสูญเสียและความต้านทานภายในของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 1/2 เท่า

พลังงานสูญเสียภายในวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์จะเกิดจากค่าความต้านทานภายในของตัวสวิตช์จะพิจารณาเป็นรายคาบ โดยแต่ละคาบของสัญญาณนาฬิกาประกอบด้วยจังหวะการทำงานของสวิตช์ตามช่วง  $T_1$  และ  $T_2$  ตามสมการที่ (3.16)

$$W_T = W_{T_1} + W_{T_2}\quad (3.16)$$

โดยที่

- $W_T$  แทนค่าพลังงานสูญเสียรวม
- $W_{T_1}$  แทนค่าพลังงานสูญเสียช่วงสภาวะ  $T_1$
- $W_{T_2}$  แทนค่าพลังงานสูญเสียช่วงสภาวะ  $T_2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.2 (ก) พิจารณาค่าความต้านทานภายในของวงจรตีซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตรา  
การแปลงผัน 1/2 เท่า ในสภาวะการทำงาน  $T_1$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 W_{T_1,1/2x} &= \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^2)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^1)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^2 + \Delta q_{T_1}^1)^2 \\
 &= \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^2)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^1)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (2\Delta q_{T_1}^2)^2 \\
 &= \frac{6R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^2)^2 \\
 &= \frac{6R_{on}}{T_1} (\Delta q_{V_{out}})^2
 \end{aligned} \tag{3.17}$$

จากรูปที่ 3.2 (ข) พิจารณาค่าความต้านทานภายในของวงจรตีซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตรา  
การแปลงผัน 1/2 เท่า ในสภาวะการทำงาน  $T_2$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 W_{T_2,1/2x} &= \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^2)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^1)^2 \\
 &= \frac{2R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^2)^2 \\
 &= \frac{2R_{on}}{T_2} (\Delta q_{V_{out}})^2
 \end{aligned} \tag{3.18}$$

ค่าพลังงานสูญเสียของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่เกิดขึ้นทั้งหมดมีค่าเท่ากับผลรวมของพลังงาน  
สูญเสียในสภาวะการทำงาน  $T_1$  และ  $T_2$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 W_{T,1/2x} &= W_{T_1,1/2x} + W_{T_2,1/2x} \\
 &= \frac{6R_{on}}{T_1} (\Delta q_{V_{out}})^2 + \frac{2R_{on}}{T_2} (\Delta q_{V_{out}})^2 \\
 &= \frac{6R_{on}}{DT} (\Delta q_{V_{out}})^2 + \frac{2R_{on}}{(1-D)T} (\Delta q_{V_{out}})^2 \\
 &= \frac{(6-4D)R_{on}}{(1-D)DT} (\Delta q_{V_{out}})^2
 \end{aligned} \tag{3.19}$$

$$= T \left( \frac{\Delta q_{V_{out}}}{T} \right)^2 \times R_{SC,1/2x} \tag{3.20}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.20) กำหนดให้  $R_{SC,1/2x}$  แทนค่าความต้านทานสมมูลของวงจรตีซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า ได้ดังสมการที่ (3.21)

$$R_{SC,1/2x} = \frac{(6-4D)}{D(1-D)} \times R_{on} \quad (3.21)$$

### 3.2.4 พลังงานสูญเสียและความต้านทานภายในของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 เท่า

พลังงานสูญเสียภายในวงจรตีซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์จะเกิดจากค่าความต้านทานภายในของตัวสวิตช์ จากสมการที่ (3.15) จากรูปที่ 3.3 (ก) พิจารณาค่าความต้านทานภายในของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 2 เท่า ที่สภาวะการทำงาน  $T_1$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} W_{T_1,2x} &= \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^1)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^2)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^1 + \Delta q_{T_1}^2)^2 \\ &= \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^2)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^1)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (2\Delta q_{T_1}^2)^2 \\ &= \frac{6R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^2)^2 \\ &= \frac{6R_{on}}{T_1} (\Delta q_{V_{out}})^2 \end{aligned} \quad (3.22)$$

จากรูปที่ 3.3 (ข) พิจารณาค่าความต้านทานภายในของวงจรตีซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 2 เท่า ในสภาวะการทำงาน  $T_2$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} W_{T_2,2x} &= \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^2)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^1)^2 \\ &= \frac{2R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^2)^2 \\ &= \frac{2R_{on}}{T_2} (\Delta q_{V_{out}})^2 \end{aligned} \quad (3.23)$$

ค่าพลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นทั้งหมดจะมีค่าเท่ากับผลรวมของพลังงานสูญเสียในสภาวะการทำงาน  $T_1$  และ  $T_2$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
W_{T,2x} &= W_{T_1,2x} + W_{T_2,2x} \\
&= \frac{6R_{on}}{T_1} (\Delta q_{V_{out}})^2 + \frac{2R_{on}}{T_2} (\Delta q_{V_{out}})^2 \\
&= \frac{6R_{on}}{DT} (\Delta q_{V_{out}})^2 + \frac{2R_{on}}{(1-D)T} (\Delta q_{V_{out}})^2 \\
&= \frac{(6-4D)R_{on}}{(1-D)DT} (\Delta q_{V_{out}})^2 \\
&= T \left( \frac{\Delta q_{V_{out}}}{T} \right)^2 \times R_{SC,2x} \tag{3.24}
\end{aligned}$$

จากสมการที่ (3.24) กำหนดให้  $R_{SC,2x}$  แทนค่าความต้านทานสมมูลของวงจรตีซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 2 เท่า ได้ดังสมการที่ (3.25)

$$R_{SC,2x} = \frac{(6-4D)}{D(1-D)} \times R_{on} \tag{3.25}$$

### 3.2.5 การสมมูลวงจรคอนเวอร์เตอร์ 1/2 เท่า และ 2 เท่า

เมื่อจัดโครงสร้างวงจรและวิเคราะห์หาอัตราส่วนการแปลงผันรวมถึงวิเคราะห์หาค่าความต้านทานภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์ สามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังนี้



รูปที่ 3.4 วงจรสมมูลวงจรตีซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 3.4 วงจรสมมูลของวงจรตีซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์รับแรงดันอินพุต ( $V_{in}$ ) ผ่านหม้อแปลงกระแสที่มีอัตราการแปลงผัน ( $m$ ) และค่าความต้านทานภายใน ( $R_{SC}$ ) ของวงจรโดยมีแรงดันเอาต์พุต ( $V_{out}$ ) ที่มีตัวต้านทานโหลด ( $R_L$ ) ต่อคร่อมที่ขั้วเอาต์พุต ซึ่งสามารถเขียนสมการเมทริกซ์ของแรงดันไฟฟ้าและกระแสไฟฟ้าได้เป็นดังนี้

$$\begin{bmatrix} V_{in} \\ I_{in} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/m & 0 \\ 0 & m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_{SC} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{out} \\ I_{out} \end{bmatrix} \tag{3.26}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำข้อมูลไปใช้ประโยชน์อื่นใดได้  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

วงจรตีซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราส่วนการแปลงผัน 1/2 เท่า ( $m=1/2$ ) โดยมีค่าความต้านทานภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์เป็น  $R_{SC,1/2x}$  ซึ่งสามารถเขียนสมการเมทริกซ์ของแรงดันและกระแสได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \overline{V_{in}} \\ \overline{I_{in}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_{SC,1/2x} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V_{out,1/2x}} \\ -\overline{I_{out}} \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

วงจรตีซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราส่วนการแปลงผัน 2 เท่า ( $m=2$ ) โดยมีค่าความต้านทานภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์เป็น  $R_{SC,2x}$  ซึ่งสามารถเขียนสมการเมทริกซ์ของแรงดันและกระแสได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \overline{V_{in}} \\ \overline{I_{in}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2 & 0 \\ 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_{SC,2x} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V_{out,2x}} \\ -\overline{I_{out}} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

ค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรตีซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/2 เท่า สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\overline{V_{out,1/2x}} = \left( \frac{R_L}{R_L + R_{SC,1/2x}} \right) \times \frac{\overline{V_{in}}}{2} \quad (3.29)$$

ค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรตีซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2 เท่า สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\overline{V_{out,2x}} = \left( \frac{R_L}{R_L + R_{SC,2x}} \right) \times 2\overline{V_{in}} \quad (3.30)$$

ค่ากำลังไฟฟ้าและค่าประสิทธิภาพของวงจรตีซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/2 เท่า และ 2 เท่า สามารถคำนวณได้ดังนี้

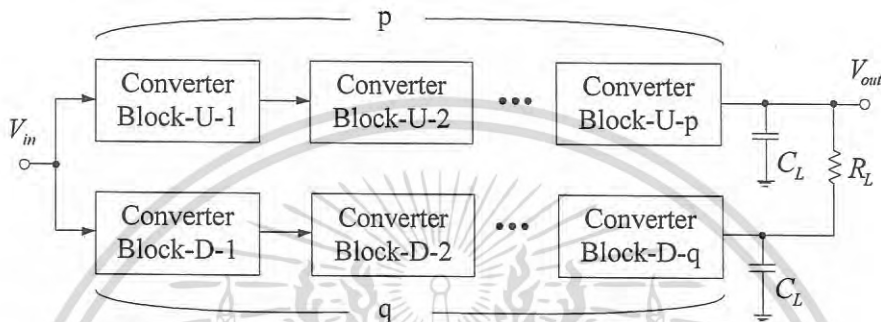
$$P_{R_L} = \frac{\left( \overline{V_{out(1/2x,2x)}} \right)^2}{R_L} \quad (3.31)$$

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + R_{SC(1/2x,2x)}} \quad (3.32)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3 ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 3/2 เท่า

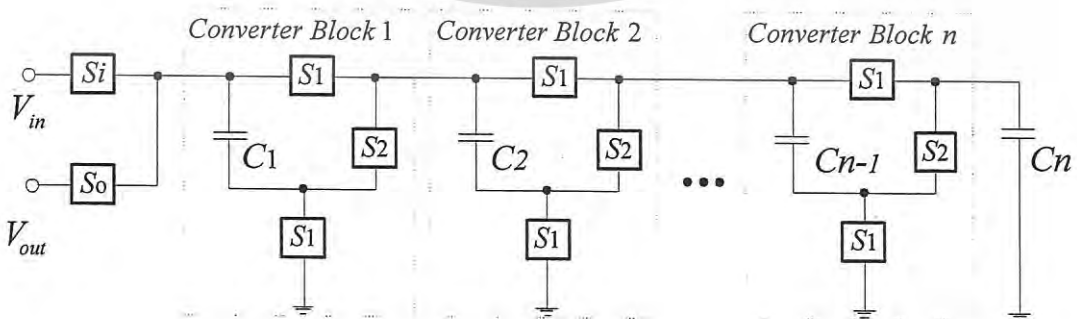
วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ได้ออกแบบไว้เอาต์พุตสามารถจ่ายกระแสไฟฟ้าและรับกระแสไฟฟ้าได้ ดังนั้นเมื่อนำโหลดมาเชื่อมต่อที่เอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2 เท่า และเชื่อมต่อที่เอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/2 เท่า ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ตกคร่อมโหลดจะมีค่าเท่ากับ 3/2 เท่า [22] ของแรงดันอินพุต แสดงโครงสร้างดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 โครงสร้างดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสองทิศทาง

จากรูปที่ 3.5 คอนเวอร์เตอร์บล็อก U-p คือ คอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 2 เท่า โดย p คือ จำนวนบล็อกที่ต่ออนุกรมกัน และคอนเวอร์เตอร์บล็อก D-q คือ คอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า โดย q คือ จำนวนบล็อกที่ต่ออนุกรมกัน คอนเวอร์เตอร์แต่ละบล็อกที่ต่ออนุกรมเอาต์พุตกับอินพุตของแต่ละบล็อกเพื่อเพิ่มหรือลดอัตราการแปลงผันแบบขั้น ตัวอย่างเช่นต้องการอัตราส่วนการแปลงผันที่ 2 เท่า จะต้องใช้คอนเวอร์เตอร์บล็อก U-p จำนวนหนึ่งบล็อก ถ้าต้องการอัตราส่วนการแปลงผันที่ 3 เท่า จะต้องใช้คอนเวอร์เตอร์บล็อก U-p จำนวนสองบล็อก

วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์อัตราการแปลงผัน 2 เท่า และวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์อัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า มีโครงสร้างภายในเหมือนกันแสดงได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า และ 2 เท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.6 วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ได้ออกแบบไว้สามารถเลือกแปลงแรงดันไฟฟ้าที่มีอัตราการแปลงผันขึ้นและลงตามตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 การควบคุมสวิตช์เพื่อเลือกอัตราการแปลงผัน 1/2 และ 2 เท่า

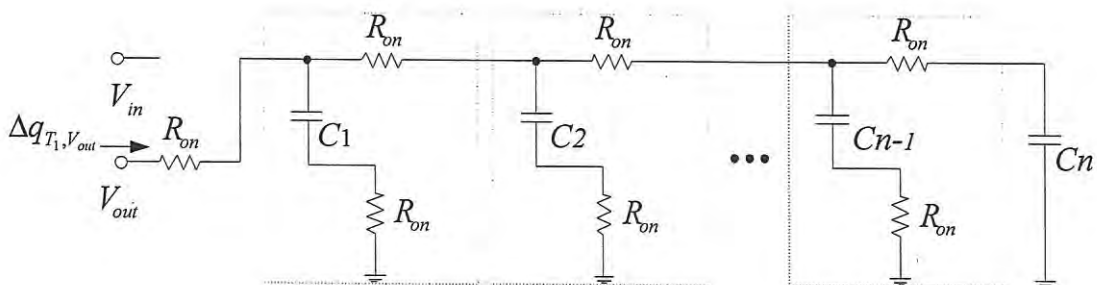
Mode	State	On	Off
Up 2x (2 เท่า)	$T_1$	Si , S1	So , S2
	$T_2$	So , S2	Si , S1
Down 1/2 x (1/2 เท่า)	$T_1$	So , S1	Si , S2
	$T_2$	Si , S2	So , S1

ในการวิเคราะห์ค่าประจุไฟฟ้าในวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 3/2 เท่า กำหนดให้ใช้สัญกรณ์พิกาดังสมการที่ (3.1) และในเงื่อนไขการออกแบบให้การเก็บประจุและคายประจุในตัวคาปาซิเตอร์ให้เป็นตามสมการที่ (3.2)

### 3.3.1 การวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 3/2 เท่า

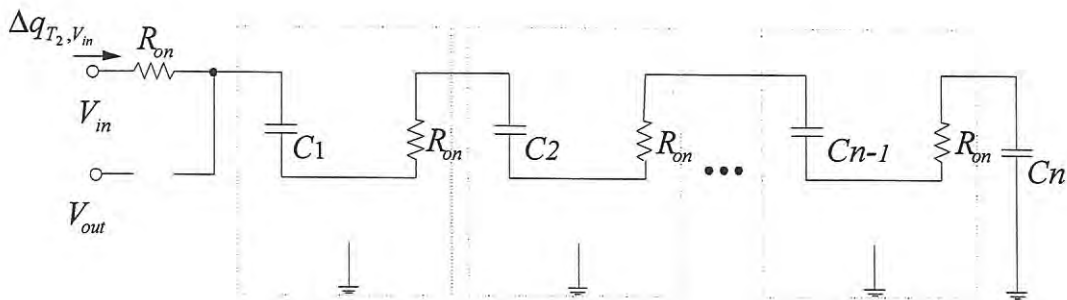
การวิเคราะห์วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 3/2 เท่า จะแยกการวิเคราะห์เป็นสองวงจรคือ วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า และวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 2 เท่า โดยใช้ตารางที่ 3.1 เพื่อเลือกอัตราการแปลงผันและเพื่อกำหนดจังหวะการควบคุมสวิตช์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์

จากรูปที่ 3.6 พิจารณาวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า จากตารางที่ 3.1 เมื่อต้องการอัตราการแปลงผันที่ 1/2 เท่า เมื่ออยู่ในสถานะ  $T_1$  สวิตช์ So และ S1 จะปิดวงจรแต่สวิตช์ Si และ S2 จะเปิดวงจร และเมื่ออยู่ในสถานะ  $T_2$  สวิตช์ Si และ S2 จะปิดวงจร แต่สวิตช์ So และ S1 จะเปิดวงจร สามารถเขียนวงจรได้ดังรูปที่ 3.7 และรูปที่ 3.8



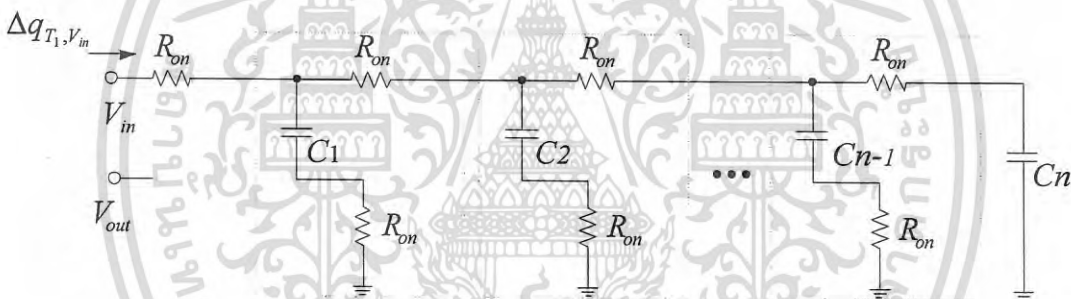
รูปที่ 3.7 วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า ที่สถานะ  $T_1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่อผู้ใดเห็นเป็นประโยชน์ในการนำ  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

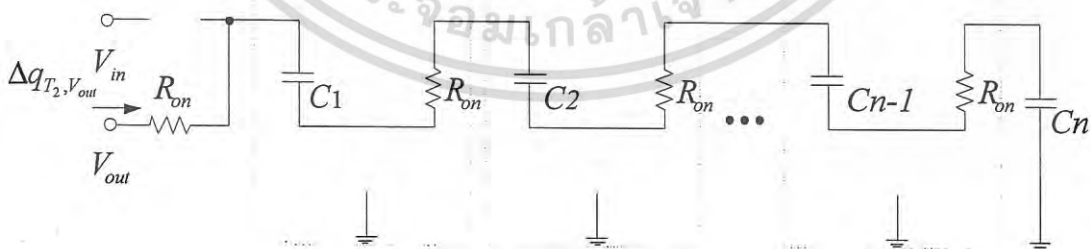


รูปที่ 3.8 วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า ที่สภาวะ  $T_2$

จากรูปที่ 3.6 พิจารณาวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 2 เท่า และจากตารางที่ 3.1 เมื่อต้องการอัตราการแปลงผันที่ 2 เท่า เมื่อสภาวะ  $T_1$  สวิตช์  $S_i$  และ  $S_1$  จะปิดวงจรแต่สวิตช์  $S_o$  และ  $S_2$  จะเปิดวงจร และเมื่ออยู่ในสภาวะ  $T_2$  สวิตช์  $S_o$  และ  $S_2$  จะปิดวงจรแต่สวิตช์  $S_i$  และ  $S_1$  จะเปิดวงจร สามารถเขียนวงจรได้ดังรูปที่ 3.9 และรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.9 วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 2 เท่า ที่สภาวะ  $T_1$



รูปที่ 3.10 วงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 2 เท่า ที่สภาวะ  $T_2$

ในรูปที่ 3.7 และรูปที่ 3.9 และรูปที่ 3.8 และรูปที่ 3.10 มีการต่อภายในวงจรเหมือนกัน ดังนั้นการวิเคราะห์จึงใช้ร่วมกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.7 การวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า ในสภาวะการทำงาน  $T_1$  หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างประจุอินพุต  $\Delta q_{T_1, V_{in}}$  และประจุเอาต์พุต  $\Delta q_{T_1, V_{out}}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\Delta q_{T_1, V_{in}} &= 0 \\ \Delta q_{T_1, V_{out}} &= \Delta q_{T_1}^1 + \Delta q_{T_1}^2 + \dots + \Delta q_{T_1}^n\end{aligned}\quad (3.33)$$

จากรูปที่ 3.8 การวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า ในสภาวะการทำงาน  $T_2$  หาค่าความสัมพันธ์ระหว่างประจุอินพุต  $\Delta q_{T_2, V_{in}}$  และประจุเอาต์พุต  $\Delta q_{T_2, V_{out}}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\Delta q_{T_2, V_{in}} &= \Delta q_{T_2}^1 = \Delta q_{T_2}^2 = \dots = \Delta q_{T_2}^n \\ \Delta q_{T_2, V_{out}} &= 0\end{aligned}\quad (3.34)$$

ใช้สมการที่ (3.33) - (3.34) หากระแสอินพุตเฉลี่ยและกระแสเอาต์พุตเฉลี่ยอธิบายได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\overline{I_{in}} &= \frac{1}{T} (\Delta q_{T_1, V_{in}} + \Delta q_{T_2, V_{in}}) \\ &= \frac{1}{T} (\Delta q_{T_2}^n) \\ \overline{I_{out}} &= \frac{1}{T} (\Delta q_{T_1, V_{out}} + \Delta q_{T_2, V_{out}}) \\ &= \frac{1}{T} (\Delta q_{T_1}^1 + \Delta q_{T_1}^2 + \dots + \Delta q_{T_1}^n) \\ &= \frac{1}{T} (n\Delta q_{T_1}^n)\end{aligned}\quad (3.35)$$

จากสมการที่ (3.2) จะได้  $\Delta q_{T_1}^k = -\Delta q_{T_2}^k$  แทนค่าในสมการที่ (3.36) จะได้ค่าความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุตและกระแสเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์อัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า ได้ดังนี้

$$\frac{\overline{I_{in}}}{\overline{I_{out}}} = \frac{-\Delta q_{T_1}^n}{n\Delta q_{T_1}^n} = -\frac{1}{n} = -\frac{1}{2}\quad (3.36)$$

เมื่อ  $n$  คือ จำนวนตัวคาปาซิเตอร์ในวงจร

เมื่อกำลังงานทางด้านอินพุตเท่ากับทางด้านเอาต์พุต จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการ  $\overline{V_{out, 1/2x}} = \frac{1}{2} \overline{V_{in}}$  เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ (3.37) ใดๆ ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.2 พลังงานสูญเสียและความต้านทานภายในของวงจรคอนเวอร์เตอร์ 3/2 เท่า

พลังงานสูญเสียภายในวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์จะเกิดจากค่าความต้านทานภายในของตัวสวิตช์ ซึ่งจะพิจารณาเป็นรายคาบตามช่วง  $T_1$  และ  $T_2$  ตามสมการที่ (3.16) และจากรูปที่ 3.7 พิจารณาค่าความต้านทานภายในที่สภาวะการทำงาน  $T_1$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} W_{T_1,1/2x} &= \sum_{k=1}^{n-1} \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^k)^2 + \sum_{l=1}^n \left( \frac{R_{on}}{T_1} \left( \sum_{k=l}^n \Delta q_{T_1}^k \right)^2 \right) \\ &= \frac{(n-1)R_{on}}{DT} (\Delta q_{T_1}^1)^2 + \sum_{k=1}^n \frac{k^2 R_{on}}{DT} (\Delta q_{T_1}^1)^2 \end{aligned} \quad (3.38)$$

จากรูปที่ 3.8 พิจารณาค่าความต้านทานที่สภาวะการทำงาน  $T_2$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} W_{T_2,1/2x} &= \frac{nR_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^1)^2 = \frac{nR_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_1}^1)^2 \\ &= \frac{nR_{on}}{(1-D)T} (\Delta q_{T_1}^1)^2 \end{aligned} \quad (3.39)$$

ค่าพลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นทั้งหมดจะมีค่าเท่ากับผลรวมของพลังงานสูญเสียในสภาวะการทำงาน  $T_1$  และ  $T_2$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} W_{T,1/2x} &= W_{T_1,1/2x} + W_{T_2,1/2x} \\ &= \frac{(n-1)R_{on}}{DT} (\Delta q_{T_1}^1)^2 + \sum_{k=1}^n \frac{k^2 R_{on}}{DT} (\Delta q_{T_1}^1)^2 + \frac{nR_{on}}{(1-D)T} (\Delta q_{T_1}^1)^2 \\ &= \frac{(n-1)R_{on}}{DT} (\Delta q_{Vout})^2 + \sum_{k=1}^n \frac{k^2 R_{on}}{DT} (\Delta q_{T_{Vout}})^2 + \frac{nR_{on}}{(1-D)T} (\Delta q_{T_{Vout}})^2 \\ &= T \left( \frac{\Delta q_{Vout}}{T} \right)^2 \times R_{SC,1/2x} \end{aligned} \quad (3.40)$$

เมื่อ  $R_{SC,1/2x}$  แทนค่าความต้านทานสมมูลของวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/2 เท่า ได้ดังนี้

$$R_{SC,1/2x} = \frac{R_{on}n(1-D) + R_{on}(n-1)D + R_{on}D \sum_{k=1}^n k^2}{D(1-D)} \quad (3.41)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษานั้น ไม่นุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.9 และรูปที่ 3.10 พิจารณาค่าความต้านทานภายในเนื่องจากสวิตช์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราส่วนการแปลงผัน 2 เท่า ในสภาวะการทำงาน  $T_1$  และ  $T_2$  ได้ดังนี้

$$R_{SC,2x} = \frac{R_{on}(n-1)(1-D) + R_{on}nD + R_{on}(1-D)\sum_{k=1}^n k^2}{D(1-D)} \quad (3.42)$$

เมื่อ  $R_{SC,3/2x}$  แทนค่าความต้านทานสมมูลของวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 3/2 เท่า ได้ดังนี้

$$R_{SC,3/2x} = R_{SC,1/2x} + R_{SC,2x} \quad (3.43)$$

### 3.3.3 การสมมูลวงจรคอนเวอร์เตอร์ 3/2 เท่า

เมื่อจัดโครงสร้างวงจรและวิเคราะห์หาอัตราส่วนการแปลงผันรวมถึงวิเคราะห์หาค่าความต้านทานภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์อัตราส่วน 3/2 เท่า ( $m=3/2$ ) สามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.4 และจากสมการที่ (3.26) สามารถเขียนสมการเมทริกซ์ของแรงดันและกระแสได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \overline{V_{in}} \\ \overline{I_{in}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & 0 \\ 0 & 3/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_{SC,3/2x} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V_{out,3/2}} \\ -\overline{I_{out}} \end{bmatrix} \quad (3.44)$$

ค่าแรงดันเอาต์พุตของวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราส่วนการแปลงผัน 3/2 เท่า สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\overline{V_{out,3/2x}} = \left( \frac{R_L}{R_L + R_{SC,3/2x}} \right) \times \frac{3\overline{V_{in}}}{2} \quad (3.45)$$

ค่ากำลังไฟฟ้าและค่าประสิทธิภาพของวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 3/2 เท่า สามารถคำนวณได้ดังนี้

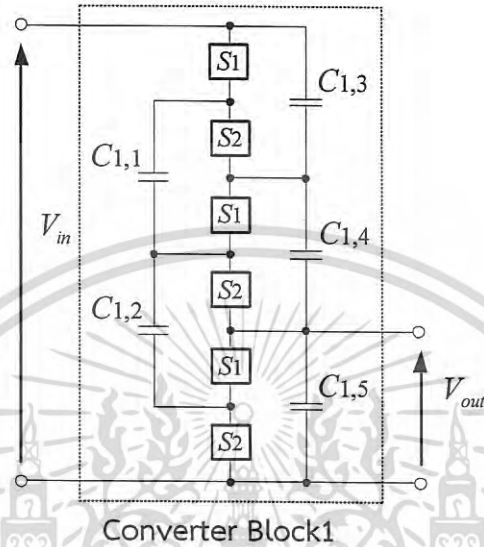
$$P_{R_L} = \frac{(\overline{V_{out,3/2}})^2}{R_L} \quad (3.46)$$

