

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์กำลังต่ำโดยใช้เทคนิคสวิทช์คาปาซิเตอร์

LOW POWER DC-DC CONVERTERS USING SWITCHED CAPACITOR  
TECHNIQUE



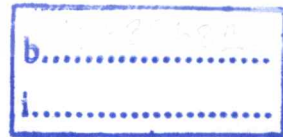
T117123



ไสว พงศ์สวัสดิ์

SAWAI PONGSWATD

สาขา...  
เลขทะเบียน... 117123  
วันเดือนปี 23 ส.ค. 2554



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานพ.ศ. 2553 เท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเอกสารฉบับนี้ KMITL-2010-EN-D-018-125 เจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**LOW POWER DC-DC CONVERTERS USING SWITCHED CAPACITOR  
TECHNIQUE**



**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**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และที่ยังคงสงวนลิขสิทธิ์ของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
KMITL-2010-EN-D-018-125



**COPYRIGHT 2010**

**FACULTY OF ENGINEERING**

เอกสารนี้เป็นทรัพย์สินของสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**คณะวิศวกรรมศาสตร์**  
**สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง**  
**ใบรับรองวิทยานิพนธ์**

หัวข้อวิทยานิพนธ์    ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์กำลังต่ำโดยใช้เทคนิคสวิตซ์คาปาซิเตอร์  
Thesis Title        Low Power DC-DC Converters Using Switched Capacitor Technique  
นักศึกษา                นายไสว พงศ์สวัสดิ์  
รหัสประจำตัว        50060022  
ปริญญา                วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต  
สาขาวิชา            วิศวกรรมไฟฟ้า  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์    รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ์  
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์(ร่วม)    Assoc.Prof.Dr.Kei Eguchi  
หมายเลขวิทยานิพนธ์        KMITL-2010-EN-D-018-125

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์	ลายมือชื่อ
รศ.ดร.วันชัย	ธีรเศรษฐ์
รศ.ดร.วิจิตร	กิตติ
ผศ.ดร.ศิริพรรณ	ธงชัย
ดร.มงคล	กิตติกระจ่าย
รศ.ดร.กิตติ	ตีรเศรษฐ์

วัน / เดือน / ปี ที่สอบ วันศุกร์ที่ 2 กรกฎาคม พ.ศ. 2553 เวลา 10.00-12.00 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 2

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

**คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว**

*(ลายมือชื่อ)*

(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 2 กรกฎาคม พ.ศ. 2553

สำนักทะเบียนและประมวลผล สจล.

วันที่ส่งเล่มวิทยานิพนธ์กลับสมบูรณ์

วันที่ ๒๑ กรกฎาคม พ.ศ. ๒๕๕๓

ลงชื่อ

ไม่ว่ากรณีใดๆอื่น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์กำลังต่ำโดยใช้เทคนิคสวิตซ์คาปาซิเตอร์
นักศึกษา	นายไสว พงศ์สวัสดิ์
รหัสนักศึกษา	50060022
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2553
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.กิตติ ตีระเศรษฐ์
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ร่วม	Assoc.Prof. Dr. Kei Eguchi

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอวงจร ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์กำลังต่ำ 2 แบบที่ใช้เทคนิคสวิตซ์คาปาซิเตอร์ โดยที่แบบแรกจะเป็นชุดคอนเวอร์เตอร์แบบขนานที่รับอินพุตชุดเดียวกันที่แปลงแรงดันเอาต์พุตให้ต่ำลงแต่ให้กระแสที่สูงขึ้นเพื่อการใช้งานในไมโครโปรเซสเซอร์ ส่วนแบบที่สองจะเป็นชุดคอนเวอร์เตอร์แบบขนานที่รับอินพุตได้หลายแหล่งจ่าย เพื่อการใช้งานกับแหล่งพลังงานสะอาด ในส่วนของคอนเวอร์เตอร์แบบแรกจะประกอบด้วยชุดคอนเวอร์เตอร์ ที่มีอัตราส่วนการแปลงผันระหว่างแรงดันอินพุตและเอาต์พุตเป็น  $2/3$  เท่า จำนวน  $N$  ( $=2,3,\dots$ ) ชุดต่อขนานกันเพื่อการเพิ่มประสิทธิภาพ การวิเคราะห์ด้วยหลักทฤษฎีที่เกี่ยวกับค่าตัวดิไซเคิลที่เหมาะสม และการสมมูลวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ที่ต่อขนาน การพิจารณาถึงผลกระทบจากค่าความต้านทานสวิตซ์ในสภาวะปิดวงจรด้วยหลักทฤษฎีที่เกี่ยวข้องกับ แรงดันเอาต์พุตและค่าประสิทธิภาพทางไฟฟ้าได้มีการเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ผลการวิเคราะห์ที่ได้สามารถใช้เป็นข้อมูลหรือแนวทางในการออกแบบชุดคอนเวอร์เตอร์แบบขนานที่รับอินพุตเดี่ยว ที่อัตราส่วนการแปลงผันอื่นๆ ได้ ในส่วนของแบบที่สองจะเป็นการต่อขนานชุดคอนเวอร์เตอร์ 2 ชุดเข้าด้วยกัน แต่ทั้งสองชุดจะมีอัตราส่วนการแปลงผันต่างกัน โดยชุดหนึ่งจะมีอัตราส่วนการแปลงผัน  $3/2$  เท่าที่รับอินพุตมาจากลิเทียมแบตเตอรี่ ส่วนอีกชุดที่นำมาต่อขนานจะเป็นคอนเวอร์เตอร์แบบ 4-สเตจ ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 4 ค่าตามระดับแรงดันอินพุตที่รับมาจากแหล่งพลังงานสะอาด ในวิทยานิพนธ์ในอธิบายการวิเคราะห์หาค่าประสิทธิภาพทางไฟฟ้า ซึ่งจะมีประโยชน์สำหรับการประยุกต์ใช้ในการออกแบบวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์แบบขนานที่สามารถรับอินพุตหลายแหล่งจ่ายได้