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + R_{SC,3/2}} \quad (3.47)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 เอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/3 เท่า

วงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ได้ออกแบบไว้มีอัตราส่วนการแปลงผันระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 1/3 เท่า แสดงโครงสร้างวงจรดังรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.11 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/3 เท่า

จากรูปที่ 3.11 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ได้ออกแบบไว้ที่ประกอบด้วยวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์คอนเวอร์เตอร์บล็อก 1 (Converter Block1) ที่มีตัวเก็บประจุ 5 ตัว และสวิตช์จำนวน 6 ตัว โดยบล็อกคอนเวอร์เตอร์ 1 มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/3 เท่า ในส่วนการวิเคราะห์ค่าประจุไฟฟ้าที่ตัวคาปาซิเตอร์จะพิจารณาในเงื่อนไขการออกแบบให้การประจุและการคายประจุในตัวคาปาซิเตอร์เป็นไปตามสมการ (3.48)

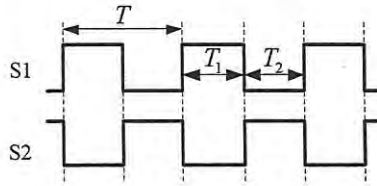
$$\sum_{i=1}^2 \Delta q_{T_i}^{1,k} = 0 \quad (3.48)$$

โดยที่

- $k$  แทนตัวคาปาซิเตอร์ในวงจร
- $\Delta q_{T_i}^{1,k}$  แทนประจุไฟฟ้าของตัวคาปาซิเตอร์ในบล็อก 1
- $T_i$  สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้กับสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้กับสวิตช์จะมีค่าดิวิตีไซเคิล 50% ดังรูป



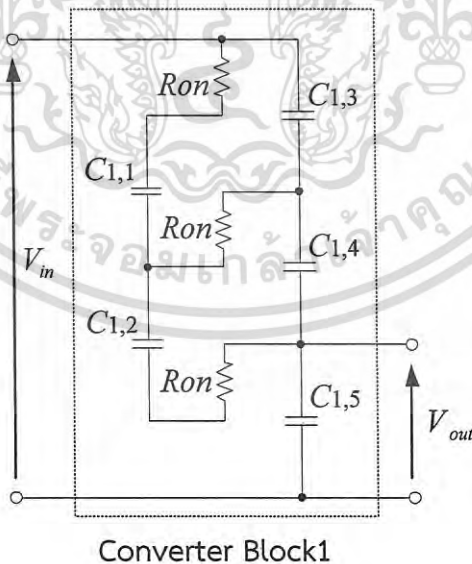
รูปที่ 3.12 สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ควบคุมการทำงานของสวิตช์

ในการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุตทั้งความสัมพันธ์ของแรงดันและกระแส จะพิจารณาที่ค่าคงที่ทางไฟฟ้าของตัวคาปาซิเตอร์มีสูงกว่าค่าช่วงเวลาของสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้กับสวิตช์ และแบ่งสภาวะการเปิด-ปิดของสวิตช์ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ออกเป็น 2 สภาวะ คือ  $T_1$  และ  $T_2$  ตามสมการที่ (3.49)

$$T = \sum_{i=1}^2 T_i \quad \text{และ} \quad T_1 = T_2 = \frac{T}{2} \quad (3.49)$$

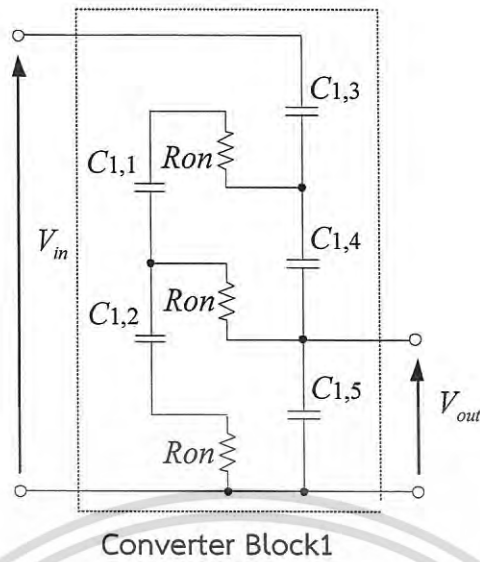
### 3.4.1 การวิเคราะห์ห้วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/3 เท่า

จากรูปที่ 3.11 ในสภาวะการทำงาน  $T_1$  สวิตช์ S1 จะปิดวงจรหมดทุกตัว ส่วนสวิตช์ S2 จะเปิดวงจร ซึ่งสามารถเขียนวงจรได้ดังรูปที่ 3.13



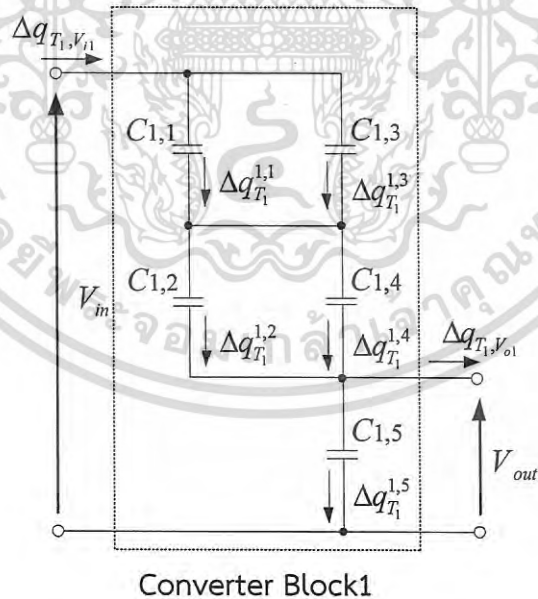
รูปที่ 3.13 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/3 เท่า ในสภาวะ  $T_1$

จากรูปที่ 3.11 สภาวะการทำงาน  $T_2$  สวิตช์ S2 จะปิดวงจรหมดทุกตัว แต่สวิตช์ S1 จะเปิดเอกสางจร ซึ่งสามารถเขียนวงจรได้ดังรูปที่ 3.14 การศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.14 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/3 เท่า ในสถานะ  $T_2$

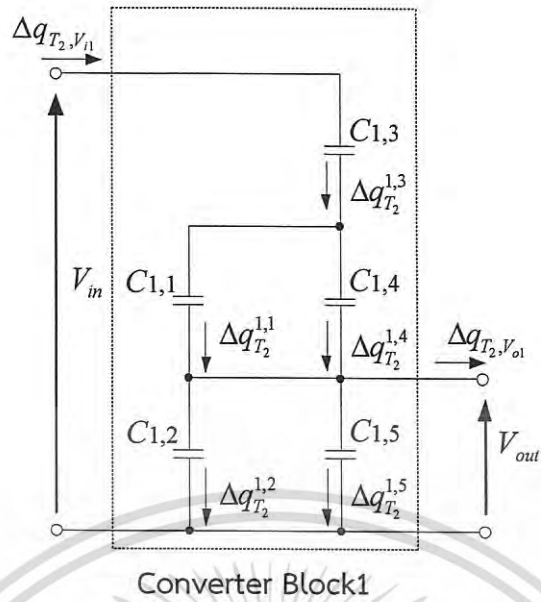
จากสมการที่ (3.47) แสดงค่าประจุไฟฟ้า  $\Delta q_{T_1}^{l,k}$  ของตัวเก็บประจุตัวที่  $k$  ในสถานะ  $T_1$  และ  $T_2$  เมื่อพิจารณาในสถานะ  $T_1$  เขียนรูปวงจรใหม่โดยตัดรูปสวิตช์ที่อยู่ในสถานะเปิดวงจรออก เพื่อให้การพิจารณาวงจรได้ง่ายขึ้น และกำหนดทิศทางของประจุ แสดงได้ดังรูป



รูปที่ 3.15 ทิศทางประจุไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/3 เท่า ในสถานะ  $T_1$

เมื่อพิจารณาในสถานะ  $T_2$  เขียนรูปวงจรใหม่โดยตัดรูปสวิตช์ที่อยู่ในสถานะเปิดวงจรออก เพื่อให้การพิจารณาวงจรได้ง่ายขึ้น และกำหนดทิศทางของประจุ แสดงได้ดังรูปที่ 3.16

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น มิอนุญาตให้เผยแพร่ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.16 ทิศทางประจุไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/3 เท่า ในสถานะ  $T_2$

จากสมการที่ (3.47) แสดงค่าประจุไฟฟ้า  $\Delta q_{T_1}^{1,k}$  ของตัวเก็บประจุตัวที่  $k$  ในสถานะ  $T_1$  และ  $T_2$  ในส่วนคอนเวอร์เตอร์บล็อก 1 ค่าความแตกต่างของประจุไฟฟ้าใน  $V_{i1}$  และ  $V_{o1}$  และในส่วนของ  $\Delta q_{T_1, V_{i1}}$  และ  $\Delta q_{T_1, V_{o1}}$  จะแสดงโดย

$$\begin{aligned}
 \Delta q_{T_1, V_{i1}} &= \Delta q_{T_1}^{1,1} + \Delta q_{T_1}^{1,3} = \Delta q_{T_1}^{1,2} + \Delta q_{T_1}^{1,4} \\
 \Delta q_{T_1, V_{o1}} &= \Delta q_{T_1}^{1,5} - \Delta q_{T_1}^{1,2} - \Delta q_{T_1}^{1,4} \\
 \Delta q_{T_2, V_{i1}} &= \Delta q_{T_2}^{1,3} = \Delta q_{T_2}^{1,1} + \Delta q_{T_2}^{1,4} \\
 \Delta q_{T_2, V_{o1}} &= \Delta q_{T_2}^{1,5} - \Delta q_{T_2}^{1,1} + \Delta q_{T_2}^{1,2} - \Delta q_{T_2}^{1,4}
 \end{aligned} \tag{3.50}$$

ใช้สมการที่ (3.48) - (3.50) หากกระแสอินพุตเฉลี่ยและกระแสเอาต์พุตเฉลี่ยอธิบายได้ดังนี้

กระแสอินพุตในส่วนคอนเวอร์เตอร์บล็อก 1

$$\bar{I}_{i1} = \frac{1}{T} \left( \sum_{i=2}^2 \Delta q_{T_i, V_{i1}} \right) = \frac{\Delta q_{V_{i1}}}{T} \tag{3.51}$$

กระแสเอาต์พุตในส่วนคอนเวอร์เตอร์บล็อก 1

$$\bar{I}_{o1} = \frac{1}{T} \left( \sum_{i=2}^2 \Delta q_{T_i, V_{o1}} \right) = \frac{\Delta q_{V_{o1}}}{T} \tag{3.52}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โดยที่  $\Delta q_{V_{i1}}$  และ  $\Delta q_{V_{o1}}$  คือ ประจุไฟฟ้าในจุดต่ออินพุตและเอาต์พุต การหาค่าประจุไฟฟ้าด้านอินพุต  $\Delta q_{V_{i1}}$  โดยใช้สมการที่ (3.44) - (3.48) สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \Delta q_{V_{i1}} &= \Delta q_{T_1, V_{i1}} + \Delta q_{T_2, V_{i1}} \\
 &= \Delta q_{T_1}^{1,1} + \Delta q_{T_1}^{1,3} + \Delta q_{T_2}^{1,3} \\
 &= \Delta q_{T_1}^{1,1} + (\Delta q_{T_1}^{1,3} + \Delta q_{T_2}^{1,3}) \\
 &= \Delta q_{T_1}^{1,1} \\
 &= \Delta q_T^{1,1}
 \end{aligned} \tag{3.53}$$

ค่าประจุแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต  $\Delta q_{V_{o1}}$  สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \Delta q_{V_{o1}} &= \Delta q_{T_1, V_{o1}} + \Delta q_{T_2, V_{o1}} \\
 &= \Delta q_{T_1}^{1,5} - \Delta q_{T_1}^{1,2} - \Delta q_{T_1}^{1,4} + \Delta q_{T_2}^{1,5} - \Delta q_{T_2}^{1,1} + \Delta q_{T_2}^{1,2} - \Delta q_{T_2}^{1,4} \\
 &= (\Delta q_{T_1}^{1,5} + \Delta q_{T_2}^{1,5}) - (\Delta q_{T_1}^{1,4} + \Delta q_{T_2}^{1,4}) - \Delta q_{T_2}^{1,1} - \Delta q_{T_1}^{1,2} + \Delta q_{T_2}^{1,2} \\
 &= -\Delta q_T^{1,1} - 2\Delta q_T^{1,2} \\
 &= -3\Delta q_T^{1,1}
 \end{aligned} \tag{3.54}$$

ความสัมพันธ์ระหว่างประจุเอาต์พุต  $\Delta q_{V_{o1}}$  และประจุอินพุต  $\Delta q_{V_{i1}}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \Delta q_{V_{i1}} / \Delta q_{V_{o1}} &= \Delta q_T^{1,1} / (-3\Delta q_T^{1,1}) \\
 \Delta q_{V_{i1}} &= -\frac{1}{3} \Delta q_{V_{o1}}
 \end{aligned} \tag{3.55}$$

หาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเฉลี่ยอินพุต  $\overline{I_{i1}}$  และกระแสเอาต์พุต  $\overline{I_{o1}}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \overline{I_{i1}} &= (\Delta q_{V_{i1}}) / T \\
 \overline{I_{o1}} &= (\Delta q_{V_{o1}}) / T \\
 &= -3\Delta q_{V_{i1}} / T
 \end{aligned}$$

ดังนั้นจะได้อัตราส่วนการแปลงผันของกระแสอินพุตและกระแสเอาต์พุตได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \frac{\overline{I_{i1}}}{\overline{I_{o1}}} &= \frac{\Delta q_{V_{i1}}}{-3\Delta q_{V_{i1}}} \\
 &= -\frac{1}{3}
 \end{aligned} \tag{3.56}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำลังงานทางด้านอินพุตเท่ากับทางด้านเอาต์พุต จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับแรงดันเอาต์พุตเท่ากับ

$$\overline{V_{out,1/3x}} = \frac{1}{3} \overline{V_{in}} \quad (3.57)$$

### 3.4.2 พลังงานสูญเสียและความต้านทานภายในของวงจรถอนเวอร์เตอร์ 1/3 เท่า

พลังงานสูญเสียภายในวงจรถอนเวอร์เตอร์จะเกิดจากค่าความต้านทานภายในของตัวสวิตช์ ซึ่งจะพิจารณาเป็นรายคาบโดยแต่ละคาบของสัญญาณนาฬิกาจะประกอบด้วยจังหวะการทำงานของสวิตช์ตามช่วง  $T_1$  และ  $T_2$  ตามสมการที่ (3.16) และจากรูปที่ 3.15 พิจารณาค่าความต้านทานภายในของวงจรถอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงที่สภาวะการทำงาน  $T_1$  ได้ดังนี้

$$W_{T_1} = \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^{1,1})^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^{1,1} - \Delta q_{T_1}^{1,2})^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^{1,2})^2 \quad (3.58)$$

จากสมการที่ (3.53) - (3.55) จะได้ว่า

$$\Delta q_{T_1}^{1,1} = \frac{1}{3} \Delta q_{V_{o1}} \quad \text{และ} \quad \Delta q_{T_1}^{1,2} = -\frac{1}{3} \Delta q_{V_{o1}}$$

แทนค่า  $\Delta q_{T_1}^{1,2}$  และ  $\Delta q_{T_1}^{1,1}$  ในสมการที่ (3.58) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} W_{T_1} &= \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{1}{3} \Delta q_{V_{o1}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{1}{3} \Delta q_{V_{o1}} + \frac{1}{3} \Delta q_{V_{o1}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} \left( -\frac{1}{3} \Delta q_{V_{o1}} \right)^2 \\ &= \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{1}{9} \Delta q_{V_{o1}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{2}{3} \Delta q_{V_{o1}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{1}{9} \Delta q_{V_{o1}} \right)^2 \\ &= \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{1}{9} \right) (\Delta q_{V_{o1}})^2 + \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{4}{9} \right) (\Delta q_{V_{o1}})^2 + \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{1}{9} \right) (\Delta q_{V_{o1}})^2 \\ &= \frac{6R_{on}}{9T_1} (\Delta q_{V_{o1}})^2 \end{aligned} \quad (3.59)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาค่าความต้านทานภายในเนื่องจากสวิตช์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่สภาวะการทำงาน  $T_2$  จากรูปที่ 3.16 ได้ดังนี้

$$W_{T_2} = \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^{1,1})^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^{1,1} - \Delta q_{T_2}^{1,2})^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^{1,2})^2 \quad (3.60)$$

จากสมการที่ (3.53) - (3.55) จะได้ว่า

$$\Delta q_{T_2}^{1,1} = \frac{1}{3} \Delta q_{V_{o1}} \quad \text{และ} \quad \Delta q_{T_2}^{1,2} = -\frac{1}{3} \Delta q_{V_{o1}}$$

แทนค่า  $\Delta q_{T_2}^{1,2}$  และ  $\Delta q_{T_2}^{1,1}$  ในสมการที่ (3.59) ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} W_{T_2} &= \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{1}{3} \Delta q_{V_{o1}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{1}{3} \Delta q_{V_{o1}} + \frac{1}{3} \Delta q_{V_{o1}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} \left( -\frac{1}{3} \Delta q_{V_{o1}} \right)^2 \\ &= \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{1}{9} \Delta q_{V_{o1}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{2}{3} \Delta q_{V_{o1}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{1}{9} \Delta q_{V_{o1}} \right)^2 \\ &= \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{1}{9} \right) (\Delta q_{V_{o1}})^2 + \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{4}{9} \right) (\Delta q_{V_{o1}})^2 + \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{1}{9} \right) (\Delta q_{V_{o1}})^2 \\ &= \frac{6R_{on}}{9T_2} (\Delta q_{V_{o1}})^2 \end{aligned} \quad (3.61)$$

ค่าพลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นทั้งหมดจะมีค่าเท่ากับผลรวมของพลังงานสูญเสียจาก  $T_1$  และ  $T_2$  แทนค่าคาบเวลา  $T_1 = T_2 = \frac{T}{2}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} W_T &= W_{T_1} + W_{T_2} \\ &= \frac{6R_{on}}{9T_1} (\Delta q_{V_{o1}})^2 + \frac{6R_{on}}{9T_2} (\Delta q_{V_{o1}})^2 \\ &= \frac{24R_{on}}{9T} (\Delta q_{V_{o1}})^2 \end{aligned} \quad (3.62)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าพลังงานสูญเสียรวมจะได้ดังนี้

$$W_T = \sum_{i=1}^2 W_{T_i} = \frac{24R_{on}}{9T} (\Delta q_{V_{oi}})^2$$

$$W_T := \left( \frac{\Delta q_{V_{oi}}}{T} \right)^2 \cdot R_{SC,1/3x} \cdot T \quad (3.63)$$

จากสมการที่ (3.63) เมื่อ  $R_{SC,1/3x}$  แทนค่าความต้านทานสมมูล จะได้ตามสมการที่ (3.64)

$$R_{SC,1/3x} = \frac{24R_{on}}{9} = \frac{8R_{on}}{3} \quad (3.64)$$

### 3.4.3 การสมมูลวงจรคอนเวอร์เตอร์ 1/3 เท่า

เมื่อจัดโครงสร้างวงจรและวิเคราะห์หาอัตราส่วนการแปลงผัน รวมถึงวิเคราะห์หาค่าความต้านทานภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/3 เท่า ( $m=1/3$ ) สามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.4 และสามารถเขียนสมการเมทริกซ์ของแรงดันและกระแสได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \overline{V_{in}} \\ \overline{I_{in}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3 & 0 \\ 0 & 1/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 8R_{on}/3 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V_{out,1/3x}} \\ -\overline{I_{out}} \end{bmatrix} \quad (3.65)$$

ค่าแรงดันเอาต์พุตวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราส่วน 1/3 เท่า สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\overline{V_{out,1/3x}} = \left( \frac{R_L}{R_L + 8R_{on}/3} \right) \times \frac{\overline{V_{in}}}{3} \quad (3.66)$$

ค่ากำลังไฟฟ้าและประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราส่วน 1/3 เท่า สามารถคำนวณได้ดังนี้

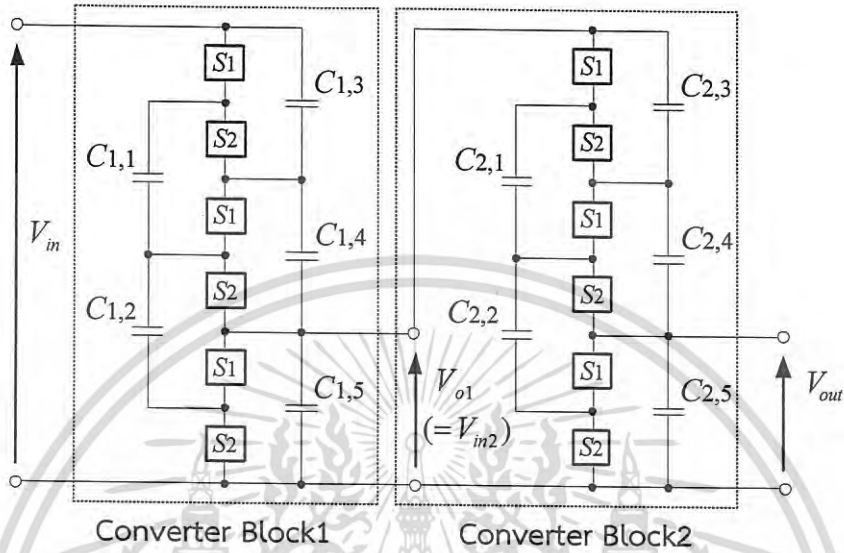
$$P_{R_L} = \frac{(\overline{V_{out,1/3x}})^2}{R_L} \quad (3.67)$$

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + 8R_{on}/3} \quad (3.68)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.5 เอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/9 เท่า

วงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ได้ออกแบบไว้จะมีอัตราส่วนการแปลงผันระหว่างแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอินพุตเท่ากับ 1/9 แสดงโครงสร้างได้ดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/9 เท่า

จากรูปที่ 3.17 แสดงวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ได้ออกแบบไว้ที่ประกอบด้วย วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์คอนเวอร์เตอร์ชุดที่ 1 (Converter Block1) ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/3 เท่า ต่อกับวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์คอนเวอร์เตอร์ชุดที่ 2 (Converter Block2) ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/3 เท่า ทำให้มีอัตราส่วนการแปลงผันเป็น 1/9 เท่า ในส่วนการวิเคราะห์ค่าประจุไฟฟ้าที่ตัวคาปาซิเตอร์ จะพิจารณาในเงื่อนไขการออกแบบให้การประจุและการคายประจุในตัวคาปาซิเตอร์เป็นไปตามสมการที่ (3.69)

$$\sum_{i=1}^2 \Delta q_{T_i}^{1,k} = 0 \quad \text{และ} \quad \sum_{i=1}^2 \Delta q_{T_i}^{2,k} = 0 \quad (3.69)$$

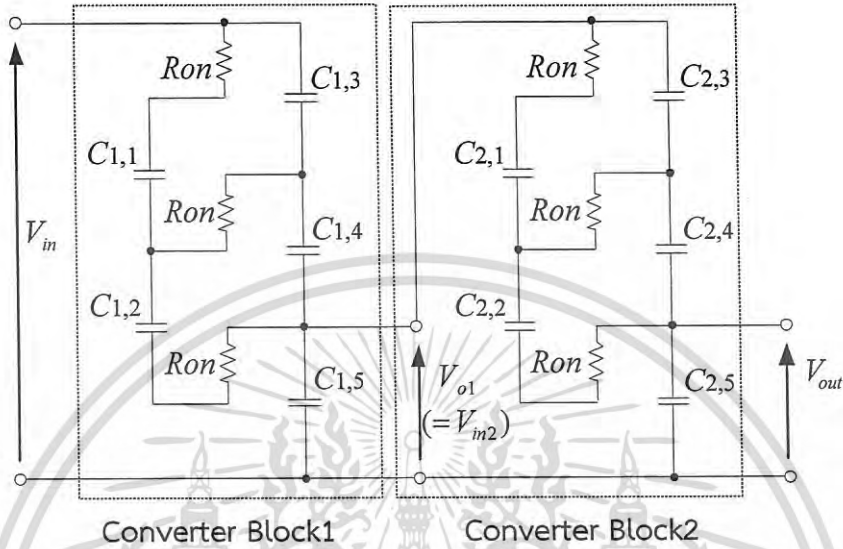
โดยที่

- $k$  แทนตัวคาปาซิเตอร์ในวงจร
- $\Delta q_{T_i}^{1,k}$  แทนประจุไฟฟ้าของตัวคาปาซิเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ชุดที่ 1
- $\Delta q_{T_i}^{2,k}$  แทนประจุไฟฟ้าของตัวคาปาซิเตอร์ในคอนเวอร์เตอร์ชุดที่ 2
- $T_i$  สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้กับสวิตช์

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

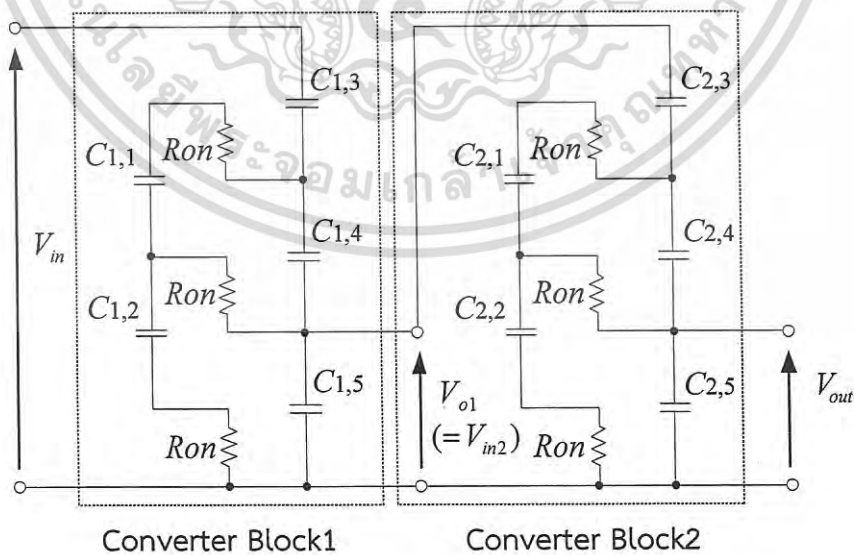
### 3.5.1 การวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/9 เท่า

จากรูปที่ 3.17 เมื่ออยู่ในสภาวะการทำงาน  $T_1$  สวิตช์ S1 จะปิดวงจรหมดทุกตัวแต่ สวิตช์ S2 จะเปิดวงจร ซึ่งสามารถเขียนวงจรได้ดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/9 เท่า ในสภาวะ  $T_1$