<b>Thesis Title</b>	LOW POWER DC-DC CONVERTERS USING SWITCHED CAPACITOR TECHNIQUE
<b>Student</b>	Mr. Sawai Pongswatd
<b>Student ID.</b>	50060022
<b>Degree</b>	Doctor of Engineering
<b>Program</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2010
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Kitti Tirasesth
<b>Thesis Co-advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Kei Eguchi

### ABSTRACT

This thesis presents two low power DC-DC converters using switched capacitor (SC) techniques: a single-input parallel-connected DC-DC converter for lower voltages with higher current capabilities in microprocessor and a multiple-input parallel-connected DC-DC converter for clean energy power supplies. The first converter consists of  $N$  ( $=2,3,\dots$ ) converter blocks that each block performs  $2/3$  step-down conversion. To achieve the highest level of efficiency, the theoretical analysis concerning the optimal setting of duty factor is performed by deriving an equivalent parallel-connected SC converter. To clarify the influence of fluctuation on on-resistances of power switches, the theoretical analysis involving output voltage and power efficiency is performed. The change in characteristics caused by fluctuation of various circuit components are analyzed to clarify the influences. The theoretically analyzed results can provide basic information to design single-input parallel SC power converters using converter blocks with any conversion ratio. The second converter consists of two kinds of converter blocks: a converter block performing  $3/2$  step-up conversion for input voltage from a lithium battery, and a novel 4-state converter block providing different step-up conversion ratio for input voltage in wide range from clean energy supplies. The power efficiency estimation method of the second converter is also described. The proposed analysis technique can be extended to circuit design of other SC DC-DC converters.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จได้ด้วยคำแนะนำและคำปรึกษาจาก รศ.ดร.กิตติ ตีรเศรษฐ ซึ่ง เป็นอาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งและขอขอบพระคุณเป็นอย่างสูงในความอนุเคราะห์ ให้คำแนะนำและช่วยเหลือในทุกๆ เรื่องที่ผ่านมา

I would like to thank Prof. Dr. Hirofumi Sasaki and Prof. Dr. Yan Shi from Tokai University, Kyushu, Japan, for their valuable advice from the beginning that I start my research both at KMITL and Tokai University.

I would like to special thank Assoc. Prof. Dr. Kei Eguchi from Shizuoka University, Shizuoka, 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 อุดคคกิมพันธ์ ที่ให้คำแนะนำเกี่ยวกับเทคนิคการสร้างและ ประกอบวงจรทางด้านฮาร์ดแวร์ ผศ.ดร.อัมพวัน จุลเสวีวงศ์ ที่ให้คำแนะนำในการเขียนบทความ และข้อมูลเกี่ยวกับทฤษฎีวงจรไฟฟ้า ดร. วรรณดี เพชรมณีล้ำค่า ที่ช่วยแนะนำเทคนิค การใช้โปรแกรม Spice เพื่อจำลองการทำงานวงจรคอนเวอร์เตอร์

ขอขอบคุณเพื่อนอาจารย์และเจ้าหน้าที่ในสาขาวิชาการวัดและควบคุม คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกๆ คน ที่ให้กำลังใจจนกระทั่งสามารถเขียนวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้สำเร็จ

สุดท้ายนี้ขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และขอบคุณญาติพี่น้อง ครอบครัวที่เป็นกำลังใจ เข้าใจและให้การสนับสนุนในทุกๆ ด้านจึงทำให้วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

ความรู้ใดๆ ที่ผู้รักการศึกษาค้นคว้าวิจัยได้รับจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ อันจะเป็นประโยชน์ต่อการศึกษาค้นคว้าวิจัยต่อไปของผู้รักการศึกษาค้นคว้าวิจัยนั้น ซึ่งนับว่าเป็นความดีประการหนึ่ง ข้าพเจ้าขอมอบอุทิศให้แก่ท่านเจ้าคุณทหารและคุณหญิงเยี่ยม ผู้ซึ่งมอบที่ดินสำหรับสร้างสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบังแห่งนี้

ไสว พงศ์สวัสดิ์


# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญตาราง.....	VI
สารบัญรูป.....	VII
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.5 ขั้นตอนของการศึกษา.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย.....	4
2.1 ประจุไฟฟ้า.....	4
2.2 ตัวเก็บประจุ.....	4
2.3 พลังงานสะสมและพลังงานสูญเสีย.....	6
2.4 ทฤษฎีวงจรไฟฟ้า.....	11
2.5 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์.....	18
2.6 คอนเวอร์เตอร์.....	20
บทที่ 3 การออกแบบโครงสร้างวงจรและการวิเคราะห์.....	37
3.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงและการต่อร่วมกันแบบขนาน.....	38
3.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น 4 โหมตและการต่อร่วมกันแบบขนาน.....	47

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ (ต่อ)

	หน้า
บทที่ 4 การทดลองและผลการเปรียบเทียบ.....	77
4.1 การจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงและการต่อร่วมกันแบบขนาน.....	77
4.2 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงและการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์.....	78
4.3 การจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น 4 โหมดและการต่อร่วมกันแบบขนาน.....	81
4.4 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น.....	91
บทที่ 5 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	92
บรรณานุกรม.....	93
ภาคผนวก.....	95
ประวัติผู้เขียน.....	128



# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 แสดงค่า ไดอิเล็กทริกบางชนิด.....	5
3.1 ค่าอัตราส่วนการแปลงผันและค่าความต้านทานภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์ .....	73
4.1 ค่าพารามิเตอร์และค่าความต้านทานภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 4 โหมด.....	85
4.2 ค่าควิตซีเซิลที่หาค่าความต้านทานภายในต่ำสุดและได้ค่าประสิทธิภาพสูงสุดใน วงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 4 โหมด.....	87
4.3 ค่าแรงดันเอาต์พุตและค่าประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อขนานกัน.....	89



# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 วงจรสมมูลแหล่งกำเนิดแรงดันและกระแส.....	11
2.2 ตัวอย่างวงจรที่มี 2 แหล่งจ่าย.....	12
2.3 การพิจารณาวงจรตามทฤษฎีวงซ้อน.....	12
2.4 วงจรสมมูลเทวินิน.....	13
2.5 การแยกพิจารณาวงจร A และวงจร B ตามทฤษฎีบทของเทวินิน.....	13
2.6 แยกพิจารณาเฉพาะวงจร A ตามทฤษฎีบทของเทวินิน.....	13
2.7 วงจรสมมูลเทวินิน ส่วนวงจร A.....	14
2.8 การต่อวงจรสมมูลเทวินิน กับวงจร B.....	14
2.9 วงจรเพื่อวิเคราะห์ตามหลักทฤษฎีเทวินิน.....	14
2.10 วงจรสมมูลเทวินิน.....	15
2.11 การแยกพิจารณาวงจร A และวงจร B ตามทฤษฎีบทของนอร์ตัน.....	15
2.12 แยกพิจารณาเฉพาะวงจร A ตามทฤษฎีบทของนอร์ตัน.....	15
2.13 วงจรสมมูลนอร์ตัน ส่วนวงจร A.....	15
2.14 การต่อวงจรสมมูลนอร์ตัน กับวงจร B.....	16
2.15 การส่งกำลังสูงสุด.....	16
2.16 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์.....	18
2.17 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้ IC LMC 7660.....	19
2.18 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ให้แรงดันเอาต์พุตเป็น 2 เท่าของอินพุต.....	19
2.19 แรงดันไฟฟ้าที่ปรากฏที่เอาต์พุต.....	19
2.20 บล็อกไดอะแกรมการคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง.....	20
2.21 วงจรพื้นฐานในการคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง.....	20
2.22 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของโหมด 1 และ โหมด 2.....	21
2.23 การมอดูเลตตามความกว้าง.....	23
2.24 ตัวอย่างการคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง.....	24
2.25 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck.....	26
2.26 วงจร Buck ในสภาวะสวิตช์ปิดและเปิดวงจร.....	26
2.27 สัญญาณกระแสและแรงดันที่ตัวอินดักเตอร์ $L$ ของวงจร Buck.....	27
2.28 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost.....	29
2.29 วงจร Boost ในสภาวะที่สวิตช์ปิดและเปิดวงจร.....	29

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับใช้เฉพาะในการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านอื่นๆ  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.30 สัญญาณกระแสและแรงดันที่ตัวอินดักเตอร์ $L$ ของวงจร Boost.....	30
2.31 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost.....	31
2.32 วงจร Buck-Boost ในสภาวะที่สวิตช์ปิดและเปิดวงจร.....	31
2.33 สัญญาณกระแสและแรงดันที่ตัวอินดักเตอร์ $L$ ของวงจร Buck-Boost.....	32
2.34 วงจร Buck คอนเวอร์เตอร์ในสภาวะสวิตช์ปิดวงจร.....	33
2.35 สัญญาณกระแสที่ตัวอินดักเตอร์ ในสภาวะที่สวิตช์ปิดวงจร.....	33
2.36 วงจร Buck คอนเวอร์เตอร์ในสภาวะสวิตช์เปิดวงจร.....	34
2.37 สัญญาณกระแสที่ตัวอินดักเตอร์ ในสภาวะที่สวิตช์เปิดวงจร.....	34
2.38 สัญญาณกระแสที่ตัวอินดักเตอร์ และตัวเก็บประจุ.....	35
2.39 สัญญาณการเปลี่ยนแปลงประจุในตัวเก็บประจุ.....	35
3.1 สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ควบคุมการทำงานของสวิตช์.....	37
3.2 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า.....	38
3.3 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า State-T1.....	38
3.4 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า State-T1 ที่ตัดสวิตช์ ในสภาวะที่เปิดวงจรออก.....	39
3.5 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า State-T2.....	39
3.6 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า State-T2 ที่ตัดสวิตช์ ในสภาวะที่เปิดวงจรออก.....	40
3.7 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า State-T1 ที่พิจารณา ค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	42
3.8 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า State-T1 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	42
3.9 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า State-T2 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	43
3.10 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า State-T2 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	43
3.11 วงจรสมมูลสวิตช์คาปาซิเตอร์คอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า.....	45
3.12 การต่อขนานวงจรคอนเวอร์เตอร์และรับอินพุตจากแหล่งจ่ายเดียวกัน.....	46
เอก3.13 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์แบบแปลงขึ้นที่มี 4 โหมดการแปลงผันอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ได้ ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้	47

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.14 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8 เท่า.....	47
3.15 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8 เท่า State-T1.....	48
3.16 วงจรที่ตัดสวิตช์ในสภาวะที่เป็ควงจรออกของ State-T1.....	48
3.17 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8 เท่า State-T2.....	49
3.18 วงจรที่ตัดสวิตช์ในสภาวะที่เป็ควงจรออกของ State-T2.....	49
3.19 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 4 เท่า.....	51
3.20 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 4 เท่า State-T1.....	51
3.21 วงจรที่ตัดสวิตช์ในสภาวะที่เป็ควงจรออกของ State-T1.....	51
3.22 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 4 เท่า State-T2.....	52
3.23 วงจรที่ตัดสวิตช์ในสภาวะที่เป็ควงจรออกของ State-T2.....	52
3.24 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/3 เท่า.....	54
3.25 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/3 เท่า State-T1.....	55
3.26 วงจรที่ตัดสวิตช์ในสภาวะที่เป็ควงจรออกของ State-T1.....	55
3.27 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/3 เท่า State-T2.....	56
3.28 วงจรที่ตัดสวิตช์ในสภาวะที่เป็ควงจรออกของ State-T2.....	56
3.29 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/5 เท่า.....	58
3.30 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/5 เท่า State-T1.....	58
3.31 วงจรที่ตัดสวิตช์ในสภาวะที่เป็ควงจรออกของ State-T1.....	59
3.32 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/5 เท่า State-T2.....	59
3.33 วงจรที่ตัดสวิตช์ในสภาวะที่เป็ควงจรออกของ State-T2.....	60
3.34 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8 เท่า State-T1 ที่พิจารณา ค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	62
3.35 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8 เท่า State-T1 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	62
3.36 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8 เท่า State-T2 ที่พิจารณา ค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	64
3.37 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8 เท่า State-T2 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	64