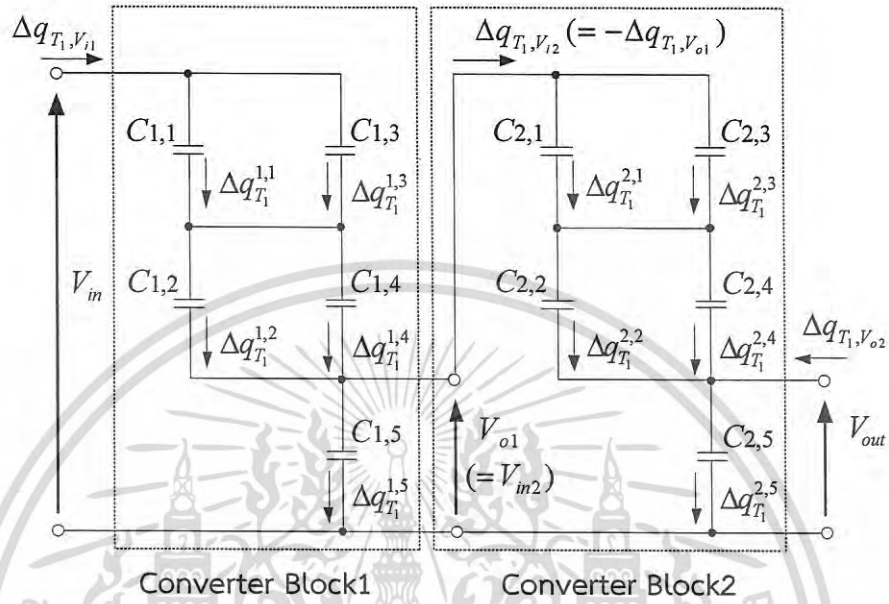
จากรูปที่ 3.17 เมื่ออยู่ในสภาวะการทำงาน  $T_2$  สวิตช์ S2 จะปิดวงจรหมดทุกตัวแต่ สวิตช์ S1 จะเปิดวงจร ซึ่งสามารถเขียนวงจรได้ดังรูปที่ 3.19



รูปที่ 3.19 วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/9 เท่า ในสภาวะ  $T_2$

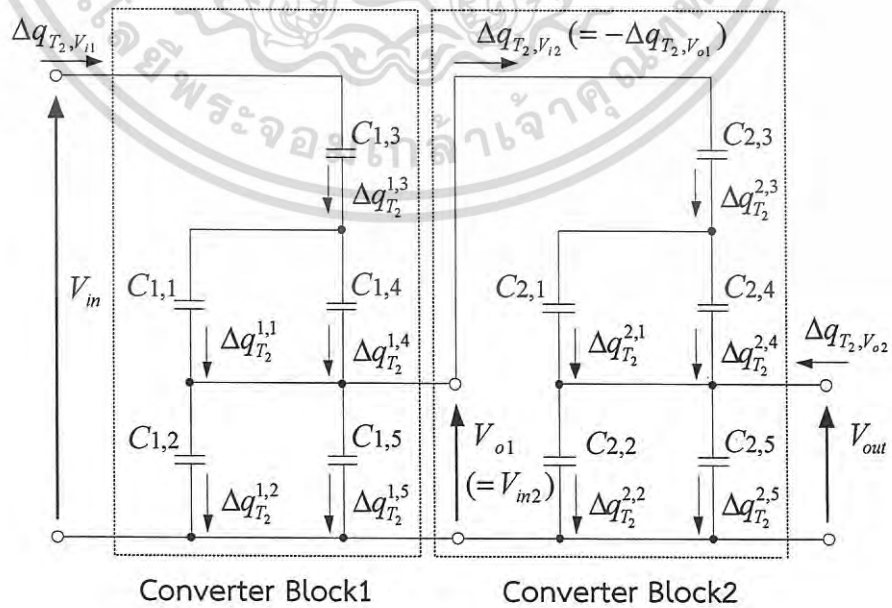
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการที่ (3.68) แสดงค่าประจุไฟฟ้า  $\Delta q_{T_1}^{1,k}$  และ  $\Delta q_{T_1}^{2,k}$  ของตัวเก็บประจุตัวที่  $k$  ในสภาวะ  $T_1$  และ  $T_2$  เมื่อพิจารณาในสภาวะ  $T_1$  เขียนรูปร่างใหม่โดยตัดรูปสวิตช์ที่อยู่ในสภาวะเปิดวงจรออก เพื่อให้การพิจารณาวงจรได้ง่ายขึ้นและกำหนดทิศทางของประจุ แสดงได้ดังรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.20 ทิศทางประจุไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์อัตรา 1/9 เท่า ในสภาวะ  $T_1$

เมื่อพิจารณาในสภาวะ  $T_2$  เขียนรูปร่างใหม่โดยตัดรูปสวิตช์ที่อยู่ในสภาวะเปิดวงจรออก เพื่อให้การพิจารณาวงจรได้ง่ายขึ้นและกำหนดทิศทางของประจุ แสดงได้ดังรูปที่ 3.21



เอกสารนี้เป็นรูปที่ 3.21 ทิศทางประจุไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์อัตรา 1/9 เท่า ในสภาวะ  $T_2$  ด้านการคำนวณว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 3.20 และ 3.21 ค่าความแตกต่างของประจุไฟฟ้าใน  $V_{i1}$  และ  $V_{o1}$  และในส่วนของ  $\Delta q_{T_1, V_{i1}}$  และ  $\Delta q_{T_1, V_{o1}}$  จะแสดงโดย

$$\begin{aligned} \Delta q_{T_1, V_{i1}} &= \Delta q_{T_1}^{1,1} + \Delta q_{T_1}^{1,3} = \Delta q_{T_1}^{1,2} + \Delta q_{T_1}^{1,4} \\ \Delta q_{T_1, V_{o1}} &= \Delta q_{T_1}^{1,5} - \Delta q_{T_1}^{1,2} - \Delta q_{T_1}^{1,4} \\ \Delta q_{T_2, V_{i1}} &= \Delta q_{T_2}^{1,3} = \Delta q_{T_2}^{1,1} + \Delta q_{T_2}^{1,4} \\ \text{และ} \quad \Delta q_{T_2, V_{o1}} &= \Delta q_{T_2}^{1,5} - \Delta q_{T_2}^{1,1} + \Delta q_{T_2}^{1,2} - \Delta q_{T_2}^{1,4} \end{aligned} \quad (3.70)$$

ในลักษณะเดียวกันวงจรคอนเวอร์เตอร์ชดที่ 2 หากค่าความแตกต่างของประจุไฟฟ้าใน  $V_{i2}$  และ  $V_{o2}$  ในส่วนของ  $\Delta q_{T_1, V_{i2}}$  และ  $\Delta q_{T_1, V_{o2}}$  จะแสดงโดย

$$\begin{aligned} \Delta q_{T_1, V_{i2}} &= \Delta q_{T_1}^{2,1} + \Delta q_{T_1}^{2,3} = \Delta q_{T_1}^{2,2} + \Delta q_{T_1}^{2,4} \\ \Delta q_{T_1, V_{o2}} &= \Delta q_{T_1}^{2,5} - \Delta q_{T_1}^{2,2} - \Delta q_{T_1}^{2,4} \\ \Delta q_{T_2, V_{i2}} &= \Delta q_{T_2}^{2,3} = \Delta q_{T_2}^{2,1} + \Delta q_{T_2}^{2,4} \\ \text{และ} \quad \Delta q_{T_2, V_{o2}} &= \Delta q_{T_2}^{2,5} - \Delta q_{T_2}^{2,1} + \Delta q_{T_2}^{2,2} - \Delta q_{T_2}^{2,4} \end{aligned} \quad (3.71)$$

จากสมการที่ (3.69) - (3.71) หากกระแสอินพุตเฉลี่ยและกระแสเอาต์พุตเฉลี่ย อธิบายได้ดังนี้

กระแสอินพุตในส่วนวงจรคอนเวอร์เตอร์ชดที่ 1

$$\overline{I_{i1}} = \frac{1}{T} \left( \sum_{i=2}^2 \Delta q_{T_1, V_{i1}} \right) = \frac{\Delta q_{V_{i1}}}{T} \quad (3.72)$$

กระแสอินพุตในส่วนวงจรคอนเวอร์เตอร์ชดที่ 2

$$\overline{I_{i2}} = \frac{1}{T} \left( \sum_{i=2}^2 \Delta q_{T_1, V_{i2}} \right) = \frac{\Delta q_{V_{i2}}}{T} \quad (3.73)$$

กระแสเอาต์พุตในส่วนวงจรคอนเวอร์เตอร์ชดที่ 1

$$\overline{I_{o1}} = \frac{1}{T} \left( \sum_{i=2}^2 \Delta q_{T_1, V_{o1}} \right) = \frac{\Delta q_{V_{o1}}}{T} \quad (3.74)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กระแสเอาต์พุตในส่วนวงจรคอนเวอร์เตอร์ชดที่ 2

$$\overline{I_{o2}} = \frac{1}{T} \left( \sum_{i=2}^2 \Delta q_{T_i, V_{o2}} \right) = \frac{\Delta q_{V_{o2}}}{T} \quad (3.75)$$

จากสมการที่ (3.72) - (3.75) กำหนดให้  $\Delta q_{V_{i1}}$ ,  $\Delta q_{V_{i2}}$ ,  $\Delta q_{V_{o1}}$  และ  $\Delta q_{V_{o2}}$  คือ ประจุไฟฟ้า ในจุดต่ออินพุตและเอาต์พุตวงจรคอนเวอร์เตอร์ชดที่ 1 และชดที่ 2 สามารถหาค่าประจุไฟฟ้าทางด้าน อินพุต  $\Delta q_{V_{i1}}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \Delta q_{V_{i1}} &= \Delta q_{T_1, V_{i1}} + \Delta q_{T_2, V_{i1}} \\ &= \Delta q_{T_1}^{1,1} + \Delta q_{T_1}^{1,3} + \Delta q_{T_2}^{1,3} \\ &= \Delta q_{T_1}^{1,1} + (\Delta q_{T_1}^{1,3} + \Delta q_{T_2}^{1,3}) \\ &= \Delta q_{T_1}^{1,1} \\ &= \Delta q_T^{1,1} \end{aligned} \quad (3.76)$$

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต  $\Delta q_{V_{i2}}$  สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \Delta q_{V_{i2}} &= \Delta q_{T_1, V_{i2}} + \Delta q_{T_2, V_{i2}} \\ &= \Delta q_{T_1}^{2,1} + \Delta q_{T_1}^{2,3} + \Delta q_{T_2}^{2,3} \\ &= \Delta q_{T_1}^{2,1} + (\Delta q_{T_1}^{2,3} + \Delta q_{T_2}^{2,3}) \\ &= \Delta q_{T_1}^{2,1} \\ &= \Delta q_T^{2,1} \end{aligned} \quad (3.77)$$

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต  $\Delta q_{V_{o1}}$  สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \Delta q_{V_{o1}} &= \Delta q_{T_1, V_{o1}} + \Delta q_{T_2, V_{o1}} \\ &= \Delta q_{T_1}^{1,5} - \Delta q_{T_1}^{1,2} - \Delta q_{T_1}^{1,4} + \Delta q_{T_2}^{1,5} - \Delta q_{T_2}^{1,1} + \Delta q_{T_2}^{1,2} - \Delta q_{T_2}^{1,4} \\ &= (\Delta q_{T_1}^{1,5} + \Delta q_{T_2}^{1,5}) - (\Delta q_{T_1}^{1,4} + \Delta q_{T_2}^{1,4}) - \Delta q_{T_2}^{1,1} - \Delta q_{T_1}^{1,2} + \Delta q_{T_2}^{1,2} \\ &= -\Delta q_T^{1,1} - 2\Delta q_T^{1,2} \\ &= -3\Delta q_T^{1,1} \end{aligned} \quad (3.78)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต  $\Delta q_{V_{o2}}$  สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \Delta q_{V_{o2}} &= \Delta q_{T_1, V_{o2}} + \Delta q_{T_2, V_{o2}} \\
 &= \Delta q_{T_1}^{2,5} - \Delta q_{T_1}^{2,2} - \Delta q_{T_1}^{2,4} + \Delta q_{T_2}^{2,5} - \Delta q_{T_2}^{2,1} + \Delta q_{T_2}^{2,2} - \Delta q_{T_2}^{2,4} \\
 &= (\Delta q_{T_1}^{2,5} + \Delta q_{T_2}^{2,5}) - (\Delta q_{T_1}^{2,4} + \Delta q_{T_2}^{2,4}) - \Delta q_{T_1}^{2,1} - \Delta q_{T_1}^{2,2} + \Delta q_{T_2}^{2,2} \\
 &= -\Delta q_{T_2}^{2,1} - 2\Delta q_{T_2}^{2,2} \\
 &= -3\Delta q_T^{2,2}
 \end{aligned} \tag{3.79}$$

ความสัมพันธ์ระหว่างประจุเอาต์พุต  $\Delta q_{V_{o1}}$  และประจุอินพุต  $\Delta q_{V_{i1}}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \Delta q_{V_{i1}} / \Delta q_{V_{o1}} &= \Delta q_T^{1,1} / (-3\Delta q_T^{1,1}) \\
 \Delta q_{V_{i1}} &= -\frac{1}{3} \Delta q_{V_{o1}}
 \end{aligned} \tag{3.80}$$

ความสัมพันธ์ระหว่างประจุเอาต์พุต  $\Delta q_{V_{o1}}$  และประจุอินพุต  $\Delta q_{V_{i2}}$  ได้ดังนี้

$$\Delta q_{V_{o1}} = -\Delta q_{V_{i2}} \tag{3.81}$$

ความสัมพันธ์ระหว่างประจุเอาต์พุต  $\Delta q_{V_{o2}}$  และประจุอินพุต  $\Delta q_{V_{i2}}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \Delta q_{V_{i2}} / \Delta q_{V_{o2}} &= \Delta q_T^{2,1} / (-3\Delta q_T^{1,1}) \\
 \Delta q_{V_{i2}} &= -\frac{1}{3} \Delta q_{V_{o2}}
 \end{aligned} \tag{3.82}$$

หาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเฉลี่ยอินพุต  $\overline{I_{i1}}$  และกระแสเอาต์พุต  $\overline{I_{o2}}$  ได้ดังนี้

$$\overline{I_{i1}} = (\Delta q_{V_{i1}}) / T \tag{3.83}$$

$$\begin{aligned}
 \overline{I_{o2}} &= (\Delta q_{V_{o2}}) / T \\
 &= (-3\Delta q_{V_{i2}}) / T \\
 &= (-3(-\Delta q_{V_{o1}})) / T \\
 &= (3(\Delta q_{V_{o1}})) / T \\
 &= (3(-3\Delta q_{V_{i1}})) / T \\
 &= -9\Delta q_{V_{i1}} / T
 \end{aligned} \tag{3.84}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะได้อัตราส่วนการแปลงผันของกระแสอินพุตและกระแสเอาต์พุตได้ดังนี้

$$\begin{aligned}\frac{\overline{I_{i1}}}{\overline{I_{o2}}} &= \frac{\Delta q_{V_{i1}}}{-9\Delta q_{V_{o2}}} \\ &= -\frac{1}{9}\end{aligned}\quad (3.85)$$

เมื่อกำลังงานทางด้านอินพุตเท่ากับทางด้านเอาต์พุต จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับแรงดันเอาต์พุตดังนี้

$$\overline{V_{out,1/9x}} = \frac{1}{9} \overline{V_{in}} \quad (3.86)$$

### 3.5.2 พลังงานสูญเสียและความต้านทานภายในวงจรถอนเวอร์เตอร์ 1/9 เท่า

พลังงานสูญเสียภายในของวงจรถอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์จะเกิดจากค่าความต้านทานภายในของตัวสวิตช์ ซึ่งจะพิจารณาเป็นรายคาบ โดยแต่ละคาบของสัญญาณนาฬิกาจะประกอบด้วยจังหวะการทำงานของสวิตช์ตามช่วงเวลา  $T_1$  และ  $T_2$  ตามสมการที่ (3.16) และพิจารณาค่าความต้านทานภายในเนื่องจากสวิตช์ของวงจรถอนเวอร์เตอร์ที่สภาวะการทำงาน  $T_1$  จากรูปที่ 3.18 ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}W_{T_1} &= \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^{1,1})^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^{1,1} - \Delta q_{T_1}^{1,2})^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^{1,2})^2 + \\ &\quad \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^{2,1})^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^{2,1} - \Delta q_{T_1}^{2,2})^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^{2,2})^2\end{aligned}\quad (3.87)$$

จากสมการที่ (3.76) - (3.82) จะได้ว่า

$$\begin{aligned}\Delta q_{T_1}^{2,1} &= \frac{1}{3} \Delta q_{V_{o2}} \quad \text{และ} \quad \Delta q_{T_1}^{2,2} = -\frac{1}{3} \Delta q_{V_{o2}} \\ \Delta q_{T_1}^{1,1} &= \frac{1}{9} \Delta q_{V_{o2}} \quad \text{และ} \quad \Delta q_{T_1}^{1,2} = -\frac{1}{9} \Delta q_{V_{o2}}\end{aligned}$$

แทนค่า  $\Delta q_{T_1}^{2,2}$ ,  $\Delta q_{T_1}^{2,1}$ ,  $\Delta q_{T_1}^{1,2}$  และ  $\Delta q_{T_1}^{1,1}$  ในสมการที่ (3.87) ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
W_{T_1} &= \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{1}{9} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{1}{9} \Delta q_{V_{o2}} + \frac{1}{9} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} \left( -\frac{1}{9} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \\
&\quad \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{1}{3} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{1}{3} \Delta q_{V_{o2}} + \frac{1}{3} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} \left( -\frac{1}{3} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 \\
&= \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{1}{9} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{2}{9} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} \left( -\frac{1}{9} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \\
&\quad \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{1}{3} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{2}{3} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_1} \left( -\frac{1}{3} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 \\
&= \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{1}{81} \right) (\Delta q_{V_{o2}})^2 + \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{4}{81} \right) (\Delta q_{V_{o2}})^2 + \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{1}{81} \right) (\Delta q_{V_{o2}})^2 + \\
&\quad \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{1}{9} \right) (\Delta q_{V_{o2}})^2 + \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{4}{9} \right) (\Delta q_{V_{o2}})^2 + \frac{R_{on}}{T_1} \left( \frac{1}{9} \right) (\Delta q_{V_{o2}})^2 \\
&= \frac{40 R_{on}}{54 T_1} (\Delta q_{V_{o2}})^2 \tag{3.88}
\end{aligned}$$

พิจารณาค่าความต้านทานภายในเนื่องจากสวิตช์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงที่สภาวะการทำงาน  $T_2$  จากรูปที่ 3.19 ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
W_{T_2} &= \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^{1,1})^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^{1,1} - \Delta q_{T_2}^{1,2})^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^{1,2})^2 + \\
&\quad \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^{2,1})^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^{2,1} - \Delta q_{T_2}^{2,2})^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^{2,2})^2 \tag{3.89}
\end{aligned}$$

จากสมการที่ (3.76) - (3.82) จะได้ว่า

$$\Delta q_{T_2}^{2,1} = \frac{1}{3} \Delta q_{V_{o2}} \quad \text{และ} \quad \Delta q_{T_2}^{2,2} = -\frac{1}{3} \Delta q_{V_{o2}}$$

$$\Delta q_{T_2}^{1,1} = \frac{1}{9} \Delta q_{V_{o2}} \quad \text{และ} \quad \Delta q_{T_2}^{1,2} = -\frac{1}{9} \Delta q_{V_{o2}}$$

แทนค่า  $\Delta q_{T_2}^{2,2}$ ,  $\Delta q_{T_2}^{2,1}$ ,  $\Delta q_{T_2}^{1,2}$  และ  $\Delta q_{T_2}^{1,1}$  ในสมการที่ (3.89) ได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
W_{T_2} &= \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{1}{9} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{1}{9} \Delta q_{V_{o2}} + \frac{1}{9} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} \left( -\frac{1}{9} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \\
&\quad \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{1}{3} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{1}{3} \Delta q_{V_{o2}} + \frac{1}{3} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} \left( -\frac{1}{3} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 \\
&= \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{1}{9} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{2}{9} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} \left( -\frac{1}{9} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \\
&\quad \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{1}{3} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{2}{3} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 + \frac{R_{on}}{T_2} \left( -\frac{1}{3} \Delta q_{V_{o2}} \right)^2 \\
&= \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{1}{81} \right) (\Delta q_{V_{o2}})^2 + \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{4}{81} \right) (\Delta q_{V_{o2}})^2 + \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{1}{81} \right) (\Delta q_{V_{o2}})^2 + \\
&\quad \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{1}{9} \right) (\Delta q_{V_{o2}})^2 + \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{4}{9} \right) (\Delta q_{V_{o2}})^2 + \frac{R_{on}}{T_2} \left( \frac{1}{9} \right) (\Delta q_{V_{o2}})^2 \\
&= \frac{40R_{on}}{54T_2} (\Delta q_{V_{o2}})^2 \tag{3.90}
\end{aligned}$$

ค่าพลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นรวมทั้งหมดจะมีค่าเท่ากับผลรวมของพลังงานจาก  $T_1$  และ  $T_2$  และแทนค่าคาบเวลา  $T_1 = T_2 = \frac{T}{2}$  ได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
W_T &= W_{T_1} + W_{T_2} \\
&= \frac{40R_{on}}{54T_1} (\Delta q_{V_{o2}})^2 + \frac{40R_{on}}{54T_2} (\Delta q_{V_{o2}})^2 \\
&= \frac{40R_{on}}{27T} (\Delta q_{V_{o2}})^2 + \frac{40R_{on}}{27T} (\Delta q_{V_{o2}})^2 \\
&= \frac{80R_{on}}{27T} (\Delta q_{V_{o2}})^2 \tag{3.91}
\end{aligned}$$

ค่าพลังงานสูญเสียรวมได้ดังนี้

$$W_T = \sum_{i=1}^2 W_{T_i} = \frac{80R_{on}}{27T} (\Delta q_{V_{o2}})^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W_T = \left( \frac{\Delta q_{V_{o2}}}{T} \right)^2 \cdot R_{SC,1/9x} \cdot T \quad (3.92)$$

จากสมการ (3.92) เมื่อ  $R_{SC,1/9x}$  แทนค่าความต้านทานสมมูลจะได้ตามสมการที่ (3.93)

$$R_{SC,1/9x} = \frac{80R_{on}}{27} \quad (3.93)$$

### 3.4.3 การสมมูลวงจรคอนเวอร์เตอร์ 1/9 เท่า

เมื่อจัดโครงสร้างวงจรและวิเคราะห์หาอัตราส่วนการแปลงผัน รวมถึงวิเคราะห์หาค่าความต้านทานภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/9 เท่า ( $m = 1/9$ ) สามารถเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 3.4 และสามารถเขียนสมการเมทริกซ์ของแรงดันและกระแสได้ดังนี้

$$\begin{bmatrix} \overline{V_{in}} \\ \overline{I_{in}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 9 & 0 \\ 0 & 1/9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 80R_{on}/27 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V_{out,1/9x}} \\ -\overline{I_{out}} \end{bmatrix} \quad (3.94)$$

ค่าแรงดันเอาต์พุตวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราส่วน 1/9 เท่า สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$\overline{V_{out,1/9x}} = \left( \frac{R_L}{R_L + 80R_{on}/27} \right) \times \frac{\overline{V_{in}}}{9} \quad (3.95)$$

ค่ากำลังไฟฟ้าและประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราส่วน 1/9 เท่า สามารถคำนวณได้ดังนี้

$$P_{R_L} = \frac{(\overline{V_{out,1/9x}})^2}{R_L} \quad (3.96)$$

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + 80R_{on}/27} \quad (3.97)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการเปรียบเทียบ

#### 4.1 กล่าวนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการทดลองวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์และวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ตามการออกแบบและการวิเคราะห์ในบทที่ 3 โดยวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่ทดลองมีจำนวน 3 วงจร คือ ดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า 2 เท่า และ 3/4 เท่า และในส่วนของวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์มีจำนวน 2 วงจร คือ เอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/9 เท่า และ 1/27 เท่า การทดลองจะเป็นการจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม SPICE

#### 4.2 การทดลองวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/2 เท่า และ 2 เท่า

การทดลองวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 1/2 เท่า และ 2 เท่า [21] จากรูปที่ 4.1 แสดงวงจรจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม SPICE และกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

ค่าแรงดันอินพุต

$$V_{in} = 2 \text{ Vdc}$$

ค่าความถี่ในการสวิตช์

$$f = 1 \text{ kHz}$$

ดิวตีไซเคิล

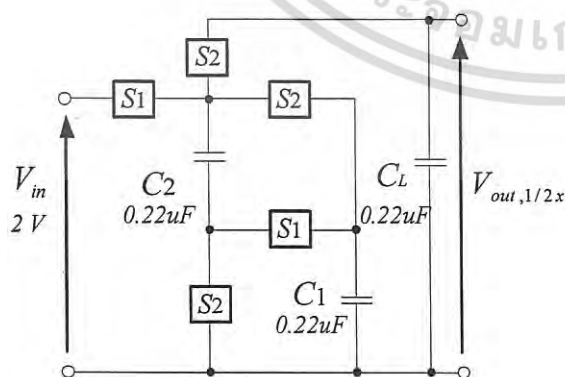
$$D = 0.5$$

คาปาซิเตอร์

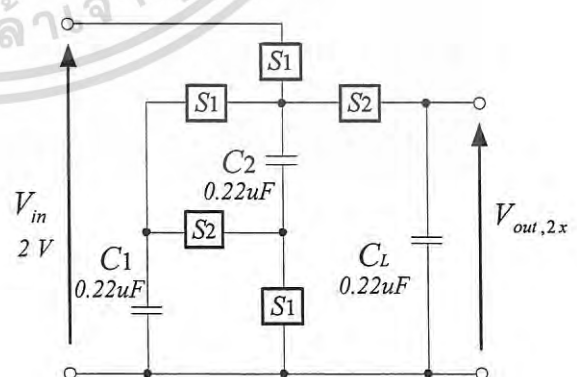
$$C_1 = C_2 = C_L = 0.22 \text{ }\mu\text{F}$$

ค่าความต้านทานของสวิตช์

$$R_{on} = 0.1 \text{ }\Omega$$



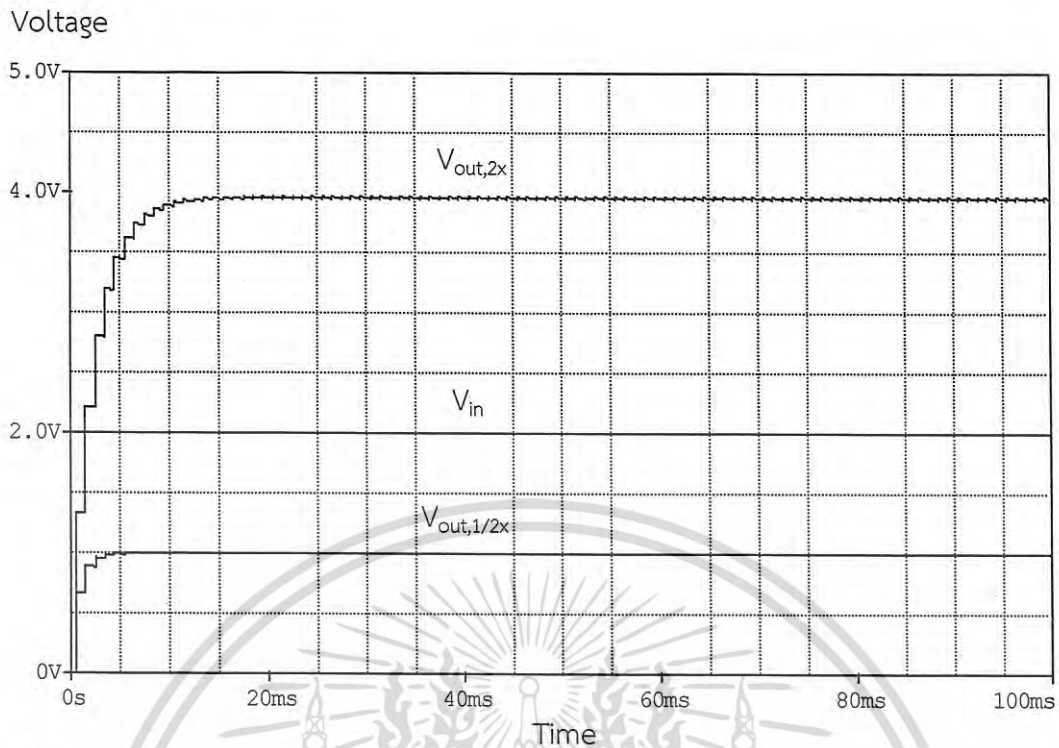
(ก) อัตราการแปลงผัน 1/2 เท่า



(ข) อัตราการแปลงผัน 2 เท่า

รูปที่ 4.1 วงจรทดลองดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/2 เท่า และ 2 เท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นับญาติเห็นไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