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.38 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 4 เท้า State-T1 ที่พิจารณา ค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	66
3.39 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 4 เท้า State-T1 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	66
3.40 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 4 เท้า State-T2 ที่พิจารณา ค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	67
3.41 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 4 เท้า State-T2 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	67
3.42 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/3 เท้า State-T1 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	68
3.43 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/3 เท้า State-T1 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	68
3.44 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/3 เท้า State-T2 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	69
3.45 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/3 เท้า State-T2 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	69
3.46 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/5 เท้า State-T1 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	70
3.47 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/5 เท้า State-T1 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	71
3.48 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/5 เท้า State-T2 ที่พิจารณา ค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	71
3.49 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/5 เท้า State-T2 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์.....	71
3.50 วงจรสมมูลของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้นที่มี 4 โหมคการแปลงผัน.....	73
3.51 วงจรสมมูลของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น 3/2 เท้า.....	74
3.52 การต่อขนานวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าสมมูลต่างกันและรับอินพุตหลายแหล่งจ่าย.....	75
3.53 วงจรเฉพาะส่วนเอาต์พุตเพื่อคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุต.....	75

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้เฉพาะเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

3.54 การสมมูลวงจรเพื่อคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุต.....

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.1 กราฟแรงดันอินพุตกับเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 2/3 เท่า.....	77
4.2 ค่าประสิทธิภาพเมื่อต่อขนานวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง 2 วงจร.....	78
4.3 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตกรณีที่ไม่ต่อตัวต้านทานทางด้านเอาต์พุต.....	78
4.4 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตกรณีต่อตัวต้านทานทางด้านเอาต์พุต.....	79
4.5 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตกรณีที่ไม่ต่อตัวต้านทานทางด้านอินพุต.....	79
4.6 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตกรณีต่อตัวต้านทานทางด้านอินพุต.....	80
4.7 สัญญาณอินพุตและสัญญาณริปเปิล เมื่อ $C_1'' = C_2'' = 2.67 \mu F$ .....	80
4.8 สัญญาณอินพุตและสัญญาณริปเปิล เมื่อ $C_1'' = 2.2 \mu F$ และ $C_2'' = 2.67 \mu F$ .....	81
4.9 กราฟแรงดันอินพุตกับเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 8 เท่า.....	82
4.10 กราฟแรงดันอินพุตกับเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 4 เท่า.....	82
4.11 กราฟแรงดันอินพุตกับเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 8/3 เท่า.....	83
4.12 กราฟแรงดันอินพุตกับเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 8/5 เท่า.....	84
4.13 กราฟค่าประสิทธิภาพทางกำลังไฟฟ้า โหมคการแปลงผัน 8 เท่า.....	85
4.14 กราฟค่าประสิทธิภาพทางกำลังไฟฟ้า โหมคการแปลงผัน 4 เท่า.....	86
4.15 กราฟค่าประสิทธิภาพทางกำลังไฟฟ้า โหมคการแปลงผัน 8/3 เท่า.....	86
4.16 กราฟค่าประสิทธิภาพทางกำลังไฟฟ้า โหมคการแปลงผัน 8/5 เท่า.....	86
4.17 กราฟค่าประสิทธิภาพทางกำลังไฟฟ้าเปรียบเทียบกันทั้ง 4 โหมคการแปลงผัน.....	87
4.18 กราฟค่าประสิทธิภาพทางกำลังไฟฟ้าที่ค่าดีวีไซเคิลต่างๆ ทั้ง 4 โหมคการแปลงผัน.....	87
4.19 การต่อขนานวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าสมมูลต่างกัน.....	88
4.20 การต่อขนานวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ 1 และ วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ 2.....	88
4.21 ค่าประสิทธิภาพวงจรคอนเวอร์เตอร์ตามรูป 4.19 ที่อัตราการแปลงผัน $M1=8$ .....	89
4.22 ค่าประสิทธิภาพวงจรคอนเวอร์เตอร์ตามรูป 4.19 ที่อัตราการแปลงผัน $M1=4$ .....	90
4.23 ค่าประสิทธิภาพวงจรคอนเวอร์เตอร์ตามรูป 4.19 ที่อัตราการแปลงผัน $M1=8/3$ .....	90
4.24 ค่าประสิทธิภาพวงจรคอนเวอร์เตอร์ตามรูป 4.19 ที่อัตราการแปลงผัน $M1=8/5$ .....	90
4.25 เปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพวงจรคอนเวอร์เตอร์ตามรูป 4.19 ที่อัตรา การแปลงผันทั้ง 4 โหมค.....	91
4.26 แรงดันอินพุตและเอาต์พุตที่โหมคการแปลงผัน 3 เท่า.....	91
4.27 แรงดันอินพุตและเอาต์พุตที่โหมคการแปลงผัน 5 เท่า.....	92