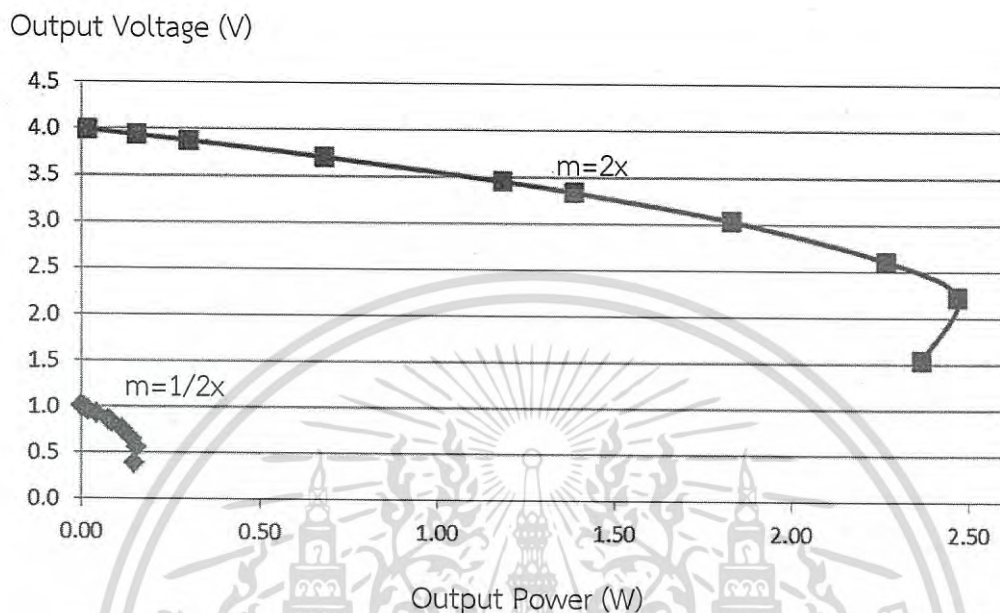
รูปที่ 4.2 กราฟแรงดันอินพุตและเอาต์พุตของวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/2 เท้า และ 2 เท้า

การคำนวณค่าความต้านทานภายใน  $R_{SC,1/2x}$  และ  $R_{SC,2x}$  คำนวณจากสมการที่ (3.21) และ (3.25) โดยแทนค่าพารามิเตอร์จากข้อกำหนดด้านบนจะได้ค่าความต้านทานภายใน  $R_{SC,1/2x}$  มีค่าเท่ากับ  $1.6 \Omega$  และ  $R_{SC,2x}$  มีค่าเท่ากับ  $1.6 \Omega$  และหาค่าแรงดันเอาต์พุต กำลังไฟฟ้าและค่าประสิทธิภาพของวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราส่วนการแปลงผัน 1/2 เท้า และ 2 เท้า จากสมการที่ (3.29) - (3.32) ได้ดังตารางดังนี้

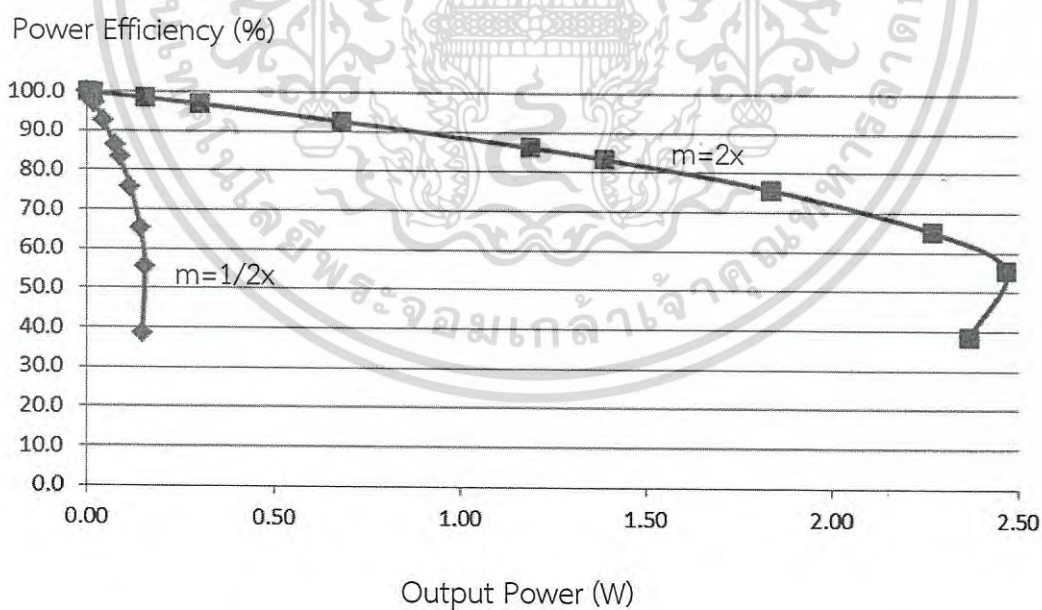
ตารางที่ 4.1 แสดงผลการคำนวณหาแรงดันเอาต์พุต กำลังงานเอาต์พุตและประสิทธิภาพของวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/2 เท้า และ 2 เท้า โดยเปลี่ยนค่าความต้านทานโหลด

$R_L (\Omega)$	$\overline{V_{out,1/2x}} (V)$	$\overline{V_{out,2x}} (V)$	$P_{1/2x} (W)$	$P_{2x} (W)$	$\eta_{1/2x} (\%)$	$\eta_{2x} (\%)$
10000	0.9998	3.9994	0.0001	0.0016	99.9840	99.9840
1000	0.9984	3.9936	0.0010	0.0159	99.8403	99.8403
100	0.9843	3.9370	0.0097	0.1550	98.4252	98.4252
50	0.9690	3.8760	0.0188	0.3005	96.8992	96.8992
20	0.9259	3.7037	0.0429	0.6859	92.5926	92.5926
10	0.8621	3.4483	0.0743	1.1891	86.2069	86.2069
8	0.8333	3.3333	0.0868	1.3889	83.3333	83.3333
5	0.7576	3.0303	0.1148	1.8365	75.7576	75.7576
3	0.6522	2.6087	0.1418	2.2684	65.2174	65.2174
2	0.5556	2.2222	0.1543	2.4691	55.5556	55.5556
1	0.3846	1.5385	0.1479	2.3669	38.4615	38.4615

จากข้อมูลในตารางที่ 4.1 พล็อตกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตกับแรงดันเอาต์พุตแสดงดังรูปที่ 4.3 และกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตกับค่าประสิทธิภาพแสดงดังรูปที่ 4.4



รูปที่ 4.3 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตและแรงดันเอาต์พุต



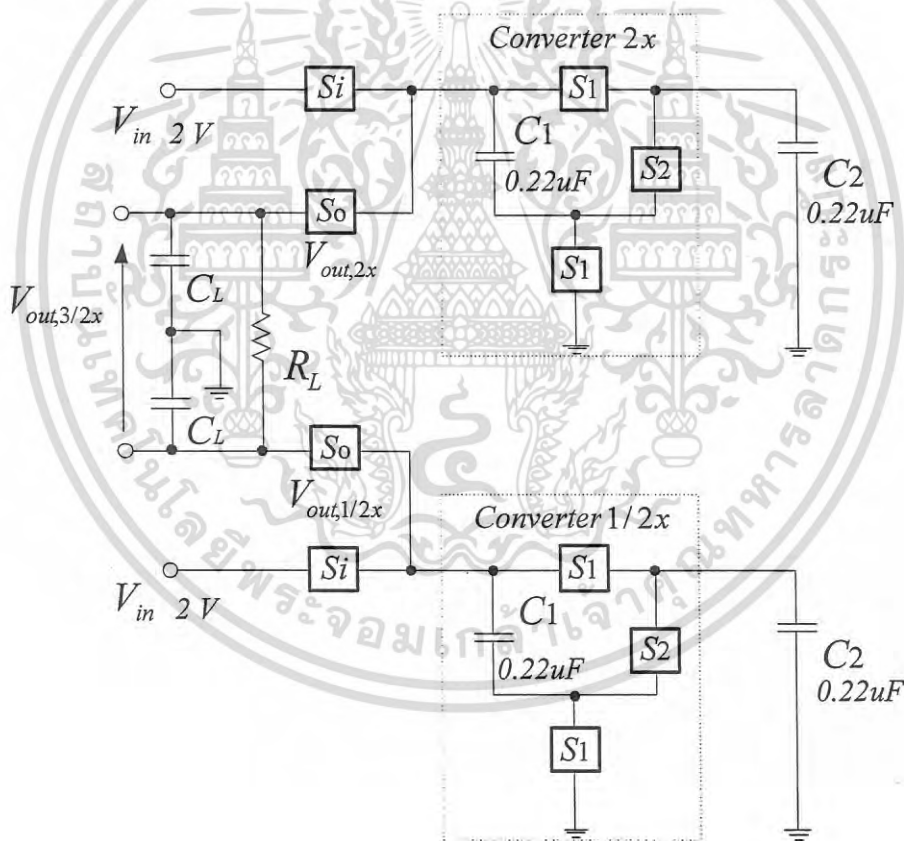
รูปที่ 4.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตและประสิทธิภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 การทดลองวงจรตีซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์ 3/2 เท่า

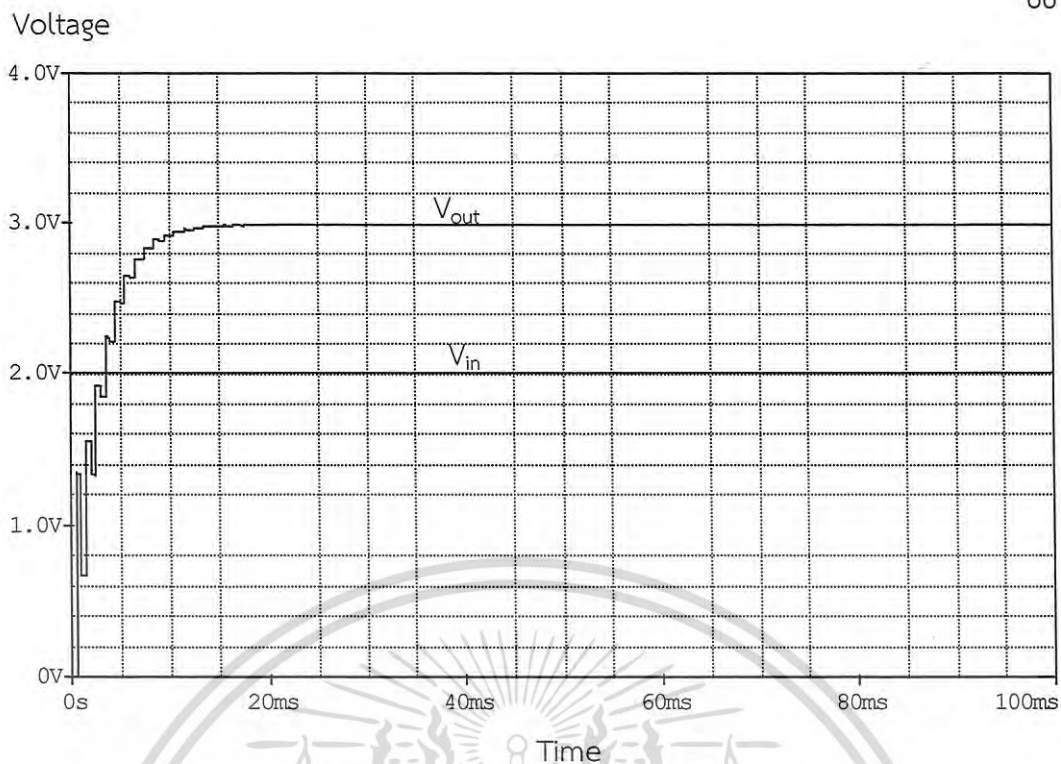
การทดลองวงจรตีซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผันเท่ากับ 3/2 เท่า [22] จากรูปที่ 4.5 แสดงวงจรจำลองการทำงานโดยใช้โปรแกรม SPICE และกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

ค่าแรงดันอินพุต	$V_{in} = 2 \text{ Vdc}$
ค่าความถี่ในการสวิตช์	$f = 1 \text{ kHz}$
ดิวตีไซเคิล	$D = 0.5$
คาปาซิเตอร์	$C1 = C2 = C_L = 0.22 \text{ }\mu\text{F}$
ค่าความต้านทานของสวิตช์	$R_{on} = 0.1 \text{ }\Omega$



รูปที่ 4.5 วงจรทดลองตีซี-ตีซีคอนเวอร์เตอร์ 3/2 เท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



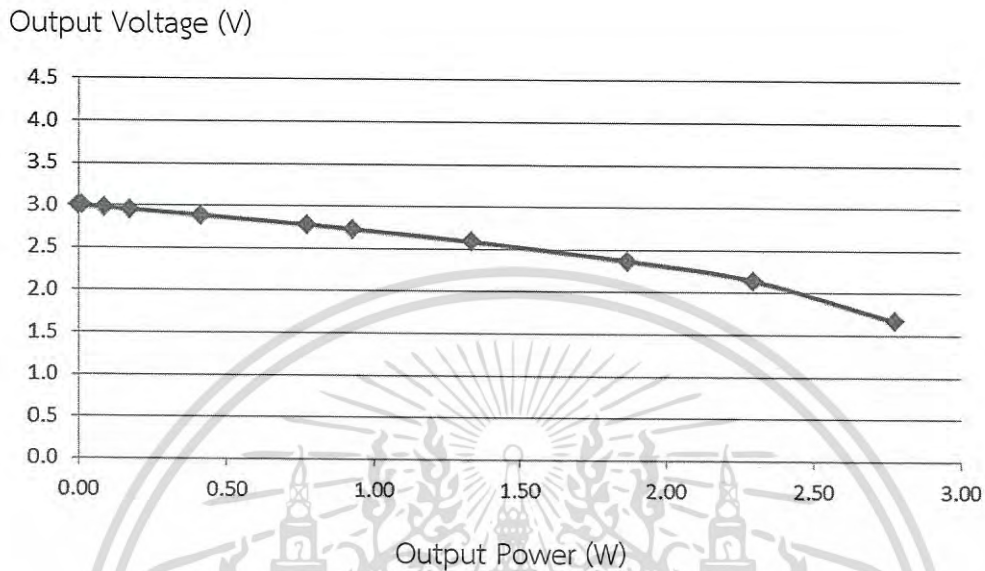
รูปที่ 4.6 กราฟแรงดันอินพุตและเอาต์พุตของวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 3/2 เท่า

ค่าความต้านทานภายใน  $R_{SC,3/2x}$  คำนวณจากสมการที่ (3.41) และ (3.42) โดยแทนค่าพารามิเตอร์จากข้อกำหนดด้านบนจะได้ค่าความต้านทานภายใน  $R_{SC,3/2x}$  มีค่าเท่ากับ  $0.8 \Omega$  และหาค่าแรงดันเอาต์พุต กำลังไฟฟ้าและค่าประสิทธิภาพของวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราส่วนการแปลงผัน 3/2 เท่า โดยใช้สมการที่ (3.45) - (3.47) ได้ผลการคำนวณดังตารางที่ 4.2

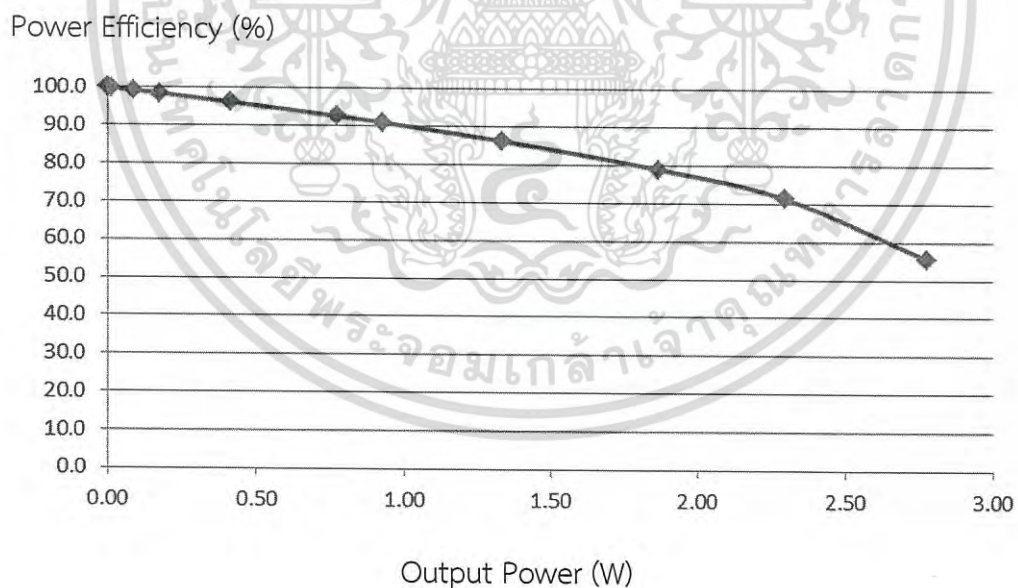
ตารางที่ 4.2 แสดงผลการคำนวณหาแรงดันเอาต์พุต กำลังงานเอาต์พุตและประสิทธิภาพของวงจรดีซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 3/2 เท่า โดยเปลี่ยนค่าความต้านทานโหลด

$R_L (\Omega)$	$\bar{V}_{out,3/2x} (V)$	$P_{3/2x} (W)$	$\eta_{3/2x} (\%)$
10000	2.9998	0.0009	99.9920
1000	2.9976	0.0090	99.9201
100	2.9762	0.0886	99.2063
50	2.9528	0.1744	98.4252
20	2.8846	0.4161	96.1538
10	2.7778	0.7716	92.5926
5	2.5862	1.3377	86.2069
2	2.1429	2.2959	71.4286
1	1.6667	2.7778	55.5556
0.5	1.1538	2.6627	38.4615
0.1	0.3333	1.1111	11.1111

จากข้อมูลในตารางที่ 4.2 พล็อตกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตกับแรงดันเอาต์พุตแสดงดังรูปที่ 4.7 และกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตกับค่าประสิทธิภาพแสดงดังรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.7 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตและแรงดันเอาต์พุต



รูปที่ 4.8 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตและประสิทธิภาพ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

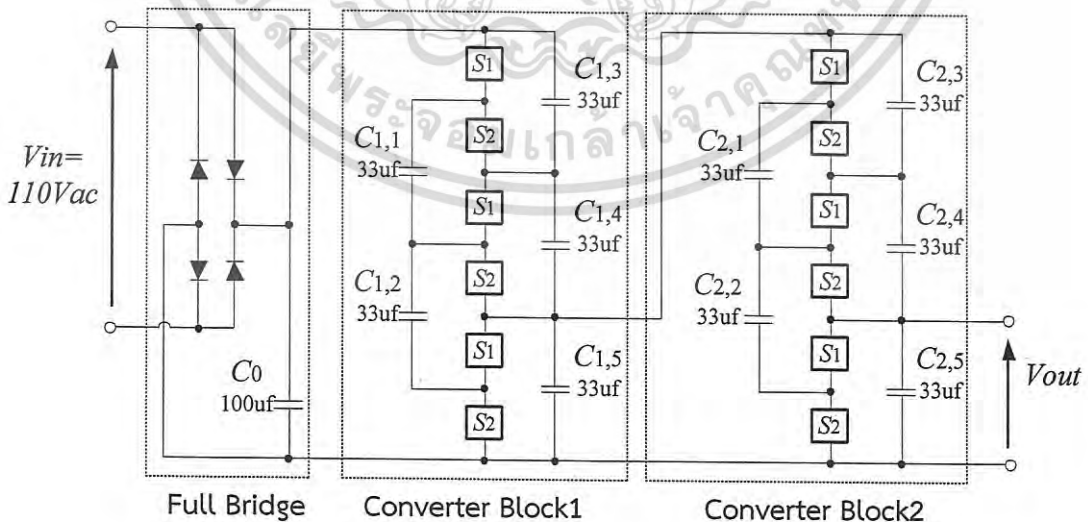
#### 4.4 การทดลองวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/9 เท่า

การจำลองการทำงานของวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/9 เท่า [23] เพื่อรับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 110 โวลต์ โดยแปลงแรงดันลงให้มีค่าใกล้เคียงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 12 โวลต์ และเปรียบเทียบผลการจำลองกับงานวิจัย [14] , [17] วงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/9 เท่า จะได้แรงดันเอาต์พุตดังนี้

$$\begin{aligned} V_{out} &= V_{in} \times \frac{1}{9} \\ &= (110 \times \sqrt{2}) \times \frac{1}{9} \\ &= 17.28 \text{ Volt} \end{aligned}$$

การจำลองวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผันเท่ากับ 1/9 เท่า จากรูปที่ 4.9 แสดงวงจรจำลองการทำงานโดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

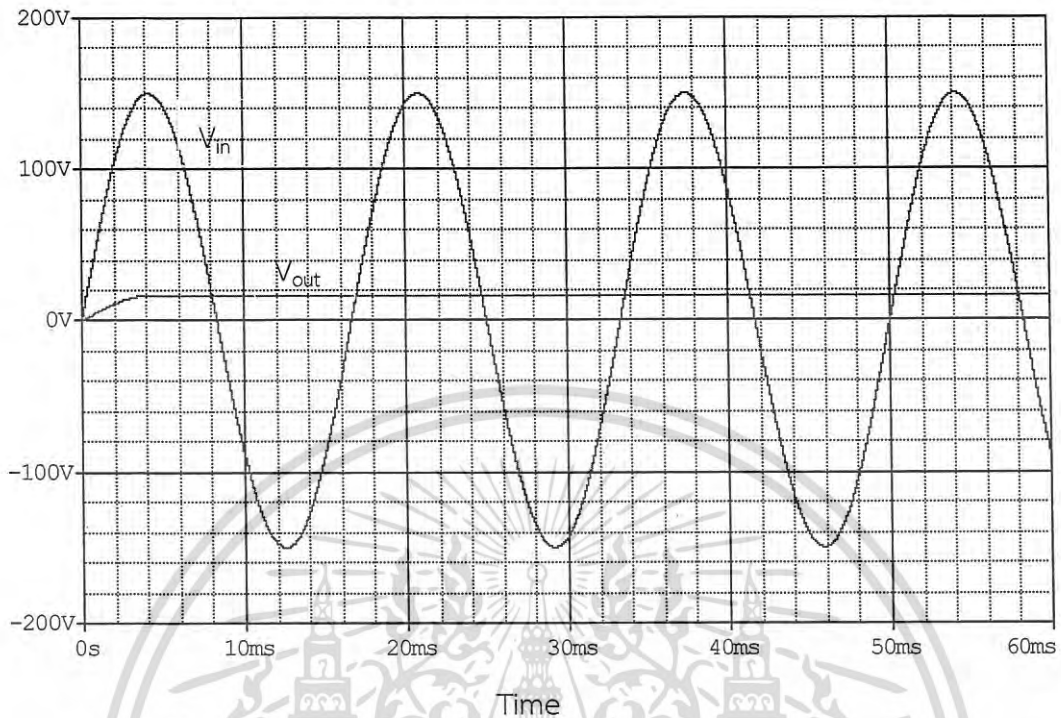
ค่าแรงดันอินพุต	$V_{in} = 110 \text{ Vac } 60 \text{ Hz}$
ค่าความถี่ในการสวิตช์	$f = 1 \text{ MHz}$
คาปาซิเตอร์	$C_0 = 100 \text{ uF}, C_{1,k} = C_{2,k} = 33 \text{ uF}$
ค่าความต้านทานของสวิตช์	$R_{on} = 0.1 \text{ } \Omega$



รูปที่ 4.9 วงจรทดลองเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/9 เท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Voltage (V)



รูปที่ 4.10 กราฟแรงดันอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/9 เท่า

ค่าความต้านทานภายใน  $R_{SC,1/9x}$  คำนวณจากสมการที่ (3.93) โดยแทนค่าพารามิเตอร์จากข้อกำหนดต้านบนจะได้ค่าความต้านทานภายใน  $R_{SC,1/9x}$  มีค่าเท่ากับ  $0.26963 \Omega$  และค่าความต้านทานภายในของงานวิจัย [14] และ [17] ดังนี้

$$\text{ค่าความต้านทานรวมของวิทยานิพนธ์} \quad R_{SC,1/9x} = 80R_{on} / 27 = 0.26963 \Omega$$

$$\text{ค่าความต้านทานรวมของงานวิจัย [14]} \quad R_{SC} = 280R_{on} / 81 = 0.3457 \Omega$$

$$\text{ค่าความต้านทานรวมของงานวิจัย [17]} \quad R_{SC} = 40R_{on} / 9 = 0.4444 \Omega$$

หาค่าแรงดันเอาต์พุต กำลังไฟฟ้าและค่าประสิทธิภาพของวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่อัตราส่วนการแปลงผัน 1/9 เท่า โดยใช้สมการที่ (3.95) - (3.97) ได้ผลการคำนวณดังตารางต่อไปนี้

ตารางที่ 4.3 แสดงผลการคำนวณหาแรงดันเอาต์พุตของวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/9 เท่า โดยเปลี่ยนค่าความต้านทานโหลด

$R_L (\Omega)$	$\overline{V}_{out,1/9x} (V)$	$\overline{V}_{out,1/9x} (V)$ [14]	$\overline{V}_{out,1/9x} (V)$ [17]
10000	15.711	15.711	15.710
1000	15.706	15.706	15.704
100	15.665	15.657	15.642
10	15.259	15.186	15.043
5	14.832	14.695	14.429
3	14.299	14.088	13.684
2	13.684	13.396	12.855
1	12.120	11.675	10.877
0.8	11.465	10.971	10.100
0.6	10.517	9.968	9.026
0.5	9.865	9.289	8.318

ตารางที่ 4.4 แสดงผลการคำนวณหา กำลังงานเอาต์พุตของวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/9 เท่า โดยเปลี่ยนค่าความต้านทานโหลด

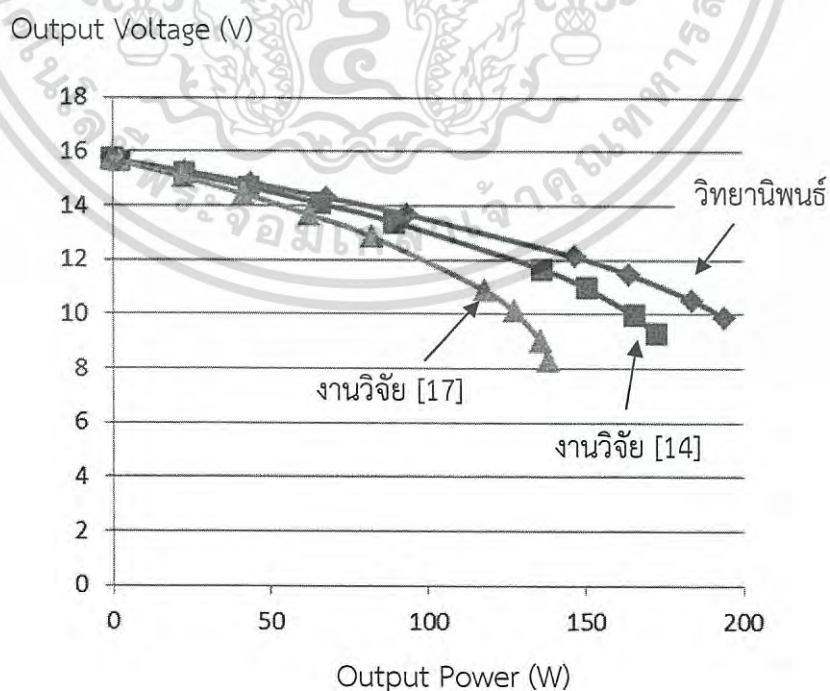
$R_L (\Omega)$	$P_{1/9x} (W)$	$P_{1/9x} (W)$ [14]	$P_{1/9x} (W)$ [17]
10000	0.025	0.025	0.025
1000	0.247	0.247	0.247
100	2.454	2.451	2.447
10	23.284	23.062	22.628
5	43.999	43.189	41.637
3	68.153	66.156	62.416
2	93.624	89.724	82.620
1	146.894	136.311	118.307
0.8	164.304	150.445	127.513
0.6	184.358	165.607	135.767
0.5	194.641	172.573	138.367

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

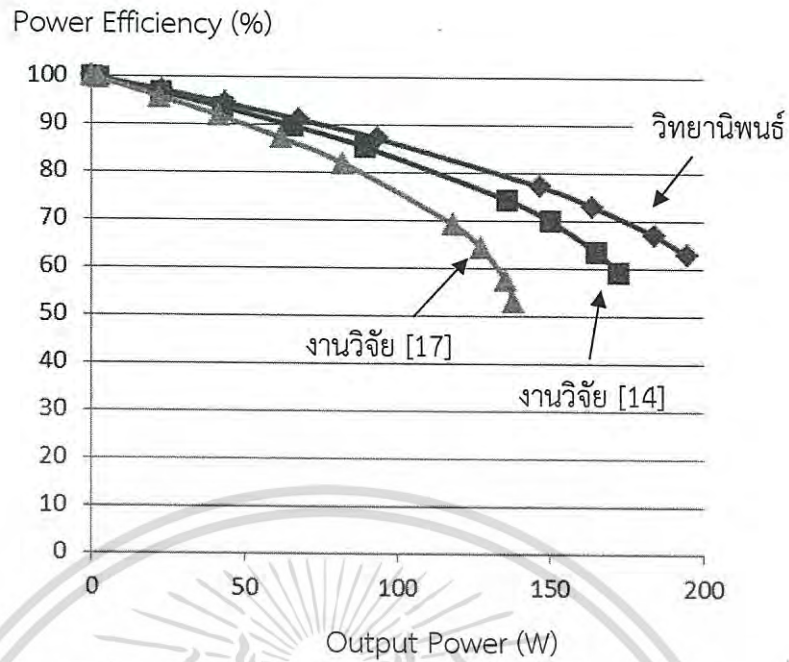
ตารางที่ 4.5 แสดงผลการคำนวณหาประสิทธิภาพของวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/9 เท่า โดยเปลี่ยนค่าความต้านทานโหลด

$R_L$ ( $\Omega$ )	$\eta_{1/9x}$ (%)	$\eta_{1/9x}$ (%) [14]	$\eta_{1/9x}$ (%) [17]
10000	99.997	99.997	99.996
1000	99.970	99.965	99.956
100	99.705	99.656	99.558
10	97.122	96.659	95.745
5	94.406	93.533	91.837
3	91.011	89.668	87.097
2	87.097	85.263	81.818
1	77.143	74.312	69.231
0.8	72.973	69.828	64.286
0.6	66.942	63.446	57.447
0.5	62.791	59.124	52.941

จากข้อมูลในตารางที่ 4.3 – 4.5 พล็อตกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตกับแรงดันเอาต์พุตแสดงดังรูปที่ 4.11 และกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตกับค่าประสิทธิภาพแสดงดังรูปที่ 4.12



เอกสารรูปที่ 4.11 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตและแรงดันเอาต์พุตเทียบกับงานวิจัยอื่น การค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.12 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกำลังงานเอาต์พุตและค่าประสิทธิภาพเทียบกับงานวิจัยอื่น

#### 4.5 การทดลองวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/27 เท่า

การจำลองการทำงานของวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/27 เท่า เพื่อรับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ โดยแปลงแรงดันลงให้มีค่าใกล้เคียงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง 12 โวลต์ วงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 1/27 เท่า จะได้แรงดันเอาต์พุตดังนี้

$$\begin{aligned}
 V_{out} &= V_m \times \frac{1}{27} \\
 &= (220 \times \sqrt{2}) \times \frac{1}{27} \\
 &= 11.52 \text{ Volt}
 \end{aligned}$$

การจำลองวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผันเท่ากับ 1/27 เท่า จากรูปที่ 4.13 แสดงวงจรจำลองการทำงานโดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ดังนี้

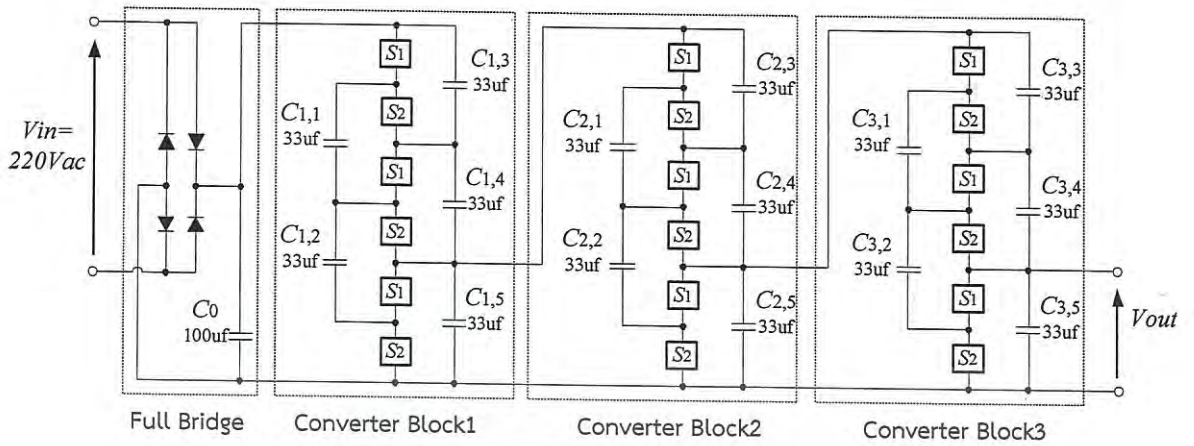
ค่าแรงดันอินพุต  $V_m = 220 \text{ Vac } 50 \text{ Hz}$

ค่าความถี่ในการสวิตช์  $f = 1 \text{ MHz}$

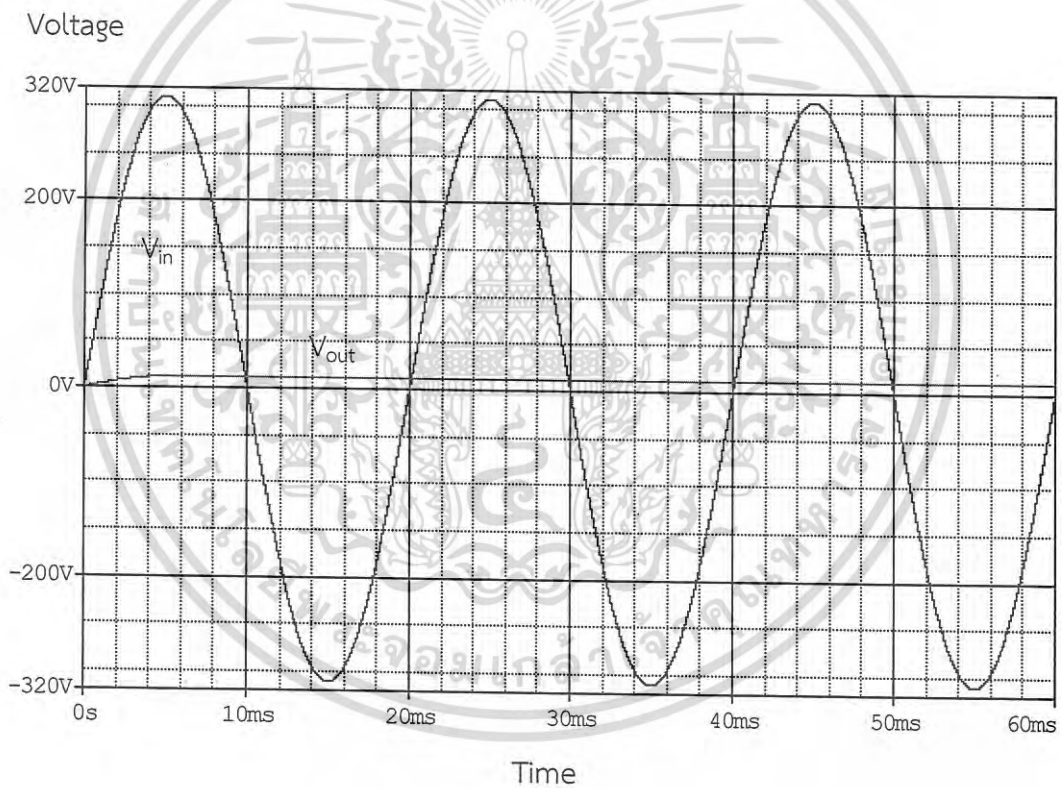
คาปาซิเตอร์  $C_0 = 100 \text{ uF}, C_{1,k} = C_{2,k} = C_{3,k} = 33 \text{ uF}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำออกเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต  
ไม่ว่ากรณีใดก็ตามความผิดฐานของสวิตช์แปลงเนื้อและยังอ้างถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$R_{on} = 0.1 \Omega$



รูปที่ 4.13 วงจรแปลงแรงดันไฟฟ้าแปลงลงแบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์ 1/27 เท่า



รูปที่ 4.14 กราฟแรงดันอินพุตและเอาต์พุตของวงจรเอซี-ดีซีคอนเวอร์เตอร์ 1/27 เท่า

จากรูปที่ 4.14 ค่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม SPICE มีค่าแรงดันเอาต์พุต 11.5 V ใกล้เคียงกับผลการคำนวณ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 5

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบจากวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้เป็นงานวิจัยร่วมกับผู้เชี่ยวชาญจากประเทศญี่ปุ่น ซึ่งได้ทำการสร้างออกมาเป็นชิพขนาดเล็ก มีสัญญาณรบกวนต่ำ ซึ่งเป็นจุดที่ต่างกับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck, Boost หรือ Buck-Boost คอนเวอร์เตอร์ที่มีขนาดใหญ่และต้องใช้อินดักเตอร์เป็นตัวกลางในการสะสมพลังงาน จึงทำให้วงจรมีผลเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า

การประยุกต์ใช้งานวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์ถูกนำมาใช้ในเครื่องมือสื่อสาร เครื่องมืออุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ ตัวตรวจจับในอุตสาหกรรม เพื่อเป็นตัวแปลงพลังงานไฟฟ้ากระแสสลับเป็นไฟฟ้ากระแสตรงสำหรับจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลด การประยุกต์ใช้งานวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ปัจจุบันได้พัฒนาออกมาใช้อย่างกว้างขวางเพื่อรองรับการใช้งานในโลกปัจจุบันและอนาคต

ผลของงานวิจัยได้นำเสนอหลักทฤษฎีและการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่าง ๆ ของวงจรซึ่งมีประโยชน์อย่างมากสำหรับการนำไปพัฒนาต่อยอดทางด้านการคอนเวอร์เตอร์ เพื่อใช้แทนคอนเวอร์เตอร์แบบเดิม

## เอกสารอ้างอิง

- [1] L. Yang and C. Lin, "A high step-down AC-DC converter", International Conference on Information Science, Electronics and Engineering, vol.1, pp.645-646, 2014.
- [2] F. Zhang and J. Xu, "A novel PCCM boost PFC converter with fast dynamic response", IEEE Trans. Ind. Electron., vol.58, no.9, pp.4207-4216, 2011.
- [3] K. Yao, X. Ruan, X. Mao and Z. Ye, "Reducing storage capacitor of a DCM boost PFC converter", IEEE Trans. Power Electron., Vol. 27, no.1, pp.151-160, 2012.
- [4] J. Zhang, B. Su and Z. Lu, "Single inductor three-level bridgeless boost power factor correction rectifier with nature voltage clamp", IET Power Electron., v10, no.5, no.3, pp.358-365, 2012.
- [5] A. Abramovitz and K. M. Smedley, "Analysis and design of a tapped inductor buck-boost PFC rectifier with low bus voltage, IEEE Trans. Power Electron., vol.26, no.9, pp.2637-2649, 2011.
- [6] H. L. Cheng, Y. C. Hsieh and C. S. Lin, "A novel single-stage high-power factor AC/DC converter featuring high circuit efficiency", IEEE Trans. Power Electron., vol.58, no.2, pp.524-532, 2011.
- [7] F. Ueno, T. Inoue, I. Oota and I. Harada, "Novel type DC-AC converter using a switched capacitor transformer", Proc. Of the 11<sup>th</sup> European Conference on Circuit Theory and Design, pp.1181-1184, 1993.
- [8] S. Terada, I. Oota, K. Eguchi and F. Ueno, "A ring type switched-capacitor (SC) programmable converter with DC or AC input/DC or AC output", Proc. Of the 47<sup>th</sup> IEEE international Midwest Symposium on Circuits and Systems, Hiroshima, pp.2927-2938, 2009.
- [9] K. Eguchi, I. Oota, S. Terada and T. Inoue, "A design method of switched-capacitor power converters by employing a ring-type power converter", International Journal of Innovative Computing, Information and Control, vol.5, no.10(A), pp.2927-2938, 2009.
- [10] K. Eguchi, K. Abe, I. Oota, and H. Sasaki, "A step-up/step-down switched-capacitor AC-AC converter with symmetrical topology", Proc. Of 2015 International Conference on Image Processing, Electrical and Computer Engineering, pp.14-21, 2015.

## เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [11] K. Eguchi, K. Abe, S. Pongswatd, P. Julsereewong, A. Julsereewong and I. Oota, "A symmetrical three-phase AC-AC converter designed by using switched-capacitor techniques", Proc. Of the 4<sup>th</sup> IIAE International Conference on Industrial Application Engineering, pp.369-375, 2016.
- [12] K. Abe, W. L. Do, S. Kittipanyangam, I. Oota, and K. Eguchi, "A Fibonacci-type DC- AC inverter designed by switched capacitor technique", International Journal of Innovative Computing, Information and Control, vol.12, no.4, pp.1197-1207, 2016.
- [13] I. Oota, F. Ueno, T. Inoue and H. B. Lian, "Realization and analysis of new switched-capacitor AC-DC converters", T. IEICE Trans., vol.E72, no.12, pp.1292-1298, 1989.
- [14] I. Oota, F. Ueno, T. Inoue and H. B. Lian, "Realization of a switched-capacitor AC/DC converter with a low output-voltage ripple and its design", T. IEICE Trans., vol.E73, no.9, pp.1434-1441, 1990.
- [15] I. Oota, I. Harada, T. Inoue and F. Ueno, "High efficiency control method of switched capacitor AC/DC converter", T. IEICE Trans., vol.E76-C-2, no.6, pp.422-432, 1993.
- [16] K. Eguchi, H. Zhu, I. Oota, S. Terada and F. Ueno, "A novel control method of a switched-capacitor AC-DC converter for small power applications". Proc. of the 4<sup>th</sup> International conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunication and information Technology, pp.317-320, 2007.
- [17] K. Abe, I. Oota, W. L. Do, S. Kittipanyangam and K. Eguchi, "Design of a step-down switched-capacitor AC-DC converter with serial-connected converter blocks", ICIC Express Letters, vol.10, no.8, pp.2045-2050, 2016.
- [18] K. Eguchi, P. Julsereewong, A. Julsereewong, K. Fujimoto and H. Sasaki, "A Dickson-type adder/subtractor DC-DC convertor realizing step-up/step-down conversion", International Journal of Innovative Computing, Information and Control, vol.9, no.1, pp.123-138, 2013.
- [19] K. Eguchi, I. Oota, S. Terada and H. Zhu, "Synthesis and analysis of a switched-capacitor based battery equalizer using level-shift circuits", International Journal of Intelligent Engineering and Systems, vol.5, no.4, pp.1-9, 2012.

## เอกสารอ้างอิง (ต่อ)

- [20] K. Eguchi, I. Oota, S. Terada and H. Zhu, “A hybrid-input negative ring-type converter using clean energy power supplies”, International Journal of Intelligent Engineering and Systems, vol.5, no.3, pp.1-10, 2012.
- [21] Sawai Pongswatd, Krit Smerpitak , Prasit Julsereewong , Kei Eguchi and Hirofumi Sasaki, “Design of Fractional Conversion Ratio SC DC-DC Converters”, Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON) 2013 10th International Conference, May 15-17, Krabi Thailand , 2013.
- [22] Krit Smerpitak , Sawai Pongswatd, Teerawat Thepmaneea and Kei Eguchi , “Design of Fractional Conversion Ratio Switched Capacitor DC-DC Converters by Using Loop-Connected”, International Conference on Industrial Application Engineering (ICIAE) , Kitakyushu International Conference Center, Kitakyushu, Japan, March 28-31, 2015.
- [23] Kanji Abe, Krit Smerpitak, Sawai Pongswatd, Ichirou Oota and Kei Eguchi , “A STEP-DOWN SWITCHED-CAPACITOR AC-DC CONVERTER WITH DOUBLE CONVERSION TOPOLOGY”, International Journal of Innovative Computing, Information and Control (IJICIC), Vol. 13, No.1, Feb. 2017.

## ภาคผนวก

### ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

#### Full Paper

1. Kanji Abe, Krit Smerpitak, Sawai Pongswatd, Ichirou Oota and Kei Eguchi , “A STEP-DOWN SWITCHED-CAPACITOR AC-DC CONVERTER WITH DOUBLE CONVERSION TOPOLOGY”, International Journal of Innovative Computing, Information and Control (IJICIC), Vol. 13, No.1, Feb. 2017.

#### Short Paper

1. Sawai Pongswatd, Krit Smerpitak , Prasit Julsereewong , Kei Eguchi and Hirofumi Sasaki, “Design of Fractional Conversion Ratio SC DC-DC Converters”, Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON) 2013 10th International Conference, May 15-17, Krabi Thailand , 2013.
2. Krit Smerpitak , Sawai Pongswatd, Teerawat Thepmaneea and Kei Eguchi , “Design of Fractional Conversion Ratio Switched Capacitor DC-DC Converters by Using Loop-Connected”, International Conference on Industrial Application Engineering (ICIAE) , Kitakyushu International Conference Center, Kitakyushu, Japan, March 28-31, 2015.

# IJICIC

ISSN 1349-4198

Volume 13, Number 1, Feb 2017

## *International Journal of Innovative Computing, Information & Control*



**CIC**

Published by ICIC International  
<http://www.ijicic.org>

เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งาน  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลง

# International Journal of Innovative Computing, Information and Control

Volume 13, Number 1, February 2017

## CONTENTS (Continued)

An Efficient Approach to CBIR Using DWT and Quantized Histogram <i>Neelima Nizampatnam and Edara Sreenivasa Reddy</i>	157
An Optimal Production Capacity Control Including Outside Suppliers <i>Kenji Shirai and Yoshinori Amano</i>	167
Profit and Loss Analysis on a Production Business Using Lead Time Function <i>Kenji Shirai and Yoshinori Amano</i>	183
Novel Gaussian Approximate Filter Method for Stochastic Non-Linear System <i>Hang Li, Shoulin Yin, Jie Liu and Chu Zhao</i>	201
Structure of BCK-Algebras: A New Approach Based on Complete Residuated Lattice-Valued Logic <i>Jiayin Peng</i>	219
Optimal Pricing Decision for Time-Sensitive Products with Ecommerce Sales <i>Hui-Ming Teng and Ping-Hui Hsu</i>	243
Adaptive Distributed Dynamic Surface Control for Cooperative Path Following of Multi-Robot Systems with Unknown Uncertainties under Directed Graphs <i>Penghao Wang and Zhiyong Geng</i>	261
Non-Fragile Robust $H_\infty$ Control for Nonlinear Networked Control Systems with Time-Varying Delay and Unknown Actuator Failures <i>Yueming Zhi, Shun Jiang and Feng Pan</i>	277
Enhancing Relational Association Rules with Gradualness <i>Istvan-Gergely Czibula, Gabriela Czibula and Diana-Lucia Miholca</i>	289
Adaptive Bernoulli Filter for Single Target Tracking in Uncertain Detection Environment <i>Bo Li, Shuo Wang and Xu Jia</i>	307
A Step-Down Switched-Capacitor AC-DC Converter with Double Conversion Topology <i>Kanji Abe, Krit Smerpitak, Sawai Pongswatd, Ichirou Oota and Kei Eguchi</i>	319

(Continued)

## A STEP-DOWN SWITCHED-CAPACITOR AC-DC CONVERTER WITH DOUBLE CONVERSION TOPOLOGY

KANJI ABE<sup>1</sup>, KRIT SMERPITAK<sup>2</sup>, SAWAI PONGSWATD<sup>2</sup>, ICHIROU OOTA<sup>3</sup>  
AND KEI EGUCHI<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Department of Information Electronics  
Fukuoka Institute of Technology  
3-30-1 Wajirohigashi, Higashi-ku, Fukuoka 811-0295, Japan  
mam15001@bene.fit.ac.jp; eguti@fit.ac.jp

<sup>2</sup>Major in Automation Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Ladkrabang, Bangkok 10520, Thailand  
{ kskrit; sawai.po }@kmitl.ac.th

<sup>3</sup>Department of Information, Communication and Electronics Engineering  
National Institute of Technology, Kumamoto College  
2659-2 Suya, Koushi, Kumamoto 861-1102, Japan  
oota-i@kumamoto-nct.ac.jp

Received September 2016; revised December 2016

**ABSTRACT.** *In the field of portable electronic devices, a small and light AC-DC converter or AC adapter has been required in these last few decades. To meet such demands, a switched-capacitor (SC) AC-DC converter draws many researchers' attentions in recent years. It is known that the SC AC-DC converter can realize smaller size and lighter weight than transformer-based AC-DC converters, because no magnetic component is required to design the SC AC-DC converter. In previous studies, several AC-DC converters succeeded in downsizing and light-weighting by using SC techniques. However, the power efficiency of conventional SC AC-DC converters is still low, and their control method is complicated. To overcome these problems, a step-down SC AC-DC converter with double conversion topology is proposed in this paper. The proposed converter consists of a full waveform rectifier with a big capacitor and two converter blocks. In each converter block, the  $1/3\times$  step-down conversion is performed by connecting three capacitors in series, where electric charges stored in these capacitors are averaged by using series-connected flying capacitor. By connecting these converter blocks in series, the  $1/9\times$  step-down conversion is realized by controlling power switches by non-overlapped two-phase clock pulses. Therefore, unlike the conventional converters using multiphase clock pulses, the proposed converter can achieve not only simple circuit control but also small ripple noise. Furthermore, the reduction of output ripple leads to the improvement of power efficiency. To help readers' understanding for the proposed converter, first, a simple four equivalent circuit of the proposed converter is derived theoretically. The characteristics of the proposed converter are clarified by the theoretical analysis. Then, in order to demonstrate the effectiveness of the proposed converter, the proposed converter is implemented by simulated program with integrated circuit emphasis (SPICE) simulator. The validity of the theoretical results is confirmed by the SPICE simulation. Finally, the feasibility of the proposed converter is confirmed by experiments implemented on a breadboard.*

**Keywords:** AC-DC converters, Switched capacitor circuits, Inductor-less circuits, Series-connected converters, Flying capacitors

**1. Introduction.** In recent years, a low voltage such as DC 12V is used to drive portable applications. However, an AC voltage supplied by a commercial power source is much

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

higher than 12V. For example, the commercial power source is 100V@50/60Hz in Japan. To provide the DC 12V by converting the AC voltage, an AC adapter, AC-DC adapter, or AC-DC converter is usually used as an external power supply. Hence, the AC-DC converter is indispensable for the small power application such as mobile devices. In past studies, various types of AC-DC converters have been proposed. For example, Yang and Lin proposed a high step-down AC-DC converter [1]. The high step-down AC-DC converter can offer a high power factor and high step-down conversion ratio by modifying the boost and the buck-boost converters [2-6]. However, in the field of mobile applications, the demand for small and lightweight AC-DC converter is increasing rapidly in recent years. Unfortunately, traditional AC-DC converters, which have magnetic components, cannot satisfy such demands, because the magnetic component is heavy and bulky. To solve this problem, an AC-DC converter designed by switched-capacitor (SC) techniques has been developed [7-12], because the magnetic component is not required in the design of the SC power converter.

To the best of our knowledge, Ueno et al. proposed the first SC AC-DC converter in 1989 [13]. The AC-DC converter generates the  $n$  times stepped-up voltage, where  $n$  ( $= 2, 3, \dots$ ) is the number of capacitors composing the AC-DC converter. On the basis of this study, Oota et al. suggested the step-down SC AC-DC converter [14, 15]. Although the circuit topology of the step-down SC AC-DC converter is the same as that of the first SC AC-DC converter, the control method is improved to generate a stepped-down voltage. The operation principle of the step-down SC AC-DC converter is as follows: 1) all capacitors are connected in series so that an input voltage will be divided by each series-connected capacitor; 2) all capacitors are connected with an output load in parallel so that each capacitor will provide a stepped-down voltage to the output load. By repeating these steps, the step-down SC AC-DC converter [14, 15] generates a stepped-down voltage. Therefore, the output voltage of the step-down SC AC-DC converter becomes one  $n$ -th of the input voltage, where  $n$  is the number of capacitors. However, all capacitors must have a large capacitance so that the SC AC-DC converter [14, 15] can achieve high voltage efficiency. Furthermore, since the step-down ratio of the SC AC-DC converter [14, 15] depends on the number of capacitors, many circuit components are required to realize a large step-down ratio. To overcome these problems, Eguchi et al. developed a series-parallel type SC AC-DC converter [16]. Owing to the series-parallel topology, the series-parallel type converter [16] can reduce the number of capacitors. However, the series-parallel type SC AC-DC converter [16] still requires many circuit components. To reduce the number of circuit components, we proposed a step-down SC AC-DC converter with series-connected converter blocks [17]. Owing to series-connected topology, the SC AC-DC converter [17] can achieve the smallest number of circuit components among the previous SC AC-DC converters [14-17]. By converting the AC input twice, the SC AC-DC converter reported in [17] offers the  $1/9$  ( $= (1/3)^2$ ) $\times$  stepped-down voltage with the small number of circuit components. However, the series-connected converter [17] suffers from complex switching control and large ripple noise, because the power switches are controlled by multiphase clock pulses. Furthermore, its power efficiency is low due to large ripple noise.

In this paper, a novel step-down SC AC-DC converter is proposed to solve the problems of conventional SC AC-DC converters. The proposed converter consists of a full waveform rectifier with a big capacitor and two converter blocks. In each converter block, the  $1/3$  $\times$  step-down conversion is performed by connecting three capacitors in series, where electric charges stored in these capacitors are averaged by utilizing series-connected flying capacitor. By connecting these converter blocks in series, the  $1/9$  $\times$  step-down conversion is realized by controlling power switches by non-overlapped two-phase clock pulses. Owing

to the new circuit topology, the proposed converter can achieve not only smaller ripple noise but also higher power efficiency than the conventional converter. These advantages are confirmed by circuit simulations using the simulated program with integrated circuit emphasis (SPICE) simulator. Then, in order to help readers' understanding, a simple four equivalent model of the proposed converter is derived theoretically. Furthermore, to confirm the feasibility of the proposed converter, experiments are demonstrated concerning the proposed converter built on a breadboard.