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ปัจจุบันอุปกรณ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์แบบพกพาหลายชนิดที่ใช้ในชีวิตประจำวัน และในอุตสาหกรรม เช่น โทรศัพท์มือถือ คอมพิวเตอร์แบบพกพา อุปกรณ์ RFID หรือตัวตรวจจับแบบไร้สายในงานอุตสาหกรรม จะใช้พลังงานไฟฟ้ากระแสตรงจากแบตเตอรี่ตามชนิดและขนาดที่แตกต่างกัน ซึ่งจะมีข้อจำกัดเรื่องช่วงเวลาและอายุการใช้งานที่จำกัดตามพิกัดของแบตเตอรี่ ดังนั้นถ้าสามารถนำแหล่งจ่ายพลังงานจากพลังงานสะอาดมาแปลงเป็นพลังงานไฟฟ้า และนำมาต่อรวมเข้ากับแบตเตอรี่ก็ทำให้สามารถประหยัดพลังงานจากแบตเตอรี่ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายหลัก ช่วยยืดอายุการใช้งานและช่วงเวลาการใช้งานแบตเตอรี่ได้ การประยุกต์ใช้วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ประกอบด้วยสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์และตัวอินดักเตอร์มาแปลงรูปพลังงานเมื่อนำมาใช้งานจะมีผลทางด้าน โครงสร้างของวงจรที่มีขนาดใหญ่ มีผลของสัญญาณรบกวนในรูปของเส้นแรงแม่เหล็กไฟฟ้า ดังนั้นจึงไม่เหมาะสำหรับการนำมาใช้ในเครื่องมืออุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบพกพา อุปกรณ์ตรวจจับในอุตสาหกรรม อุปกรณ์ RFID หรือชุดอุปกรณ์แบบไร้สายต่างๆ ดังนั้นหากมีวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่สามารถแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถแปลง แรงดันอินพุตกับเอาต์พุตได้ในช่วงกว้าง มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา และสามารถต่อให้ทำงานร่วมกันแบบขนานได้ เพื่อช่วยจ่ายกำลังงานให้กับโหลด ก็จะสามารถนำมาประยุกต์ใช้กับแหล่งจ่ายพลังงานจากแบตเตอรี่ร่วมกับแหล่งพลังงานสะอาดอื่นๆได้

### 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์สำหรับแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงด้วยวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ โดยออกแบบตัววงจรคอนเวอร์เตอร์ไว้ 2 แบบ คือแบบแปลงแรงดันลง และแบบแปลงแรงดันขึ้น ซึ่งวงจรที่ออกแบบไว้สามารถรองรับระดับแรงดันอินพุตได้ในช่วงกว้างเพื่อควบคุมให้แรงดันทางด้านเอาต์พุตคงที่ หรือใกล้เคียงก่อนทำการเรกูเลต ในงานวิจัยได้นำชุดคอนเวอร์เตอร์ที่ได้ออกแบบไว้มาต่อรวมกันแบบขนานเพื่อใช้กับแหล่งจ่ายอินพุตเดียวกัน และการต่อขนานคอนเวอร์เตอร์เพื่อใช้กับแหล่งจ่ายอินพุตหลายแหล่งจ่าย ซึ่งผลของการนำวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ได้ออกแบบไว้มาต่อขนานกัน ทำให้ค่าประสิทธิภาพทางไฟฟ้ามีค่าสูงขึ้น และการนำวงจรคอนเวอร์เตอร์จำนวน 2 ชุดมาต่อขนานกัน โดยชุดหนึ่งแรกรับแรงดันจากลิเทียมแบตเตอรี่ที่ระดับแรงดัน 3.7 โวลต์แล้วทำการแปลงขึ้น 1.5 เท่าเพื่อให้ได้แรงดันเอาต์พุตที่ 5.5 โวลต์หรือใกล้เคียง ส่วนคอนเวอร์เตอร์อีกชุดจะรับพลังงานจากแหล่งเดียวกันหรือจากแหล่งการจ่ายพลังงานสะอาดที่มีระดับอินพุตในช่วงกว้างและทำการแปลงให้ได้เอาต์พุตที่ 5 โวลต์ มาต่อขนาน

ร่วมกับชุดคอนเวอร์เตอร์ชุดแรก เพื่อช่วยจ่ายพลังงานให้กับโหลด ซึ่งจะทำให้ ช่วงเวลาการใช้งานและอายุการใช้งานแบตเตอรี่นานขึ้น วรรณกรรมที่มีประสิทธิภาพสูง

### 1.3 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์แบบพกพา ได้มีการนำวงจรคอนเวอร์เตอร์มาใช้ในการแปลงผันพลังงานไฟฟ้าเพื่อการปรับให้มีกระแสสูงขึ้น หรือปรับให้แรงดันมีค่าเพิ่มขึ้น ด้วยเหตุผลนี้ การออกแบบที่เกี่ยวกับการต่อขานวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่เป็นแบบ Buck หรือ Boost [7]-[16] ได้มีการนำเสนอในงานวิจัยต่างๆ เช่น ชุดคอนเวอร์เตอร์อินพุตเดี่ยวแบบขนาน หรือการต่อขานวงจร Buck คอนเวอร์เตอร์ที่ควบคุมด้วย PWM แบบไร้สาย [11]-[13] หรืองานวิจัยเกี่ยวกับชุดคอนเวอร์เตอร์แบบหลายอินพุตที่ต่อร่วมกันแบบขนาน หรืองานวิจัยการต่อขานแบบ Buck คอนเวอร์เตอร์ ที่ควบคุมด้วย Winner-take-all (WTA) [16] ซึ่งการต่อคอนเวอร์เตอร์ที่รับอินพุตเดี่ยวแบบขนานนั้นมีจุดมุ่งหมายเพื่อการจ่ายกระแสที่สูงขึ้น ส่วนคอนเวอร์เตอร์ที่รับอินพุตหลายอินพุตและต่อร่วมกันแบบขนานถูกประยุกต์ใช้ร่วมกับแหล่งจ่ายพลังงานสะอาดต่างๆ โดยโครงสร้างแล้ว ชุดคอนเวอร์เตอร์ตามที่กล่าวมาจะประกอบด้วยสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์และตัวอินดักเตอร์ทำให้ โครงสร้างของวงจรมีขนาดใหญ่ และมีสัญญาณรบกวนเนื่องจากสนามแม่เหล็ก วงจรคอนเวอร์เตอร์ โดยการใช้สวิตช์และคาปาซิเตอร์ได้มีการทำวิจัยโดยเน้นการนำเสนอจุดเด่นที่โครงสร้างวงจร มีขนาดเล็ก น้ำหนักเบา มีสัญญาณรบกวนต่ำ เพราะโครงสร้างประกอบด้วยสวิตช์และคาปาซิเตอร์ [19]-[28] ในงานวิจัยเกี่ยวกับสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ผ่านมา[32]-[34] จะเน้นการนำเสนอการแปลงผันแรงดันไฟฟ้า ระหว่างอินพุตและเอาต์พุต โดยที่ไม่มีการวิเคราะห์ที่เข้าไปถึงวงจรสมมูล และการหาสมการเกี่ยวกับค่าประสิทธิภาพทำให้การนำไปประยุกต์ใช้หรือการพัฒนาต่อทำได้ยาก บางบทความนำเสนอการแปลงผัน โดยการ Charge Pump [33] วงจรทวีแรงดันซึ่งได้ค่าแรงดันเอาต์พุตออกมาเป็นจำนวนเท่า แต่ไม่ได้วิเคราะห์โครงสร้างวงจร ค่าความสูญเสียจากค่าความต้านทานภายในของสวิตช์ และค่าประสิทธิภาพ ส่วนวงจรแปลงผันที่ใช้ตัวอินดักเตอร์[29]-[30] เช่นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost หรือวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost หลาย บทความได้นำเสนอเทคนิคเพื่อให้วงจรมีผลตอบสนองที่เร็วขึ้น ด้วยเทคนิคการป้อนกับแบบกระแส หรือการป้อนกลับทั้งกระแสและแรงดัน การคงค่าแรงดันที่ดี ค่าความพลัวของแรงดันเอาต์พุตที่ลดลงได้ถูกนำเสนอ[31] บางบทความนำเสนอเทคนิคการปรับปรุงผลตอบสนองให้เร็วขึ้นด้วยการปรับเปลี่ยนค่าความถี่ในการสวิตช์[30] แต่เนื่องจากโครงสร้างของวงจรแปลงผันแบบนี้ จะต้องอาศัยตัวอินดักเตอร์เป็นตัวเก็บสะสมพลังงานซึ่งทำให้เกิดสัญญาณรบกวนที่เป็นสนามแม่เหล็กไฟฟ้าได้ อีกทั้งวงจรยังมีขนาดใหญ่ ซึ่งในงานวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่เป็นสวิตช์คาปาซิเตอร์และการจัดโครงสร้างวงจรเพื่อให้ได้ อัตรา