This paper consists of six sections. In Section 2, both the conventional converter and the proposed converter are detailed to clarify the difference of circuit topology between them. The equivalent model of the proposed converter is obtained theoretically in Section 3. Sections 4 and 5 describe the SPICE simulated results and experimental results. Finally, the results of this study are summarized in Section 6.

## 2. Circuit Configuration.

**2.1. Conventional SC AC-DC converter.** Figure 1 illustrates the circuit configuration of the conventional SC AC-DC converter reported in [17]. As Figure 1 shows, the conventional converter consists of a full bridge circuit and two converter blocks, where 12 power switches, 9 capacitors, and 4 diodes are required. The output voltage of the conventional converter is expressed as

$$V_o = V_{o2} = \frac{1}{9}V_i, \quad (1)$$

where  $V_{o2} = \frac{1}{3}V_{i2}$ ,  $V_{i2} = V_{o1}$  and  $V_{o1} = \frac{1}{3}V_{i1}$ .

In (1),  $V_{i1}$  is the output voltage of the full bridge circuit,  $V_{o1}$  ( $= V_{i2}$ ) is the output voltage of the converter block-1, and  $V_o$  ( $= V_{o2}$ ) is the output voltage of the converter block-2. As (1) shows, the conventional converter reported in [17] can realize higher step-down gain than the previous converters proposed in [13-16] by converting  $V_{i1}$  twice. In each converter block, each input voltage is divided by the main capacitors  $C_{i,2}$ ,  $C_{i,3}$  and  $C_{i,4}$  ( $i = 1, 2$ ). By connecting the flying capacitor  $C_{i,1}$  in turn to the main capacitors, the electric charges stored in the main capacitors are averaged, where the conventional converter has three states in one cycle of the operation. Therefore, the  $1/3 \times$  step-down conversion is realized by each converter block. By connecting these converter blocks in series, the output voltage  $V_o$  becomes  $1/9$  ( $= (1/3)^2$ ) of the input voltage. However, the

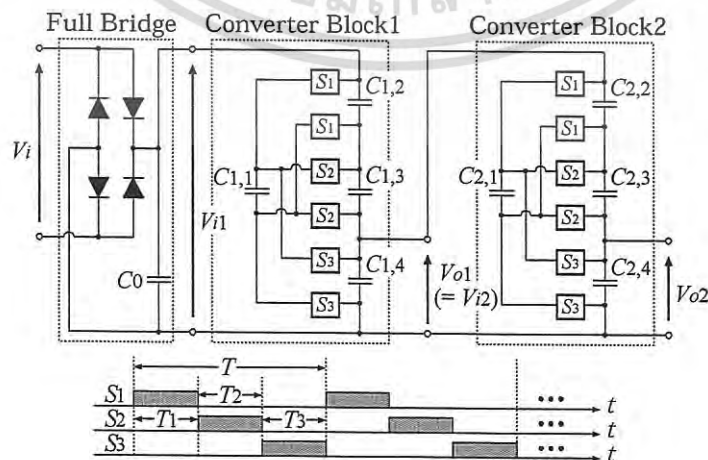


FIGURE 1. Conventional SC AC-DC converter proposed in [17]

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

electric charge is offered to the capacitor  $C_{i,4}$  at only one of three states (see in Figure 1). For this reason, the conventional converter suffers from complex switching control and large ripple noise. Furthermore, it is difficult to achieve high power efficiency due to the large ripple noise.

**2.2. Proposed SC AC-DC converter.** Figure 2 illustrates the circuit configuration of the proposed SC AC-DC converter, where the output voltage of the proposed converter is the same as (1). As Figure 2 shows, the proposed converter consists of 12 power switches, 11 capacitors, and 4 diodes. In the proposed converter, the  $1/9 \times$  step-down conversion is realized by utilizing series-connected flying capacitors  $C_{i,1}$  and  $C_{i,2}$  ( $i = 1, 2$ ). In each converter block, the main capacitors  $C_{i,3}$ ,  $C_{i,4}$  and  $C_{i,5}$  work as a capacitive voltage divider, where electric charges stored in these capacitors are averaged by using non-overlapped two-phase clock pulses. Concretely, in State- $T_1$ , the flying capacitors  $C_{i,1}$  and  $C_{i,2}$  are connected to the main capacitors  $C_{i,3}$  and  $C_{i,4}$  in parallel. On the other hand, in State- $T_2$ ,  $C_{i,1}$  and  $C_{i,2}$  are connected to the main capacitors  $C_{i,4}$  and  $C_{i,5}$  in parallel. Therefore, unlike the conventional converter, the electric charge is offered to the capacitor  $C_{i,5}$  at one of two states (see in Figure 2). For this reason, the proposed converter can achieve not only smaller ripple noise but also higher power efficiency than the conventional converter. Furthermore, the proposed converter can offer the simple circuit control using two-phase clock pulses.

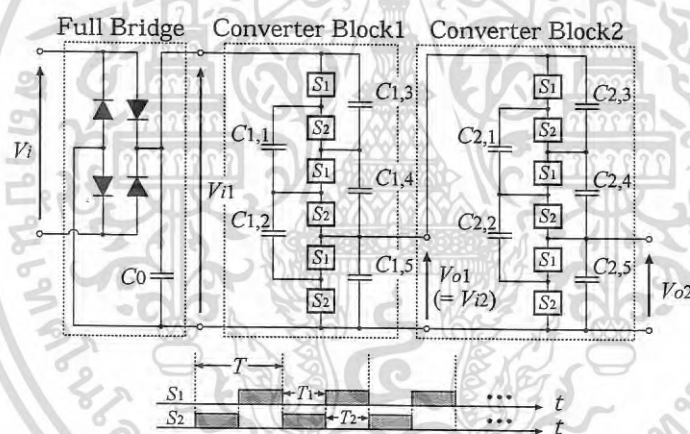


FIGURE 2. Proposed SC AC-DC converter

**3. Theoretical Analysis.** To help readers' understanding for the proposed converter, a simple four equivalent circuit of the proposed converter is derived theoretically. In the theoretical analysis, the equivalent circuit is assumed as a four-terminal equivalent model reported in [18-20], where we make the following assumptions to simplify the theoretical analysis: 1) an ac input is a staircase ac waveform; 2) all of circuit components have negligibly small parasitic elements; and 3) the circuit has time constant so larger than a period of clock pulses. The four-terminal equivalent model is shown in Figure 3. In Figure 3,  $V_{in}$  is the input voltage,  $V_{out}$  is the output voltage,  $m_1$  is the turn ratio of an ideal transformer,  $R_{SC}$  is the internal resistance of the power converter, and  $R_L$  is the output load. In the theoretical analysis, the parameters  $m_1$  and  $R_{SC}$  are obtained as follows.

Figure 4 illustrates the instantaneous equivalent circuits of the series-connected converter blocks. As Figure 4 shows, the proposed converter has two states in  $T_i$  ( $i = 1, 2$ ). In a steady state, the electric charge in  $C_{1,k}$  and  $C_{2,k}$  ( $k = 1, \dots, 5$ ) has to be the same at

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

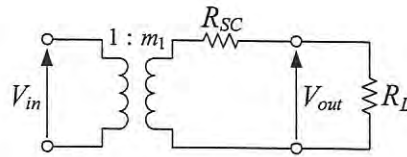


FIGURE 3. Four-terminal equivalent model

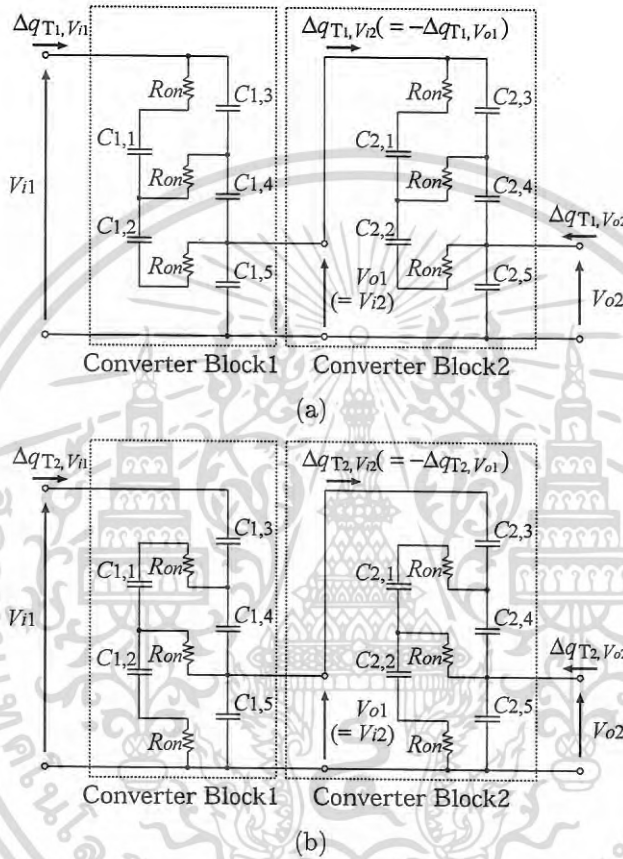


FIGURE 4. Instantaneous equivalent circuits of the converter blocks: (a) State- $T_1$  and (b) State- $T_2$

the start and end of the cycle  $T$ . Therefore, the differential value of the electric charge in  $C_{1,k}$  satisfies the following conditions:

$$\sum_{i=1}^2 \Delta q_{T_i}^{1,k} = 0 \text{ and } \sum_{i=1}^2 \Delta q_{T_i}^{2,k} = 0,$$

where  $T = \sum_{i=1}^2 T_i$  and  $T_1 = T_2 = \frac{T}{2}$ . (2)

In (2),  $\Delta q_{T_i}^{1,k}$  and  $\Delta q_{T_i}^{2,k}$  denote the electric charge of the  $k$ -th capacitor in State- $T_i$ . In the converter block-1, the differential values of electric charges in  $V_{i1}$  and  $V_{o1}$ ,  $\Delta q_{T_i, V_{i1}}$  and  $\Delta q_{T_i, V_{o1}}$ , are given by

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้  $\Delta q_{T_1, V_{i1}} = \Delta q_{T_1}^{1,1} + \Delta q_{T_1}^{1,3} = \Delta q_{T_1}^{1,2} + \Delta q_{T_1}^{1,4}$  ให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}\Delta q_{T_1, V_{o1}} &= \Delta q_{T_1}^{1,5} - \Delta q_{T_1}^{1,2} - \Delta q_{T_1}^{1,4}, \\ \Delta q_{T_2, V_{i1}} &= \Delta q_{T_2}^{1,3} = \Delta q_{T_2}^{1,1} + \Delta q_{T_2}^{1,4}, \\ \text{and } \Delta q_{T_2, V_{o1}} &= \Delta q_{T_2}^{1,5} - \Delta q_{T_2}^{1,1} + \Delta q_{T_2}^{1,2} - \Delta q_{T_2}^{1,4}.\end{aligned}\quad (3)$$

On the other hand, in the converter block-2, the differential values of electric charges in  $V_{i2}$  and  $V_{o2}$ ,  $\Delta q_{T_1, V_{i2}}$  and  $\Delta q_{T_1, V_{o2}}$ , are given by

$$\begin{aligned}\Delta q_{T_1, V_{i2}} &= \Delta q_{T_1}^{2,1} + \Delta q_{T_1}^{2,3} = \Delta q_{T_1}^{2,2} + \Delta q_{T_1}^{2,4}, \\ \Delta q_{T_1, V_{o2}} &= \Delta q_{T_1}^{2,5} - \Delta q_{T_1}^{2,2} - \Delta q_{T_1}^{2,4}, \\ \Delta q_{T_2, V_{i2}} &= \Delta q_{T_2}^{2,3} = \Delta q_{T_2}^{2,1} + \Delta q_{T_2}^{2,4}, \\ \text{and } \Delta q_{T_2, V_{o2}} &= \Delta q_{T_2}^{2,5} - \Delta q_{T_2}^{2,1} + \Delta q_{T_2}^{2,2} - \Delta q_{T_2}^{2,4}.\end{aligned}\quad (4)$$

Using (2)-(4), the average input currents and the average output currents can be expressed as

$$\begin{aligned}\bar{I}_{i1} &= \frac{1}{T} \left( \sum_{i=1}^2 \Delta q_{T_i, V_{i1}} \right) = \frac{\Delta q_{V_{i1}}}{T}, & \bar{I}_{i2} &= \frac{1}{T} \left( \sum_{i=1}^2 \Delta q_{T_i, V_{i2}} \right) = \frac{\Delta q_{V_{i2}}}{T}, \\ \bar{I}_{o1} &= \frac{1}{T} \left( \sum_{i=1}^2 \Delta q_{T_i, V_{o1}} \right) = \frac{\Delta q_{V_{o1}}}{T}, & \text{and } \bar{I}_{o2} &= \frac{1}{T} \left( \sum_{i=1}^2 \Delta q_{T_i, V_{o2}} \right) = \frac{\Delta q_{V_{o2}}}{T},\end{aligned}\quad (5)$$

where  $\Delta q_{V_{i1}}$ ,  $\Delta q_{V_{i2}}$ ,  $\Delta q_{V_{o1}}$  and  $\Delta q_{V_{o2}}$  are electric charges in the input/output terminals. Substituting (2)-(4) into (5), we have the relation between the input current and output current as follows:

$$\begin{aligned}\bar{I}_{i1} &= -\frac{1}{9}\bar{I}_{o2}, \\ \text{where } \Delta q_{V_{o1}} &= -\Delta q_{V_{i2}}, \quad \Delta q_{V_{i1}} = -\frac{1}{3}\Delta q_{V_{o1}}, \quad \text{and } \Delta q_{V_{i2}} = -\frac{1}{3}\Delta q_{V_{o2}}.\end{aligned}\quad (6)$$

From (6), the parameter  $m_1$  of Figure 3 is obtained as

$$m_1 = \frac{1}{9}, \quad (7)$$

because the parameter  $m_1$  denotes the turn ratio of an ideal transformer.

Next, the parameter  $R_{SC}$  is derived by considering the consumed energy of the converter blocks in one period. From Figure 4(a), the consumed energy in State- $T_1$ ,  $W_{T_1}$ , can be obtained by

$$\begin{aligned}W_{T_1} &= \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^{1,1})^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^{1,1} - \Delta q_{T_1}^{1,2})^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^{1,2})^2 \\ &\quad + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^{2,1})^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^{2,1} - \Delta q_{T_1}^{2,2})^2 + \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^{2,2})^2 \\ &= \frac{40R_{on}}{54T_1} (\Delta q_{V_{o2}})^2.\end{aligned}\quad (8)$$

On the other hand, from Figure 4(b), the consumed energy in State- $T_2$ ,  $W_{T_2}$ , can be obtained by

$$\begin{aligned}W_{T_2} &= \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^{1,1})^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^{1,1} - \Delta q_{T_2}^{1,2})^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^{1,2})^2 \\ &\quad + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^{2,1})^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^{2,1} - \Delta q_{T_2}^{2,2})^2 + \frac{R_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^{2,2})^2\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้เผยแพร่ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= \frac{40R_{on}}{54T_2} (\Delta q_{V_{o2}})^2. \quad (9)$$

By combining (8) and (9), we have the total consumed energy as follows:

$$W_T = \sum_{i=1}^2 W_{T_i} = \frac{80R_{on}}{27T} (\Delta q_{V_{o2}})^2. \quad (10)$$

In Figure 3, the consumed energy of the four-terminal equivalent model is defined by

$$W_T := \left( \frac{\Delta q_{V_o}}{T} \right)^2 \cdot R_{SC} \cdot T, \quad (11)$$

because the ideal transformer is a lossless component. By comparing (10) with (11), the parameter  $R_{SC}$  of the series-connected converter blocks is obtained as follows:

$$R_{SC} = \frac{80R_{on}}{27}. \quad (12)$$

Using (7) and (12), we have the four-terminal equivalent model. The equivalent model of the series-connected converter blocks can be expressed by the following K-matrix:

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_i \\ \bar{I}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 9 & 0 \\ 0 & 1/9 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 80R_{on}/27 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_{o2} \\ -\bar{I}_{o2} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

From (13), we can estimate the maximum power efficiency  $\eta$  and the maximum output voltage  $V_{out}$  as follows:

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + 80R_{on}/27} \text{ and } V_{out} = \left( \frac{R_L}{R_L + 80R_{on}/27} \right) \times \frac{V_{in}}{9}. \quad (14)$$

As you can see from (14), the power efficiency depends on the internal resistance  $R_{SC}$ . In other words,  $R_{SC}$  is one of the most important factors to realize high power efficiency.

Table 1 shows the comparison of the internal resistances between the proposed converter and the conventional converters reported in [14] and [17]. As Table 1 shows, the internal resistance of the proposed converter is smaller than that of the conventional converters. Therefore, the proposed converter can achieve the highest power efficiency among them. On the other hand, the power efficiency of the conventional converter reported in [17] is the worst. However, the number of circuit components for the conventional converter [17] is the smallest. Table 2 shows the comparison of the number of circuit components between the proposed converter and the conventional converters [14, 17]. As you can see

TABLE 1. Comparison of the internal resistances

	$R_{SC}$	Step-down ratio
Proposed converter	$80R_{on}/27$	1/9
Conventional converter [14]	$280R_{on}/81$	1/9
Conventional converter [17]	$40R_{on}/9$	1/9

TABLE 2. Comparison of the number of circuit components

	Power switch	Capacitor	Diode	Total
Proposed converter	12	11	4	27
Conventional converter [14]	28	10	4	42
Conventional converter [17]	12	9	4	25

from Table 2, the proposed converter requires two capacitors more from the conventional converter reported in [17], because the proposed converter has four flying capacitors.

**4. Simulation.** To investigate the characteristics of the proposed converter, circuit simulations using the SPICE simulator are performed concerning output voltages and power efficiency. Furthermore, by comparing the characteristics of the proposed converter with that of the conventional converters [14] and [17], the effectiveness of the proposed topology is confirmed. In the SPICE simulations, the following conditions were used:  $V_{in} = 100V@50Hz$ ,  $T = 1\mu s$ ,  $R_{on} = 0.1\Omega$ ,  $C_0 = 99\mu F$  and  $C_{1,k} = C_{2,k} = 33\mu F$ .

Figure 5 demonstrates the simulated output voltage of the proposed converter as a function of time. In Figure 5, a stepped-down DC voltage is provided to the output load  $R_L (= 10\Omega)$ . The comparison of output voltages between the proposed converter and the conventional converters [14] and [17] is shown in Figure 6. As Figure 6 shows, the output voltage of the proposed converter is the highest among them. In other words, the proposed converter can achieve higher voltage efficiency than the conventional converters. Of course, as Table 1 shows, the output voltage depends on the internal resistance  $R_{SC}$ .

Figure 7 shows the comparison of output ripples between the proposed converter and the conventional converters [14] and [17]. Obviously, the output ripple of the proposed converter is smaller than that of the conventional converters. Owing to the simple circuit control using two-phase clock pulses, the proposed converter can realize small ripple noise. Concretely, the output ripple of the proposed converter is about 7% when the output power is less than 50W. Figure 8 shows the simulated power efficiency as a function of

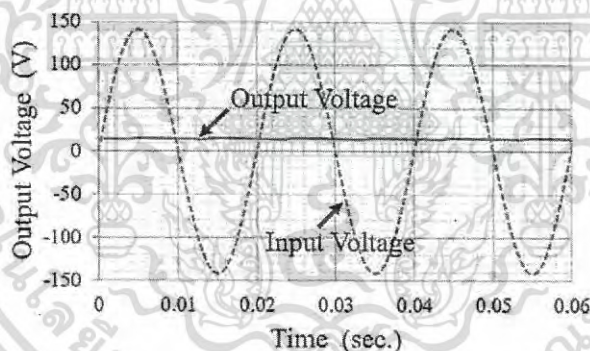


FIGURE 5. Simulated output voltage of the proposed converter when the output load is  $100\Omega$

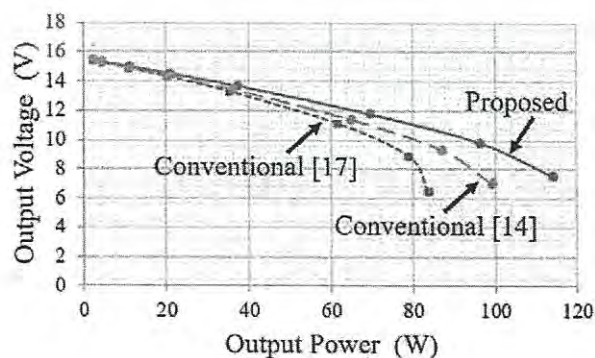


FIGURE 6. Simulated output voltages as a function of the output power

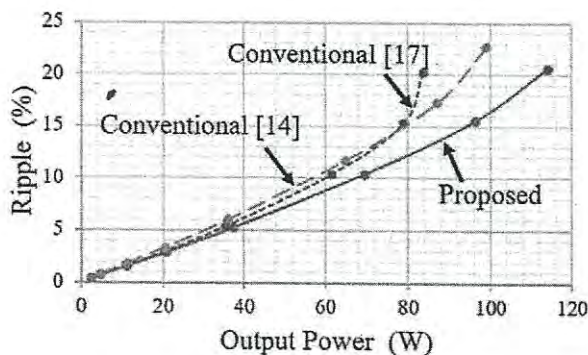


FIGURE 7. Simulated ripples as a function of the output power

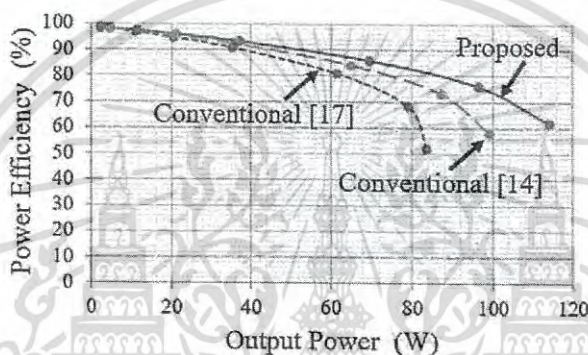


FIGURE 8. Simulated power efficiency as a function of the output power

TABLE 3. Summary of comparison results

	Size	Efficiency	Voltage drop	Ripple
Proposed converter	2	1	1	1
Conventional converter [14]	3	2	2	3
Conventional converter [17]	1	3	3	2

1: Best, 2: Middle, 3: Worst.

the output power. As you can see from Figure 8, the power efficiency of the proposed converter is higher than that of the conventional converters. The proposed converter can achieve more than 90% efficiency when the output power is less than 50W.

Table 3 shows the summary of comparison results. As you can see from Table 3, the proposed converter gives a better performance than the conventional converters.

**5. Experiments.** To clarify the feasibility of the proposed converter, experiments are performed concerning the proposed converter. Figure 9 demonstrates the experimental circuit of the proposed converter. In Figure 9, the experimental circuit was built on a breadboard by using commercially available circuit components shown in Table 4, where a small transformer was connected between the commercial power source and the experimental circuit in order to isolate the power source from the output load. In the experimental circuit, the input voltage was converted by switching photo MOS relays. To drive the photo MOS relays safely, Darlington transistor arrays were connected between the photo MOS relays and the micro controller.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

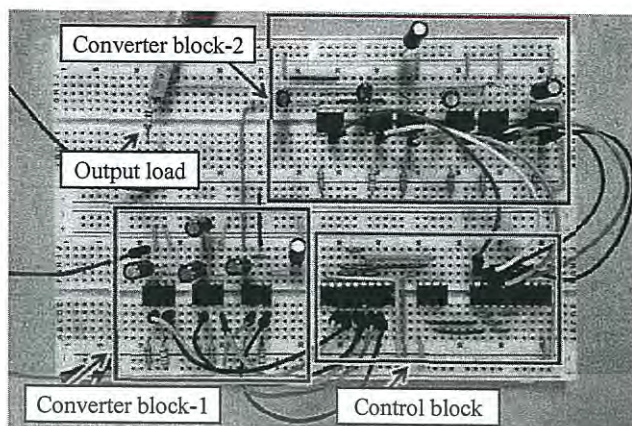


FIGURE 9. Experimental circuit of the proposed converter

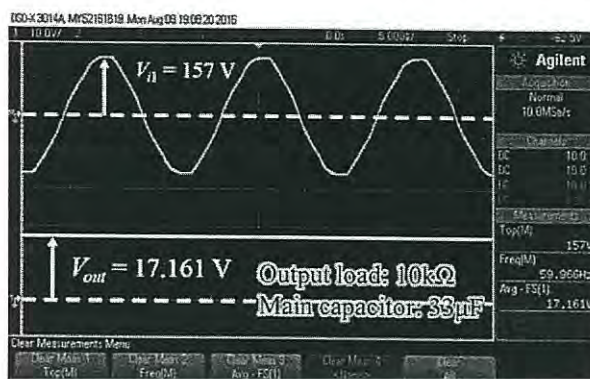
TABLE 4. Circuit components of the experimental converters

Parts	Components	Models
Full bridge circuit	Diode switch	1N4007
	Capacitor	165 $\mu$ F
Control block	Micro controller	PIC12F1822
	Darlington driver IC	TDG2083APG
	Current control resistance	330 $\Omega$
Converter block-1	Power switch	AQV212
	Capacitor	33 $\mu$ F
Converter block-2	Power switch	AQW216
	Capacitor	33 $\mu$ F
Output load	Resistance	10k $\Omega$

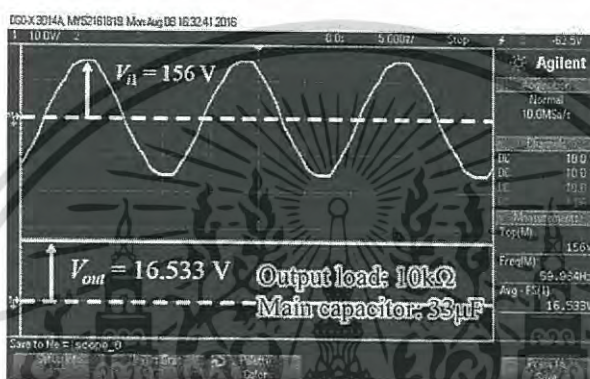
Figure 10 demonstrates the measured output voltage when the output load is 10k $\Omega$ , where the input voltage was set to  $V_{in} = 141\text{V}@60\text{Hz}$  and the period of clock pulses was set to  $T = 100\mu\text{s}$ . In the experimental circuit of Figure 10, the turn ratio of the transformer between the primary side and the secondary side is 1 : 1. However, due to component fluctuations in the transformer, the turn ratio was practically 1 : 1.1. For this reason, the experimental input voltage was about 155V ( $141\text{V} \times 1.1$ ). As Figure 10(a) shows, the output voltage of the proposed converter is about 17.2V. On the other hand, as Figure 10(b) shows, the measured output voltage of the conventional converter reported in [17] is about 16.5V. Obviously, the proposed converter can achieve and offer higher output voltage than the conventional converter reported in [17]. Furthermore, the feasibility of the proposed converter can be confirmed by the experimental results of Figure 10.

**6. Conclusions.** For small power applications, a novel step-down SC AC-DC converter has been proposed in this paper. By connecting two converter blocks in series, an AC input is converted twice by the proposed converter. Unlike conventional converters, the proposed converter is driven by non-overlapped two-phase clock pulses, where the voltage conversion is performed by using series-connected flying capacitors.

The characteristics of the proposed converter were clarified by theoretical analysis, circuit simulations, and experiments. In the theoretical analysis, the equivalent circuit of the proposed converter was obtained by assuming a four-terminal equivalent model. From the equivalent circuit, the vital characteristics, such as power efficiency and output



(a)



(b)

FIGURE 10. Measured output voltages: (a) proposed converter and (b) conventional converter [17]

voltage, were derived. The results of the theoretical analysis showed that the proposed converter can achieve higher power efficiency and smaller voltage drop than conventional converters. The results of the theoretical analysis were verified by circuit simulations using a SPICE simulator. The SPICE simulations demonstrated that the proposed converter is superior to conventional converters in the point of power efficiency, voltage drop, and output ripple. These simulated results agreed with the results of the theoretical analysis. When the output power was less than  $50\text{ W}$ , the proposed converter achieved about 90% efficiency and 7% output ripple. Furthermore, the feasibility of the proposed converter was verified by experiments, where the experimental circuit was built with commercially available components on a breadboard. The experimental circuit provided a DC voltage by converting an AC voltage. The measured output voltage of the proposed converter was about 3.8% higher than that of the conventional converter when the output load was  $10\text{ k}\Omega$ . From the results of the theoretical analysis, circuit simulations, and experiments, the proposed converter can offer not only high power efficiency but also simple control with the small number of circuit components.

As a future study, we are going to implement the proposed AC-DC converter into a hybrid IC form. Concerning the implemented converter, the detailed experiments will be conducted to clarify the properties of the proposed converter.

## REFERENCES

- [1] L. Yang and C. Lin, A high step-down AC-DC converter, *International Conference on Information Science, Electronics and Electrical Engineering*, vol.1, pp.645-649, 2014.

ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

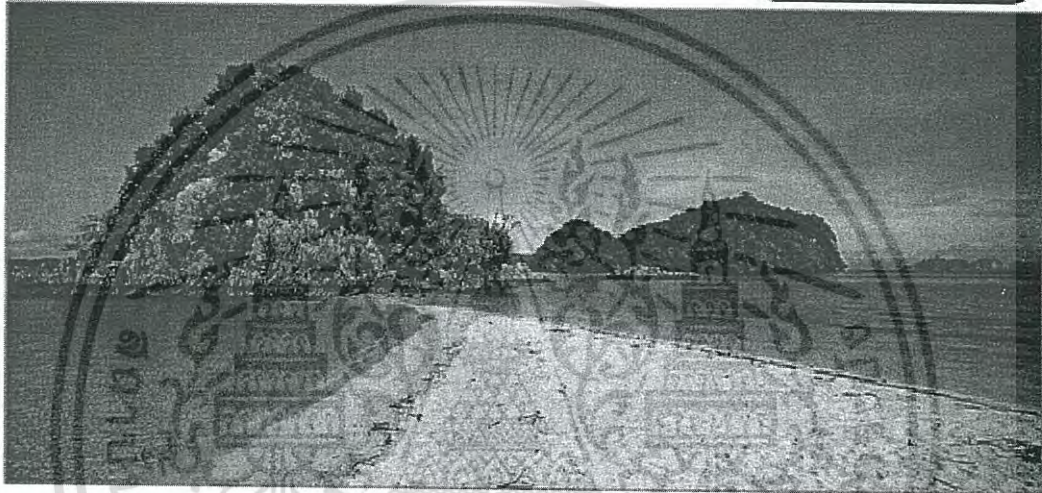
- [2] F. Zhang and J. Xu, A novel PCCM boost PFC converter with fast dynamic response, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.58, no.9, pp.4207-4216, 2011.
- [3] K. Yao, X. Ruan, X. Mao and Z. Ye, Reducing storage capacitor of a DCM boost PFC converter, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.27, no.1, pp.151-160, 2012.
- [4] J. Zhang, B. Su and Z. Lu, Single inductor three-level bridgeless boost power factor correction rectifier with nature voltage clamp, *IET Power Electron.*, vol.5, no.3, pp.358-365, 2012.
- [5] A. Abramovitz and K. M. Smedley, Analysis and design of a tapped inductor buck-boost PFC rectifier with low bus voltage, *IEEE Trans. Power Electron.*, vol.26, no.9, pp.2637-2649, 2011.
- [6] H. L. Cheng, Y. C. Hsieh and C. S. Lin, A novel single-stage high-power factor AC/DC converter featuring high circuit efficiency, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.58, no.2, pp.524-532, 2011.
- [7] F. Ueno, T. Inoue, I. Oota and I. Harada, Novel type DC-AC converter using a switched capacitor transformer, *Proc. of the 11th European Conference on Circuit Theory and Design*, pp.1181-1184, 1993.
- [8] S. Terada, I. Oota, K. Eguchi and F. Ueno, A ring type switched-capacitor (SC) programmable converter with DC or AC input/DC or AC output, *Proc. of the 47th IEEE International Midwest Symposium on Circuits and Systems*, Hiroshima, pp.29-32, 2004.
- [9] K. Eguchi, I. Oota, S. Terada and T. Inoue, A design method of switched-capacitor power converters by employing a ring-type power converter, *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, vol.5, no.10(A), pp.2927-2938, 2009.
- [10] K. Eguchi, K. Abe, I. Oota and H. Sasaki, A step-up/step-down switched-capacitor AC-AC converter with symmetrical topology, *Proc. of 2015 International Conference on Image Processing, Electrical and Computer Engineering*, pp.14-21, 2015.
- [11] K. Eguchi, K. Abe, S. Pongswatd, P. Julsereewong, A. Julsereewong and I. Oota, A symmetrical three-phase AC-AC converter designed by using switched-capacitor techniques, *Proc. of the 4th IIAE International Conference on Industrial Application Engineering*, pp.369-375, 2016.
- [12] K. Abe, W. L. Do, S. Kittipanyangam, I. Oota and K. Eguchi, A Fibonacci-type DC-AC inverter designed by switched capacitor technique, *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, vol.12, no.4, pp.1197-1207, 2016.
- [13] I. Oota, F. Ueno, T. Inoue and H. B. Lian, Realization and analysis of new switched-capacitor AC/DC converters, *T. IEICE Trans.*, vol.E72, no.12, pp.1292-1298, 1989.
- [14] I. Oota, F. Ueno, T. Inoue and H. B. Lian, Realization of a switched-capacitor AC/DC converter with a low output-voltage ripple and its design, *T. IEICE Trans.*, vol.E73, no.9, pp.1434-1441, 1990.
- [15] I. Oota, I. Harada, T. Inoue and F. Ueno, High efficiency control method of switched capacitor AC/DC converter, *T. IEICE Trans.*, vol.J76-C-2, no.6, pp.422-432, 1993.
- [16] K. Eguchi, H. Zhu, I. Oota, S. Terada and F. Ueno, A novel control method of a switched-capacitor AC-DC converter for small power applications, *Proc. of the 4th International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology*, pp.317-320, 2007.
- [17] K. Abe, I. Oota, W. L. Do, S. Kittipanyangam and K. Eguchi, Design of a step-down switched-capacitor AC/DC converter with series-connected converter blocks, *ICIC Express Letters*, vol.10, no.8, pp.2045-2050, 2016.
- [18] K. Eguchi, P. Julsereewong, A. Julsereewong, K. Fujimoto and H. Sasaki, A Dickson-type adder/subtractor DC-DC converter realizing step-up/step-down conversion, *International Journal of Innovative Computing, Information and Control*, vol.9, no.1, pp.123-138, 2013.
- [19] K. Eguchi, I. Oota, S. Terada and H. Zhu, Synthesis and analysis of a switched-capacitor-based battery equalizer using level-shift circuits, *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, vol.5, no.4, pp.1-9, 2012.
- [20] K. Eguchi, I. Oota, S. Terada and H. Zhu, A hybrid-input negative ring-type converter using clean energy power supplies, *International Journal of Intelligent Engineering and Systems*, vol.5, no.3, pp.1-10, 2012.



# ECTI-CON 2013

Krabi, Thailand May 15-17, 2013

Copyrights	Message from Organizing Committees	Keynote Speakers	Committees	Author
				<b>Paper Sections</b>



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

1648

Electromechanics of a Prolate Spheroidal Conducting Particle on a Grounded Plane

1665

Rogowski Coil with an Active Integrator for Measurement of Switching Impulse Current

1666

A Long Duration Impulse Current Generator for Testing Surge Arresters in Distribution Systems

1667

Design and Construction of a Prototype Saline Solution Resistive Voltage Divider

1697

Analysis of Electrical Stress on Power Circuit Breaker from Capacitor Banks Switching

1800

Solid investigation in oil barrier dielectric under non-uniform electric fieldPower Electronics 1491Design of Fractional Conversion Ratio SC DC-DC Converters

1527

Modified Maximum Power Point Tracking Based-on Ripple Correlation Control Application for Single-Phase VSI Grid-Connected PV Systems

1536

Improving The Lightning Performance of Overhead Lines Applying Additional Underbuilt Shield Wire

1586

A Pulse Frequency Technique for a Quick Charger

1724

Study of Two-phase Interleaved Boost converter using coupled inductors for a Fuel cell

1738

A PWM Technique to Minimize Torque Ripple in BLDC Motor for Low-Cost Applications

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Design of Fractional Conversion Ratio SC DC-DC Converters

Sawai Pongswatd<sup>#</sup>, Krit Smerpituk<sup>#</sup>, Prasit Julsereewong<sup>#</sup>, Kei Eguchi<sup>\*</sup>, Hirofumi Sasaki<sup>†</sup>

<sup>#</sup>Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand

<sup>1</sup>klsawai@kmitl.ac.th, <sup>2</sup>kskrit@kmitl.ac.th, <sup>3</sup>kjprasit@kmitl.ac.th

<sup>\*</sup>Department of Information Electronics, Fukuoka Institute of Technology  
3-30-1 Wajiro-Higashi, Higashi-Ku, Fukuoka 811-0295, Japan

<sup>4</sup>eguti@fit.ac.jp

<sup>†</sup>School of Industrial Engineering, Tokai University,  
9-1-1, Toroku, Kumamoto, Japan, 862-8652

<sup>5</sup>hsasaki@ktmail.tokai-u.jp

**Abstract**— This paper presents the switched-capacitor (SC) circuit structure whose design conversion ratio is fraction multiple. The proposed converters can step up or step down the input voltage and bidirectional power flow by using dual converters connected. The  $2x$  and  $1/2x$  fraction conversion ratio is specified as a case study. The characteristics of the proposed converters are clarified by theoretical analyses. In addition, the simulation and experimental show the validity of circuit design, where theoretical results correspond well with simulation and experimental results. The proposed converters will be useful for battery charger, battery equalizer and dc power transfer.

**Keywords**— DC-DC Converter, Switched-Capacitor, Fractional conversion ratio, dual converter, battery equalizer, power transfer.

## I. INTRODUCTION

Nowadays, the wireless technology is promoted to the industry. The ISA100.18 working group is preparing standards and information documents on power sources for wireless sensor node or network (WSN). Key objectives are to define specifications for the interchange ability of various power sources [1]. In addition, the wireless modules or wireless transmitters used for industrial process measurements receive the electrical power from itself battery that has run time depend on execute time and its Tx and Rx function [2]. The battery output voltages provided by various vendors are in different levels. In the view of above limitations, it is difficult to plan the maintenance schedules or repair/replace the batteries. This paper presents the circuit design of Switched-Capacitor (SC) DC-DC converters. The converters with  $2x$  step-up ratio and  $1/2x$  step-down ratio are designed as a case study. The  $2x$  and  $1/2x$  values are used as the fraction conversion ratio to provide fine adjustment, step-up or step-down conversion ratio, and bi-directional power flow. Concerning the proposed converters, theoretical analyses as well as SPICE simulation and experiment are performed to confirm the validity of circuit design.

## II. CIRCUIT STRUCTURE

Many techniques of operating the switches and switching patterns have been proposed for power conversion [3]. Each capacitor used in the converter is basically going through a charging phase from the supply and/or other capacitors, and a discharging phase to the load and/or other capacitors, periodically. However, basic design of circuit structure for step-up or step-down can be achieved by connecting the capacitors in parallel or series [4],[5]. Fig.1 and 2 show circuit structure of the  $2x$  step up and  $1/2x$  step down SC DC-DC converter.

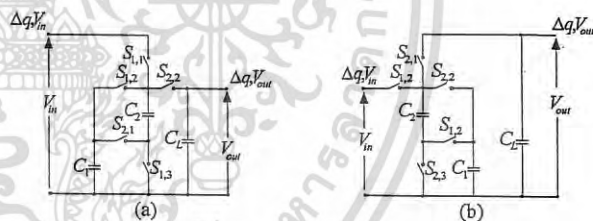


Fig.1 Circuit structure of proposed SC DC-DC converters

(a)  $2x$  step up converter (b)  $1/2x$  step down converter

The conversion ratio of the proposed SC DC-DC converters can be specified by the sequence of switches. The states of input switch, output switch, clock pulses, and switches of circuit structure of each converter can be analyzed by the following. Power switches  $S_{1,i}$  and  $S_{2,i}$  ( $i = 1, 2, 3$ ) are driven by 2-phase pulse  $S_{1,i}$  and  $S_{2,i}$  which interval is set to

$$T = T1 + T2, T1 = DT, \text{ and } T2 = (1 - D)T, \quad (1)$$

$$\Delta q_{T1}^k + \Delta q_{T2}^k = 0 \quad (2)$$

where  $\Delta q_{T1}^k$  and  $\Delta q_{T2}^k$  denote electric charges when state-T1 and state- T2, respectively.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### III. THEORETICAL ANALYSIS

Equivalent circuits of the proposed converters are analysed, which assume that the parasitic elements are not effective and the time constant is quite larger than a period of the clock pulse. Circuit analysis of step up and step down only 2x and 1/2x mode is presented as a case study to save the space. Instantaneous equivalent circuits of the 2x step-up converter can be shown by the Fig. 2.

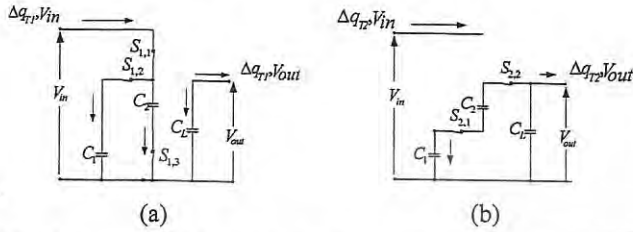


Fig.2 Instantaneous equivalent circuits of 2x step up converter.

(a) State-T1 (b) State-T2

In the case of state-T1, differential values of the electric charges in the input and output terminals,  $\Delta q_{T1}, V_{in}$  and  $\Delta q_{T1}, V_{out}$ , are given by

$$\Delta q_{T1}, V_{in} = \Delta q^1_{T1} + \Delta q^2_{T1} \quad (3)$$

$$\Delta q_{T1}, V_{out} = \Delta q^L_{T1} \quad (4)$$

In the case of state-T2, differential values of the electric charges in the input and output terminals,  $\Delta q_{T2}, V_{in}$  and  $\Delta q_{T2}, V_{out}$ , are given by

$$\Delta q_{T2}, V_{in} = 0 \quad (5)$$

$$\Delta q_{T2}, V_{out} = \Delta q^L_{T2} + \Delta q^2_{T2} \quad (6)$$

$$\Delta q^2_{T2} = \Delta q^1_{T2} \quad (7)$$

where  $\Delta q_{T1}, V_{in}$  and  $\Delta q_{T1}, V_{out}$  are electric charges in the input and the output, respectively. From Eqs. (2)~(7), the following equations can be derived

$$\begin{aligned} \overline{I_{in}} &= (\Delta q_{T1}, V_{in} + \Delta q_{T2}, V_{in}) / T \\ &= (\Delta q^1_{T1} + \Delta q^2_{T1} + 0) / T \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \overline{I_{out}} &= (\Delta q_{T1}, V_{out} + \Delta q_{T2}, V_{out}) / T \\ &= (\Delta q^L_{T1} + \Delta q^L_{T2} + \Delta q^2_{T2}) / T \\ &= (\Delta q^2_{T1}) / T \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} \frac{\overline{I_{in}}}{\overline{I_{out}}} &= \frac{-\Delta q^1_{T2} - \Delta q^2_{T2}}{\Delta q^2_{T2}} \\ &= -2 \end{aligned} \quad (10)$$

Instantaneous equivalent circuits of the 1/2x step-down converter can be shown by the Fig. 3.

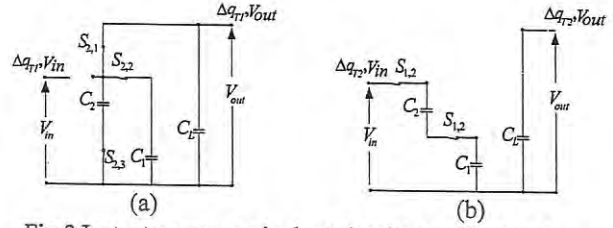


Fig.3 Instantaneous equivalent circuits of 1/2x step down converter.

(a) State-T1 (b) State-T2

The differential values of the electric charges in the input and output terminals are obtained by

$$\Delta q_{T1}, V_{in} = 0 \quad (11)$$

$$\Delta q_{T1}, V_{out} = \Delta q^L_{T1} + \Delta q^2_{T1} + \Delta q^1_{T1} \quad (12)$$

$$\Delta q_{T2}, V_{in} = \Delta q^1_{T2} \quad (13)$$

$$\Delta q^1_{T2} = \Delta q^2_{T2} \quad (14)$$

$$\Delta q_{T2}, V_{out} = \Delta q^L_{T2} \quad (15)$$

The average currents of the input and the output can be written as

$$\begin{aligned} \overline{I_{in}} &= (\Delta q_{T1}, V_{in} + \Delta q_{T2}, V_{in}) / T \\ &= (0 + \Delta q^1_{T2}) / T \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} \overline{I_{out}} &= (\Delta q_{T1}, V_{out} + \Delta q_{T2}, V_{out}) / T \\ &= (\Delta q^L_{T1} + \Delta q^2_{T1} + \Delta q^1_{T1} + \Delta q^L_{T1}) / T \\ &= (\Delta q^1_{T1} + \Delta q^2_{T1}) / T \\ &= (-2\Delta q^1_{T2}) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\frac{\overline{I_{in}}}{\overline{I_{out}}} = -\frac{1}{2} \quad (18)$$

The energy consumed by resistors in one period,  $W_T$ , of 2X step up converter ( $W_{T-2x}$ ) and 1/2X step down converter ( $W_{T-1/2x}$ ) can be expressed by

$$\begin{aligned}
 W_{T-2x} &= W_{T1} + W_{T2} \\
 &= \frac{6R_{on}}{T1} (\Delta q, V_{out})^2 + \frac{2R_{on}}{T2} (\Delta q, V_{out})^2 \\
 &= T \left( \frac{\Delta q, V_{out}}{T} \right)^2 R_{SC}
 \end{aligned} \tag{19}$$

$$R_{SC} = \frac{6-4D}{D(1-D)} R_{on}$$

From Eqs.(2) ~ (10), Eq. (19) can be rewritten as

$$\begin{bmatrix} \overline{V_{in}} \\ \overline{I_{in}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/2 & 0 \\ 0 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_{SC} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V_{out}} \\ -\overline{I_{out}} \end{bmatrix} \tag{20}$$

$$\begin{aligned}
 W_{T-1/2x} &= W_{T1} + W_{T2} \\
 &= \frac{6R_{on}}{T1} (\Delta q, V_{out})^2 + \frac{2R_{on}}{T2} (\Delta q, V_{out})^2 \\
 &= T \left( \frac{\Delta q, V_{out}}{T} \right)^2 R_{SC}
 \end{aligned} \tag{21}$$

$$R_{SC} = \frac{6-4D}{D(1-D)} R_{on}$$

From Eqs.(2), Eqs.(11) ~ (18), and Eq. (21) can be rewritten as

$$\begin{bmatrix} \overline{V_{in}} \\ \overline{I_{in}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 1/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_{SC} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V_{out}} \\ -\overline{I_{out}} \end{bmatrix} \tag{22}$$

Here, a general equivalent circuit of SC power converters can be illustrated by the circuit shown in Fig. 4, where  $R_{SC}$  is called an SC resistance,  $J$  is a ratio of the ideal transformer, and  $\overline{V_{in}}$  and  $\overline{V_{out}}$  denote an averaged input voltage and an averaged output voltage, respectively. The averaged output voltage and power efficiency can be expressed by Eqs.(23) and (24), respectively.

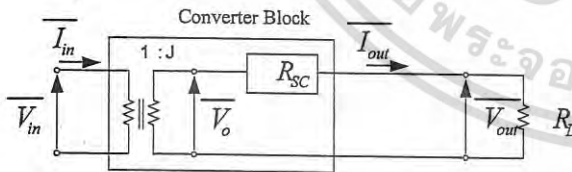


Fig. 4 General form of equivalent circuit.

$$\overline{V_{out}} = (\overline{V_o}) \left( \frac{R_L}{R_L + R_{SC}} \right) \tag{23}$$

$$\eta = \frac{R_L \overline{I_{out}}^2}{R_L \overline{I_{out}}^2 + R_{SC} \overline{I_{out1}}^2} = \frac{R_L}{R_L + R_{SC}} \tag{24}$$

IV. SIMULATIONS AND EXPERIMENTS

To confirm the validity of the theoretical analyses, SPICE simulations were performed under the conditions where  $V_{in} = 2V$ ,  $C_1 = C_2 = 0.22\mu F$ ,  $f_{in} = 1kHz$ ,  $R_L = 2k\Omega$ . Fig. 5 and 7 show the simulation results of conversion ratio. Fig. 6 and 8 show the experimental results that connect load between 2x converter and 1/2x converter. Fig. 9 shows the power efficiency of proposed converter.

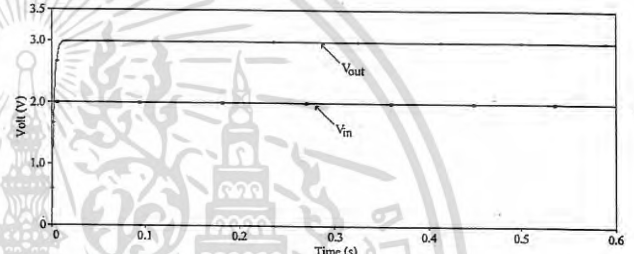
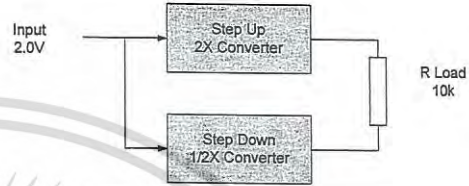


Fig.5 Simulation result of 2x step up mode where  $V_{in} = 2V$

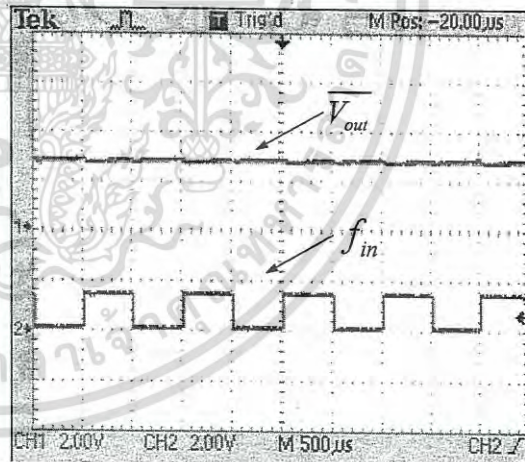


Fig.6 Clock pulse and average output voltage between 2x converter and 1/2x converter where  $V_{in} = 2V$ .

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

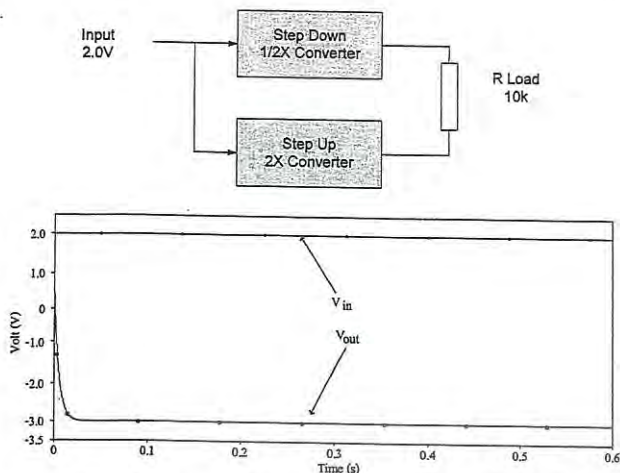


Fig.7 Simulation result of 1/2x step down mode where  $V_{in} = 2V$

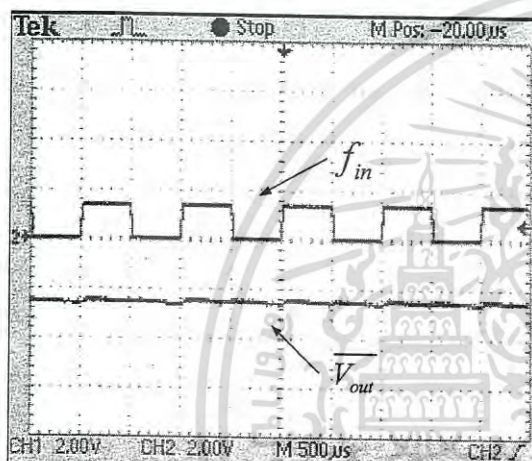


Fig.8 Clock pulse and average output voltage Between 1/2x converter and 2x converter where  $V_{in} = 2V$

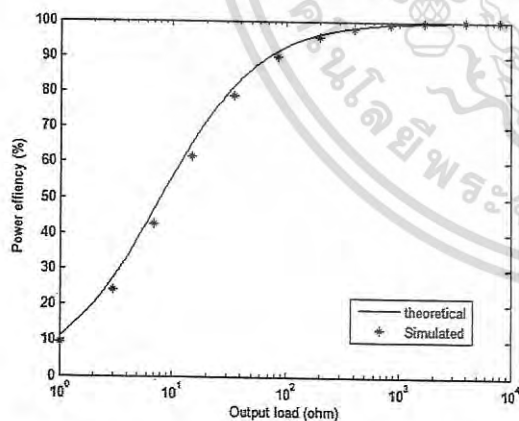


Fig.9 Power efficiency as function of output load  $R_L$

Fig.5 and 7 show the simulated output voltage from dual converter that input  $V_{in}$  is 2V. Simulated results correspond well with theoretical results, where theoretical results were

calculated by using Eqs. (10) and (18). For this reason, derived theoretical formulas will be helpful to design the converter. Power efficiency of the proposed converter as shown in Fig. 9 is a function of the output load  $R_L$ , which agrees very well with Eq. (24). In other words, the proposed converter can provide the input range that is wider than the conversional converter by connecting the proposed converter in series as illustrated in Fig.10.

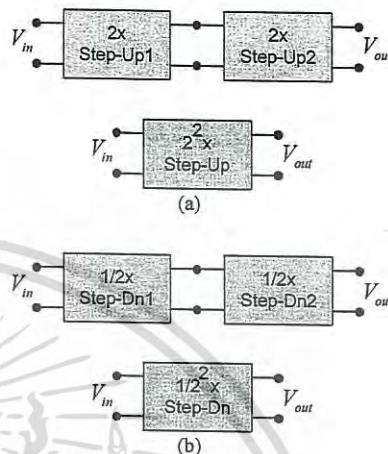


Fig.10 Connecting proposed converter to widen range conversion ratio (a) Step-Up (b) Step-Dn

V. CONCLUSION

In this paper, the fractional conversion ratio DC-DC converters designed by using SC technique have been proposed. The proposed converters use the basic circuit structure to provide the step-up or step-down conversion ratio. Dual converters are connected to offer bi-directional power flow. The validity of the converter design has been performed by theoretical analyses and simulation results. The proposed technique will be useful as a driver circuit for battery charger of WSN and electrical power transfer between various power sources.