เอกสารนี้ การแปลงผันแรงดันในช่วงกว้างมีการนำวงจรคอนเวอร์เตอร์มาต่อร่วมกันแบบขนานเพื่อรับ การค้า  
ไม่อินพุตเดียวกันและการรับอินพุตจากหลายแหล่งจ่าย ต้องการทำการวิเคราะห์วงจรสมมูลที่วางไฟฟ้าไปใช้

การวิเคราะห์ค่าประสิทธิภาพทางไฟฟ้า เพื่อให้สามารถนำไปประยุกต์ใช้สำหรับการออกแบบและการวิเคราะห์วงจรคอนเวอร์เตอร์อื่นๆ ต่อไปได้

#### 1.4 ขอบเขตการวิจัย

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้นำเสนอวิธีการออกแบบโครงสร้างวงจร การวิเคราะห์และคำนวณอัตราส่วนในการแปลงผัน ค่าความต้านทานภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์ ค่าพลังงานสูญเสียและค่าประสิทธิภาพ ด้วยการจำลองการทำงานผ่านโปรแกรม SPICE การทดลองการทำงานเพื่อดูผลกระทบจากการเปลี่ยนแปลงค่าพารามิเตอร์ต่างๆและการเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของ วงจรต่างๆ ด้วยโปรแกรม MATLAB ซึ่งวงจรที่ได้ออกแบบไว้ในวิทยานิพนธ์แบ่งออกเป็น 2 แบบ คือ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงแรงดันลงและวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงแรงดันขึ้น ที่สามารถแปลงผันได้ 4 โหมคตามระดับอินพุตที่เปลี่ยนแปลงไป คือ  $V_{ref} \leq V_{in1} < 2V_{ref}$   $2V_{ref} \leq V_{in1} < 3V_{ref}$   $3V_{ref} \leq V_{in1} < 5V_{ref}$  และ  $5V_{ref} \leq V_{in1}$  ในวิทยานิพนธ์ได้นำเสนอการวิเคราะห์หาค่าสมมูลทางไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์เพื่อ ใช้ในการพิจารณาค่าประสิทธิภาพของวงจร และนำเสนอการต่อขานานวงจรคอนเวอร์เตอร์หลายๆ วงจรเพื่อให้มีค่าประสิทธิภาพทางไฟฟ้าที่สูงขึ้น

#### 1.5 ขั้นตอนของการศึกษา

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 5 บทด้วยกันคือ

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาของงานวิจัย ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตของการวิจัย และขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย พื้นฐานของวงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ ทฤษฎีวงจรไฟฟ้าที่นำมาใช้ในการงานวิจัย การคำนวณพลังงานสะสมพลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์

บทที่ 3 กล่าวถึงการออกแบบ การจัดโครงสร้างวงจร การคำนวณหาอัตราส่วนการแปลงผัน ค่าความต้านทานภายในวงจร การหาประสิทธิภาพของวงจร การต่อวงจรร่วมกันแบบขนานและวงจรสมมูลที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

บทที่ 4 นำเสนอผลการทดลองและผลการจำลองด้วยโปรแกรม SPICE เปรียบเทียบการทดลองโดยโปรแกรม MATLAB

บทที่ 5 เป็นบทสรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

## บทที่ 2

# ทฤษฎีพื้นฐานที่ใช้ในการวิจัย

ในบทนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องในการวิจัย และพื้นฐานของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ซึ่งเนื้อหาในบทนี้จะกล่าวถึงหลักทฤษฎีพื้นฐานของตัวเก็บประจุ พลังงานสะสม และพลังงานสูญเสียในอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ และทฤษฎีวงจรไฟฟ้าที่เกี่ยวข้องกับการสมมูลแหล่งจ่าย

### 2.1 ประจุไฟฟ้า

ประจุไฟฟ้าเป็นคุณสมบัติพื้นฐานของอนุภาคซึ่งเล็กกว่าอะตอมและมีค่าเป็นขั้นๆ ไม่ต่อเนื่อง สามารถระบุค่าในรูปของ ค่าประจุพื้นฐาน (Elementary Particle) โดยอิเล็กตรอนมีค่าประจุ  $-1$  โพรตอนมีค่าประจุ  $+1$  ควาร์กมีค่าประจุเป็นเศษส่วน  $-1/3$  หรือ  $2/3$  และอนุภาคต่อต้าน (Antiparticle) ของอนุภาคดังกล่าวมีประจุตรงกันข้ามนอกจากนั้นแล้วยังมีอนุภาคที่ประจุอื่นๆ อีก ค่าประจุไฟฟ้าของวัตถุขนาดใหญ่ มีค่าเท่ากับผลรวมของประจุไฟฟ้าของอนุภาค ที่เป็นองค์ประกอบ โดยปกติแล้วค่าประจุของวัตถุมีค่ารวมเท่ากับศูนย์ เนื่องจากธรรมชาติแล้วอะตอมหนึ่งๆ มีจำนวนอิเล็กตรอนเท่ากับจำนวนโปรตอน ค่าประจุจึงหักล้างกันไป ส่วนกรณีที่ค่าประจุรวมไม่เท่ากับศูนย์นั้นมักจะเรียกว่า ไฟฟ้าสถิตย์ แต่ในกรณีที่ผลรวมของค่าประจุเท่ากับศูนย์ แต่การกระจายตัวของประจุนั้นไม่สม่ำเสมอ จะเรียกวัดุนั้นว่ามีขั้ว (Polarized) หากประจุไฟฟ้าเคลื่อนที่ไปในทิศทางใดทิศทางหนึ่งนั้นจะทำให้เกิดกระแสไฟฟ้า หน่วย SI ของประจุไฟฟ้ามีค่าเป็นคูลอมบ์ มีค่าประมาณ  $6.24 \times 10^{18}$  เท่าของค่าประจุพื้นฐาน ค่าคูลอมบ์นั้นกำหนดขึ้นโดยเท่ากับปริมาณของประจุทั้งหมดที่วิ่งผ่าน พื้นที่ตัดขวางของตัวนำ ที่มีกระแสไหลผ่าน 1 แอมแปร์ ในช่วงเวลา 1 วินาที นิยมใช้สัญลักษณ์  $Q$  ในการแทนประจุ

### 2.2 ตัวเก็บประจุ (Capacitor)

ตัวเก็บประจุ[1]หรือที่เรียกว่า ตัวคาปาซิเตอร์ (Capacitor) หรือ ตัวคอนเดนเซอร์ (Condenser) หรือเรียกย่อๆ ว่า ซี (C) ตัวคาปาซิเตอร์ เป็นอุปกรณ์ทางไฟฟ้าที่สามารถเก็บสะสมประจุไฟฟ้าเอาไว้ในตัว ซึ่งมีคุณสมบัติเปรียบเสมือนแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้า ที่ต่อภายในวงจรสามารถใช้ตัวคาปาซิเตอร์เพื่อเพิ่มหรือลด ค่าความจุ (Capacitance) ในวงจรได้ ค่าความจุไฟฟ้าคือ ความสามารถในการที่จะสะสมหรือเก็บประจุไฟฟ้าเอาไว้ได้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.2.1 หลักการทำงานโดยทั่วไปของตัวคาปาซิเตอร์

โครงสร้างพื้นฐานของตัวเก็บประจุนี้ ประกอบด้วยแผ่นตัวนำ 2 แผ่นวางขนานกัน โดยมีฉนวนที่เรียกว่า ไดอิเล็กทริก (Dielectric) กั้นอยู่ตรงกลาง ฉนวนไดอิเล็กทริก อาจจะเป็น อากาศ กระจก น้ำมัน ไมก้า เซรามิก หรือน้ำยาอิเล็กโทรไลต์ ความจุของตัวคาปาซิเตอร์ (Capacity) คือความสามารถในการสะสมประจุไฟฟ้าของตัวคาปาซิเตอร์ ซึ่งขึ้นอยู่กับ

1. พื้นที่ผิวของแผ่นตัวนำ
2. ระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง
3. ชนิดของวัสดุที่ใช้เป็นไดอิเล็กทริก

พื้นที่ผิวของตัวนำเป็นสิ่งสำคัญที่กำหนดขนาดของความจุ เนื่องจากแผ่นตัวนำที่มีพื้นที่มากจะสามารถรับจำนวนอิเล็กตรอนได้มากกว่าแผ่นตัวนำที่มีพื้นที่น้อย ระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสองแผ่นจะมีผลต่อปฏิกิริยาระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสองแผ่นที่วางขนานกันซึ่งค่าระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสองจะแปรผกผันกับค่าความจุระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง ซึ่งมีผลมาจากประจุไฟฟ้าบนแผ่นตัวนำหนึ่งส่งผลมากกระทำต่อประจุไฟฟ้าบนแผ่นตัวนำอีกแผ่นหนึ่ง โดยแผ่นตัวนำที่รับอิเล็กตรอนเพิ่มขึ้นจะมีประจุเป็นลบและส่งผลผลักดันให้อิเล็กตรอนที่อยู่บนแผ่นตัวนำตรงข้ามหลุดออกไปผลให้เกิดประจุบวกที่แผ่นตัวนำนี้ ในขณะเวลาเดียวกันแผ่นตัวนำที่มีประจุบวก ก็จะเหนี่ยวนำให้อิเล็กตรอนที่ไหลเข้ามาที่แผ่นตัวนำตรงข้ามเพิ่มมากขึ้น ทำให้เกิดประจุลบบนแผ่นตัวนำที่รับอิเล็กตรอนเข้ามา ชนิดของวัสดุที่ใช้ทำเป็นไดอิเล็กทริก จะเปรียบเทียบความเป็นฉนวนกับอากาศ เพราะอากาศมีค่าคงที่ไดอิเล็กทริก (Dielectric Constant) เท่ากับ 1 ตัวอย่างค่าไดอิเล็กทริกบางชนิดแสดงได้ตามตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 แสดงค่า ไดอิเล็กทริกในชนิดต่าง [1]