REFERENCES

- [1] <http://www.isa.org/InTechTemplate.cfm?template=/ContentManagemnt/ContentDisplay.cfm&ContentID=87300>
- [2] Kei Eguchi, Sawai Pongswatd, Kitti Tirasesth, Hirofumi Sasaki, Ichirou Oota, and Takahiro Inoue, "A Switched-Capacitor-Based Serial DC-DC Converter Using Clean Energy Power Supplies", *IJICIC*, Vol. 7, Number 6, June 2011.
- [3] Manu Jain, M. Daniele, and Praveen K. Jain, "A Bidirectional DC-DC Converter Topology for Low Power Application", *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, VOL. 15, NO. 4, JULY 2000.
- [4] Kei Eguchi, Sawai Pongswatd, Hirofumi Sasaki, "Design of a Switched-Capacitor-Based Serial DC-DC Converter Using Clean Energy Power Supplies", The 2010 ECTI International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2010), 19-21 May 2010, Chiang Mai, Thailand.
- [5] Sawai Pongswatd, Krit Smerpituk, Kei Eguchi and Hirofumi Sasaki, "Design of Step up and down Bi-directional Switched Capacitor DC-DC Converter" *ICIC Express Letters*, vol.6, no.2, pp.529-534, February 2012.

Proceedings of The 3rd International Conference on Industrial Application  
Engineering 2015

ICIAE2015

Kitakyushu International Conference Center, Kitakyushu, Japan

March 28-31, 2015

ISBN:978-4-907220-06-8

Comitee

Keynote Speech

Time Table

Program



# ICIAE2015

## Kitakyushu, Japan

### March 28-31, 2015

Proceedings of ICIAE2015 Publisher

Published by



The Institute of Industrial Applications Engineers (IIAE)

Supported by



The Institute of Electrical and Electronic Engineers Fukuoka Section (IEEE)



The Society of Instrument and Control Engineers (SICE)



The Institute of Electronics, Information and Communication Engineers, Kyushu Section (IEICE)



The Institute of Electrical Engineers of Japan (IEEJ)



The Japan Society of Mechanical Engineers (JSME)



Information Processing Society of Japan (IPSJ)



West Japan Industry and Trade Convention Association



City of Kitakyushu

Copyright(c) ICIAE2015 All Rights Reserved.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

GS5-5	<u>Two-Layered Hierarchical Spectrum Sharing in Cooperative Cognitive Radio Networks: A Stable Matching with Peer Effects Approach</u>
Ting-Chen Chen	National Chung Hsing University, Taiwan
Min-Kuan Chang	National Chung Hsing University, Taiwan
Feng-Tsun Chien	National Chung Hsing University, Taiwan
Yu-Wei Chan	Chung Chou University of Science and Technology, Taiwan

<b>GS6</b>	<b>Electrical Technology 2</b>	<b>March 29</b>
<b>Room C</b>		<b>14:30-16:30</b>
<b>Chair</b>	<b>Kazutaka Hongo, Kitakyushu National College of Technology, Japan</b>	
GS6-1	<u>A Single-Input Dual-Output Step-Up/Step-Down DC-DC Converter Designed by Switched Capacitor Techniques</u>	
	Kei Eguchi	Fukuoka Institute of Technology, Japan
	Kanji Abe	Fukuoka Institute of Technology, Japan
	Shinya Terada	Kumamoto National College of Technology, Japan
	Ichirou Oota	Kumamoto National College of Technology, Japan
GS6-2	<u>Remote Monitoring of Lead-Acid Battery for Electric Forklift Based on WLAN</u>	
	Oka Danil Saputra	Kumoh National Institute of Technology, South Korea
	Seog Chae	Kumoh National Institute of Technology, South Korea
	Young Hyung Kim	Kumoh National Institute of Technology, South Korea
	Soo Young Shin	Kumoh National Institute of Technology, South Korea
GS6-3	<u>Design of Fractional Conversion Ratio Switched Capacitor DC-DC Converters by Using Loop-Connected</u>	
	Krit Smerpitak	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
	Sawai Pongswatd	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
	Teerawat Thepmanee	King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Thailand
	Kei Eguchi	Fukuoka Institute of Technology, Japan
GS6-4	<u>Remote Controlled Power Strip to Make Standby Power Consumption Zero</u>	
	Daichi Koide	Kyushu Institute of Technology, Japan
	Mayu Yamanaka	Kyushu Institute of Technology, Japan
	Daisuke Tanaka	Kyushu Institute of Technology, Japan
	Takuya Itahashi	Tokyo Electron Kyushu Limited, Japan
	Akira Yamawaki	Kyushu Institute of Technology, Japan

<b>GS7</b>	<b>Sensing System</b>	<b>March 29</b>
<b>Room D</b>		<b>14:30-16:30</b>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Design of Fractional Conversion Ratio Switched Capacitor DC-DC Converters by Using Loop-Connected

Krit Smerpitak<sup>a</sup>, Sawai Pongswatd<sup>a</sup>, Teerawat Thepmanee<sup>a</sup>, Kei Eguchi<sup>b</sup>

<sup>a</sup>Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand  
{ klsawai; kskrit }@kmitl.ac.th

<sup>b</sup>Department of Information Electronics  
Fukuoka Institute of Technology  
3-30-1 Wajiro-Higashi, Higashi-Ku, Fukuoka 811-0295, Japan  
eguti@fit.ac.jp

## Abstract

A switched-capacitor (SC) DC-DC converter and its loop-connected structure are proposed in this paper. Unlike the conventional series-connected converter, the proposed converter using loop connected provides the output voltage expressed as a combination of multiplication and subtraction. Therefore, the proposed converter can realize various kinds of output voltages as well as circuit size fewer than the conventional converter. Concerning the simple example of the proposed converter, simulation program with SPICE simulations and theoretical analysis are performed to clarify characteristics. The results of SPICE simulations show the following results: (1) The proposed converter can achieve higher power efficiency than the series-parallel type block when the number of capacitors is less than three. (2) In the case of the  $2x$  and  $1/2x$  conversion, the circuit size of the proposed loop-connected converter is less than 80% of that of the conventional converter. (3) Handy theoretical formulas to estimate power efficiency are obtained by the theoretical analysis. The results of the theoretical analysis are in good agreement with the SPICE simulated results.

**Keywords:** DC-DC converters, switched capacitor circuits, step-up/step-down conversion, bidirectional power flow.

## 1. Introduction

Switched capacitor (SC) DC-DC converter [1]-[6] is one of the most promising converters for mobile equipment, WSN (Wireless Sensor Network) and portable devices,

because it can be designed by semiconductor switches and capacitors. The features of the SC DC-DC converter are small volume and light weight. However, in the SC DC-DC converter, the conversion ratio is predetermined by the number of capacitors. The drawback of the SC DC-DC converter is that the conversion ratio cannot be changed linearly. For this reason, several types of circuit topologies have been proposed to realize various conversion ratios. For example, Terada et al and Eguchi et al propose cascade-connected SC DC-DC converter [3],[4], and Chang and Eguchi et al proposed series-connected SC DC-DC converter [1],[2]. By cascading SC DC-DC converters, the cascade-connected converter provides the sum of the output voltage of each converter. However, Terada's converter [3] needs a complicated multiphase timing circuit. On the other hand, by connecting SC DC-DC converters in series, the series-connected converter provides integral multiples of the input or integral divisions of the input. Unlike the cascade-connected converter, Chang's converter [1] can be controlled by two-phase clock pulses. Nevertheless, there is still room for improvement. In this paper, a SC DC-DC converter and its loop-connected structure are proposed. By controlling switches by two-phase clock pulses, the proposed converter supplies the multiplied step-up or step-down voltage to each terminal of output load. Therefore, unlike the conventional converters [1]-[4], the proposed loop-connected converter using bidirectional SC DC-DC converters can provide the output voltage expressed as a combination of multiplication and subtraction. To confirm the validity of the proposed technique, simulation program with SPICE simulations and theoretical analysis are performed.

## 2. Circuit Structure

### 2.1 Conventional Converter

Fig.1 shows the conventional series-connected converter proposed by Chang [1], Eguchi et al [2], and so on. Since the converter block of Fig.1 (a) is a series-parallel type converter [1],[5] proposed by Ueno et al, the conversion ratio  $\gamma_i$  ( $i=1, \dots, R$ ) of the  $i$ -th converter block is  $m$  or  $1/m$  ( $m=1, \dots, N$ ). The series-parallel type converter of Fig.1 (b) consists of  $3N+1$  switches and  $N$  capacitors. Table 1 shows the timing of clock pulses for Fig.1 (b). As Table 1 shows, the MOS switch is driven by non-overlapped two-phase pulses. By connecting series- parallel type converters, the conventional converter provides the following output voltage:

$$V_{out} \cong \prod_{k=1}^R \gamma_k V_{in} \tag{1}$$

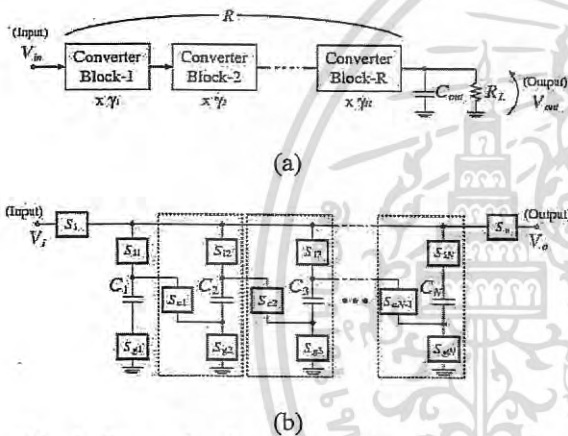


Fig. 1. Conventional converter using series-parallel converters, (a) Block diagram, (b) Converter block

Table 1. Timing of clock pulses for the series-parallel converter.

Conversion Mode	State	On	Off
Up	$T_1$	$S_i, S_{g1}, \dots, S_{gN}$	$S_o, S_{g1}$
		$S_{i1}, \dots, S_{iN}$	$S_{c1}, \dots, S_{cN-1}$
	$T_2$	$S_o, S_{g1}$	$S_i, S_{g1}, \dots, S_{gN}$
		$S_{c1}, \dots, S_{cN-1}$	$S_{i1}, \dots, S_{iN}$
Down	$T_1$	$S_{iN}, S_{g1}$	$S_o, S_{g1}, \dots, S_{gN}$
		$S_{c1}, \dots, S_{cN-1}$	$S_{i1}, \dots, S_{iN}$
	$T_2$	$S_o, S_{g1}, \dots, S_{gN}$	$S_{iN}, S_{g1}$
		$S_{i1}, \dots, S_{iN}$	$S_{c1}, \dots, S_{cN-1}$

From Eqs.(1), the series-connected structure of the conventional converter provides step up or down of the input. Although the conventional converter can generate various kinds of output voltages, there is still room for improvement.

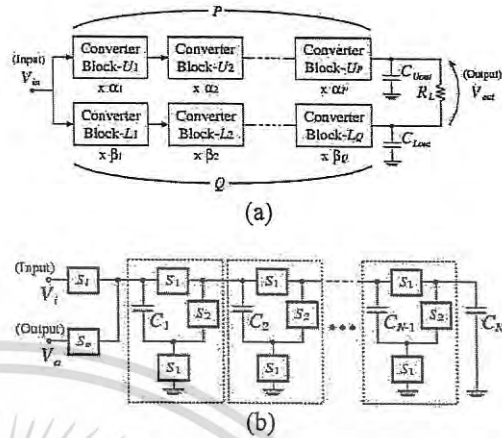


Fig. 2. Proposed converter using bidirectional DC-DC converters, (a) Block diagram, (b) Converter block

### 2.2 Proposed Converter

Fig.2 shows the proposed loop-connected converter using bidirectional SC DC-DC converters. The bidirectional DC-DC converter of Fig.2 (b) consists of  $3N-1$  switches and  $N$  capacitors. Compared with the series-parallel type converter of Fig.1 (b), the structure of the proposed bidirectional DC-DC converter is simple. By connecting bidirectional DC-DC converters, the proposed loop-connected converter provides the following output voltage:

$$V_{out} \cong \left( \prod_{i=1}^P \alpha_i - \prod_{j=1}^Q \beta_j \right) V_{in} \tag{2}$$

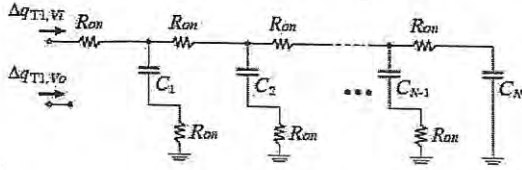
where the conversion ratios  $\alpha_i$  ( $i=1, \dots, P$ ) and  $\beta_j$  ( $j=1, \dots, Q$ ) of the converter block are  $m$  or  $1/m$  ( $m=1, \dots, N$ ). Unlike the conventional converter, the output voltage of the proposed converter is expressed as a combination of multiplication and subtraction. Fractional conversion ratio of Switched Capacitor DC-DC converters can define by  $\alpha_i$  and  $\beta_j$  conversion ratios.

## 3. Theoretical Analysis

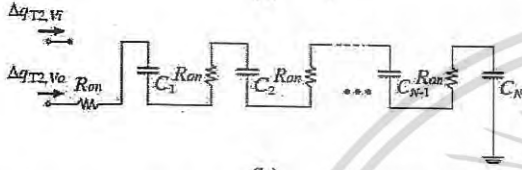
Concerning power efficiency and output voltage, the theoretical analysis is performed in this section. The theoretical analysis is performed under the conditions: 1) Parasitic elements are negligibly small; and 2) Time constant is much larger than the period of clock pulses.

Table 2. Timing of clock pulses for the bidirectional converter.

Conversion Mode	State	On	Off
Up	$T_1$	$S_i, S_1$	$S_o, S_2$
	$T_2$	$S_o, S_2$	$S_i, S_1$
Down	$T_1$	$S_o, S_1$	$S_i, S_2$
	$T_2$	$S_i, S_2$	$S_o, S_1$



(a)



(b)

Fig. 3. Instantaneous equivalent circuits in the case of the step-up conversion, (a) State- $T_1$ , (b) State- $T_2$

### 3.1 Converter Block

First, the characteristic of the proposed converter block is analyzed. Fig.3 shows the instantaneous equivalent circuits in the case of the step-up conversion, where  $R_{on}$  denotes the on-resistance of the MOS switch. In Fig.3, State- $T_1$  is a charging process and State- $T_2$  is a transferring process. In Fig.3, the differential value of the electric charge in capacitor  $C_k$  ( $k=1, \dots, N$ ) satisfies

$$\Delta q_{T_1}^k + \Delta q_{T_2}^k = 0, \quad (3)$$

where  $T = T_1 + T_2$ ,  $T_1 = DT$ , and  $T_2 = (1-D)T$ .

From Eqs.(3),  $\Delta q_{T_i}^k$  ( $i=1, 2$ ) denotes electric charges in the case of State- $T_i$  and  $D$  is the duty factor. In the case of State- $T_1$ , the differential values of electric charges in the terminal  $V_i$  and terminal  $V_o$ ,  $\Delta q_{T_1, V_i}$  and  $\Delta q_{T_1, V_o}$ , are obtained by the following equations:

$$\text{State-}T_1: \quad \Delta q_{T_1, V_i} = \sum_{k=1}^N \Delta q_{T_1}^k$$

$$\text{and} \quad \Delta q_{T_1, V_o} = 0 \quad (4)$$

$$\text{State-}T_2: \quad \Delta q_{T_2, V_i} = 0$$

$$\text{and} \quad \Delta q_{T_2, V_o} = \Delta q_{T_2}^1 = \dots = \Delta q_{T_2}^N = 0. \quad (5)$$

Using (3) - (5), the average input current and the average output current can be expressed as

$$\bar{I}_i = \frac{\Delta q_{T_1, V_i} + \Delta q_{T_2, V_i}}{T} = \frac{\Delta q_{V_i}}{T}$$

$$\text{and} \quad \bar{I}_o = \frac{\Delta q_{T_1, V_o} + \Delta q_{T_2, V_o}}{T} = \frac{\Delta q_{V_o}}{T}, \quad (6)$$

where  $\Delta q_{V_i}$  and  $\Delta q_{V_o}$  are electric charges in the terminal  $V_i$  and the terminal  $V_o$ , respectively. Substituting (3) - (5) for (6), we have the relation between the average input current and the average output current as follows:

$$\bar{I}_i = -N\bar{I}_o, \quad (7)$$

where  $\Delta q_{V_i} = -N\Delta q_{T_1}^1$  and  $\Delta q_{V_o} = -\Delta q_{T_1}^1$ .

The consumed energy in one period. In Fig.3, the consumed energy in one period can be expressed as

$$\bar{W}_T = \bar{W}_{T_1} + \bar{W}_{T_2}, \quad (8)$$

where

$$\begin{aligned} \bar{W}_{T_1} &= \sum_{k=1}^{N-1} \frac{R_{on}}{T_1} (\Delta q_{T_1}^k)^2 + \sum_{i=1}^N \left\{ \frac{R_{on}}{T_1} \left( \sum_{k=i}^N \Delta q_{T_1}^k \right)^2 \right\} \\ &= \frac{(N-1)R_{on}}{DT} (\Delta q_{T_1}^1)^2 + \sum_{k=1}^N \frac{k^2 R_{on}}{DT} (\Delta q_{T_1}^1)^2 \end{aligned}$$

$$\text{and} \quad \bar{W}_{T_2} = \frac{NR_{on}}{T_2} (\Delta q_{T_2}^1)^2 = \frac{NR_{on}}{(1-D)T} (\Delta q_{T_1}^1)^2.$$

Therefore, we have the consumed energy as follows:

$$\bar{W}_T = \frac{(N-1)R_{on}}{DT} (\Delta q_{V_o})^2 + \sum_{k=1}^N \frac{k^2 R_{on}}{DT} (\Delta q_{V_o})^2 + \frac{NR_{on}}{(1-D)T} (\Delta q_{V_o})^2. \quad (9)$$

The consumed energy  $\bar{W}_T$  is defined as

$$\bar{W}_T = \left( \frac{\Delta q_{V_o}}{T} \right)^2 \cdot R_{SC} \cdot T, \quad (10)$$

where  $R_{SC}$  is called the SC resistance. Therefore, from (9) and (10), the SC resistance in the case of the step-up conversion can be obtained as

$$R_{SC} = \frac{R_{on}(N-1)(1-D) + R_{on}ND + R_{on}(1-D) \sum_{k=1}^N k^2}{D(1-D)}. \quad (11)$$

By combining (7) and (11), we have the equivalent circuit

in the case of the step-up conversion as follows:

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_i \\ \bar{I}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{N} & 0 \\ 0 & N \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_{SC} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_o \\ -\bar{I}_o \end{bmatrix} \quad (12)$$

because the equivalent circuit of the SC power converters can be expressed by the determinant using the Kettenmatrix.

On the other hand, the equivalent circuit in the case of the step-down conversion can be obtained by the same method. In the case of the step-down conversion, the equivalent circuit can be expressed by the following determinant:

$$\begin{bmatrix} \bar{V}_i \\ \bar{I}_i \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} N & 0 \\ 0 & \frac{1}{N} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_{SC} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \bar{V}_o \\ -\bar{I}_o \end{bmatrix} \quad (13)$$

where

$$R_{SC} = \frac{R_{on}N(1-D) + R_{on}(N-1)D + R_{on}D \sum_{k=1}^N k^2}{N^2D(1-D)} \quad (14)$$

### 3.2 Loop-Connected Structure

From (11) - (14), the equivalent circuit of the proposed loop-connected converter can be expressed by Fig.4. In Fig.4,  $\alpha_i$  is the conversion ratio of the  $i$ -th ( $i=1, \dots, P$ ) upper converter block,  $\beta_j$  is the conversion ratio of the  $j$ -th ( $j=1, \dots, Q$ ) lower converter block,  $R_{scUi}$  is the SC resistance of the  $i$ -th upper converter block, and  $R_{scLj}$  is the SC resistance of the  $j$ -th lower converter block. From Fig.4, we have the power efficiency and the output voltage as follows:

$$\eta = \frac{R_L}{R_L + \sum_{i=1}^P \left\{ \prod_{j=i+1}^P (\alpha_j)^2 \right\} R_{scUi} + \sum_{i=1}^Q \left\{ \prod_{j=i+1}^Q (\beta_j)^2 \right\} R_{scLi}} \quad (15)$$

and

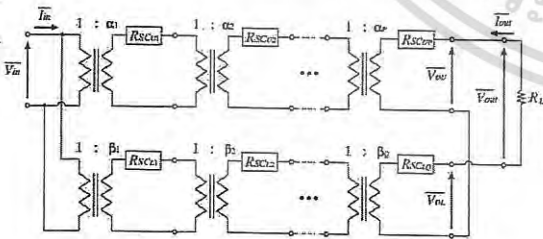


Fig. 4. Equivalent circuit of the proposed converter

$$V_{out} = \eta \left[ \left( \prod_{k=1}^P \alpha_k \right) - \left( \prod_{k=1}^Q \beta_k \right) \right] V_{in} \quad (16)$$

where

$$\prod_{j=i+1}^P (\alpha_j)^2 = 1 \quad (\text{if } i+1 > P)$$

$$\text{and} \quad \prod_{j=i+1}^Q (\beta_j)^2 = 1 \quad (\text{if } i+1 > Q) \quad (17)$$

### 4. Simulation

To confirm the validity of the theoretical analyses, SPICE simulations were performed with 2x converter and 1/2x loop connected converter. The circuit structure can be shown by Fig. 5 that defines parameters under condition  $V_{in} = 2V$ ,  $c_1 = c_2 = 0.22 \mu F$ ,  $R_L = 10k\Omega$ . In addition, Fig. 6 and 7 show the simulation result and power efficiency.

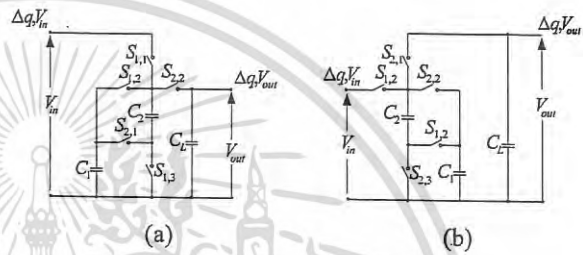


Fig. 5. Circuit structure of proposed SC DC-DC converter (a) 2x step up converter (b) 1/2x step down converter

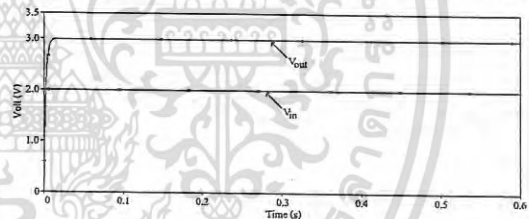


Fig. 6. Simulation result of 2x and 1/2x loop connected where  $V_{in} = 2V$

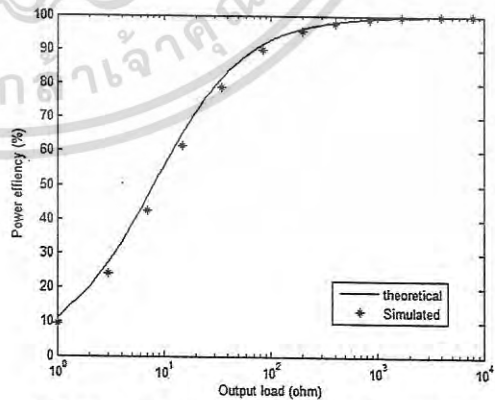


Fig. 7. Power efficiency as function of output load  $R_L$

Fig.6 shows the simulated output voltage from 2x and 1/2x loop connected converter that input  $V_{in}$  is 2V.

Simulated results correspond well with theoretical results, For this reason, derived theoretical formulas will be helpful to design the SC converter that can define multi fraction conversion ratio. In additional, the power efficiency is shown by Fig.7 that shows of  $2x$  and  $1/2x$  loop connected converter as a function of output load  $R_L$ . The power efficiency is a ratio of output load and SC resistance which follow by Eqs.(15). In other words, the proposed converter can realize the input range that is wider than conversion converter by connect converter as loop connected. Table 3 shows the number of circuit elements to achieve the  $3/2x$  conversions. As Table 3 shows, the proposed loop-connected converter can realize complex conversion ratios in the small number of circuit elements.

Table 3. Number of circuit elements

Conversion Ratio	Converter Type	Switch	Capacitor
$3/2x$	Proposed converter	10	4
	Conventional converter	16	5

## 5. Conclusions

In this paper, a loop-connected converter using bidirectional switched capacitor DC-DC converters has been proposed. The validity of the circuit design was confirmed by SPICE simulations, theoretical analysis, and experiment. The results of the SPICE simulations and theoretical analysis showed the following results: (1) The proposed loop-connected converter can achieve higher power efficiency than the conventional series- parallel-type converter when the number of capacitors is less than three. (2) The theoretical equations will be helpful to design the proposed converter, because theoretical results were in good agreement with the SPICE simulated results. The proposed technique will apply as driver circuit for battery charger of WSN(wireless Sensor Network) and electrical power transfer between various power sources.

## References

- (1) Y.H. Chang : "Variable-Conversion-Ratio Switched- Capacitor-Voltage- Multiplier/ Divider DC-DC Converter," *IEEE Trans. Circuits and Systems I*, vol.58, Issue 8, pp. 1944-1957, Aug. 2011.
- (2) K. Eguchi, F. Ueno, H. Zhu, and T. Tabata : "Design of a cell-network type SC DC-DC converter for mobile equipments," in *Proc. IEEE Region 10 Conference, TENCON 2004*, 2004, pp. 37-40.
- (3) S. Terada, I. Oota, K. Eguchi, and F. Ueno : "Switched-capacitor (SC) DC-DC converter with fine tune control outputs," in *Proc. the 6th International Caribbean Conference on Devices, Circuits and Systems*, 2006, pp. 233-236.

- (4) K. Eguchi, S. Pongswatd, K. Tirasesth, H. Sasaki, I. Oota, T. Inoue : "A switched-capacitor-based serial DC-DC converter using clean energy power supplies," *International Journal of Innovative Computing Information and Control*, vol. 7, no. 6, pp. 3485-3498, June 2011.
- (5) M.D. Seeman, and S.R. Sanders : "Analysis and Optimization of Switched-Capacitor DC-DC Converters," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol.23, no.2, pp. 841-851, Aug. 2008.
- (6) Sawai Pongswatd, Krit Smerpituk , Prasit Julsereewong, Kei Eguchi, Hirofumi Sasaki : "Design of  $2x$  and  $1/2x$  Fraction Conversion Ratio for SC DC-DC Converters", The 2013 ECTI International Conference on Electrical Engineering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology (ECTI-CON 2013), May 15-17, 2013, Krabi, Thailand.

## ประวัติผู้เขียน

นายกฤษณ์ เสมอพิทักษ์ เกิดเมื่อวันที่ 7 เมษายน พ.ศ. 2519 ที่จังหวัดสกลนคร สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมการวัดคุม เมื่อปีการศึกษา 2543 และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมการวัดคุม ในปีการศึกษา 2548 จากภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เข้าศึกษาต่อในระดับปริญญาเอกในปีการศึกษา 2552 ปัจจุบัน ทำงานในตำแหน่ง ผู้ช่วยศาสตราจารย์ และเป็น อาจารย์ประจำหลักสูตรวิศวกรรมอัตโนมัติ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้