ชนิดของไดอิเล็กทริก	ค่าคงที่ไดอิเล็กทริก $\left( \epsilon_r = \frac{\epsilon}{\epsilon_0} \right)$
อากาศ (Air)	1
เซรามิก (Ceramics)	80-1,200
แก้ว (Glass)	8
ไมก้า (Mica)	5.4
น้ำมันมะกอก (Oil)	2-5
กระดาษ (paper)	3
ยางแข็ง (Rubber)	2.5-3
น้ำยาเคมี (Electrolytic)	81

จากตารางที่ 2.1 ค่าไดอิเล็กตริกของแก้วเท่ากับ 8 หมายความว่า จะมีค่าความจุเพิ่มเป็น 8 เท่าเมื่อเทียบกับอากาศหรือน้ำมันมะกอก มีค่าคงที่ของไดอิเล็กตริกเท่ากับ 3 หมายความว่า จะมีค่าความจุเพิ่มเป็น 3 เท่าของอากาศ ซึ่งค่าคงที่ไดอิเล็กตริกยิ่งมากจะทำให้มีค่าความจุของตัวเก็บประจุสูงมากตามไปด้วย แต่ค่าความคงทนหรือความแกร่งของไดอิเล็กตริกจะมีผลต่ออัตราทนกำลังไฟของตัวเก็บประจุนั้นๆ ชนิดของไดอิเล็กตริกที่ใช้ทำคาปาซิเตอร์ที่ดี ที่สุด คือไมก้า แต่มีค่าความจุน้อย ส่วนไดอิเล็กตริกที่มีการรั่วของประจุมากที่สุดคือชนิด น้ำยาเคมี ซึ่งจะมีการรั่วของประจุถึงมิลลิแอมแปร์ ดังนั้นจึงนิยมนำมาใช้ในวงจรที่ไม่ต้องการความละเอียดมากมายนัก เช่น วงจรฟิลเตอร์ในชุดจ่ายไฟ

ค่าความจุสามารถคำนวณได้จากสมการที่ (2.1) [1]

$$C = \frac{0.224K_e A(N-1)}{d} \quad (2.1)$$

เมื่อ	$C$	แทนความจุ (Capacitance) หน่วย (PF)
	$K_e$	แทนค่าคงที่ไดอิเล็กตริก
	$A$	แทนค่าพื้นที่ของแผ่นตัวนำ (ตารางนิ้ว)
	$N$	แทนจำนวนแผ่นตัวนำที่วางซ้อนกัน
	$d$	แทนระยะห่างระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง (นิ้ว)

2.2.2 การแบ่งชนิดของตัวเก็บประจุแบ่งได้เป็น 2 ชนิดคือ

1. ตัวเก็บประจุนิคมค่าคงที่ (Fixed Capacitor)
2. ตัวเก็บประจุนิคมปรับค่าได้ (Variable Capacitor)

### 2.3 พลังงานสะสมและพลังงานสูญเสีย

กำลังไฟฟ้าสามารถคำนวณได้จากผลคูณระหว่างกระแสและแรงดันดังสมการที่ (2.2)

$$p = iv \quad (2.2)$$

โดยที่	$p$	แทนกำลังไฟฟ้า (W)
	$i$	แทนกระแส (A)

$v$  แทนแรงดันไฟฟ้า (V)

และสามารถคำนวณกำลังไฟฟ้าจากอัตราการเปลี่ยนแปลงของพลังงานต่อหน่วยเวลา ตามสมการที่(2.3)

$$p = \frac{dw}{dt} \quad (2.3)$$

โดยที่  $w$  แทนพลังงาน (J)  
 $t$  แทนเวลา (s)

### 2.3.1 พลังงานสะสมในตัวอินดักเตอร์

ในตัวอินดักเตอร์ที่ไม่มีกระแสไหลผ่าน จะไม่มีพลังงานในขดลวดนั้น แต่หากมีกระแสไหล จะมีพลังงานสะสมในขดลวดในรูปของสนามแม่เหล็ก หากที่เวลา  $t$  ใดๆ มีกระแส  $i$  ไหลผ่านและมีแรงดัน  $v$  ตกคร่อมตัวอินดักเตอร์ จะได้ว่ากำลังที่เวลานั้นจะมีค่าตามสมการที่ (2.2) และจากสมการแรงดันไฟฟ้าที่ตกคร่อมตัวอินดักเตอร์

$$v = L \frac{di}{dt} \quad (2.4)$$

$$\text{ดังนั้น } p = iL \frac{di}{dt} \quad (2.5)$$

เมื่อต้องการคำนวณหาพลังงานสะสมในขดลวดที่เพิ่มขึ้น ระหว่างเวลา  $t_1$  และ  $t_2$  ใดๆ จะคำนวณได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \Delta W &= W_2 - W_1 \\ &= \int_{t_1}^{t_2} p dt \\ &= \int_{t_1}^{t_2} iL \frac{di}{dt} dt \\ &= \int_{i_1}^{i_2} iL di \\ &= \frac{1}{2} L (i_2^2 - i_1^2) \end{aligned} \quad (2.6)$$

โดยที่ กระแส  $i_1$  และ  $i_2$  เป็นกระแสที่ไหลในขดลวดเมื่อเวลา  $t_1$  และ  $t_2$  ตามลำดับ พลังงานที่มีอยู่ในตัวอินดักเตอร์ซึ่งมีกระแส  $i$  ไหลอยู่มีค่าเท่ากับ

$$W = \frac{1}{2} LI^2 \quad (2.7)$$

ตามอุคมคติในตัวอินดักเตอร์ซึ่งปราศจากค่าความต้านทานของขดลวด พลังงานนี้ไม่ได้สูญเสียไปไหนเพียงแต่สะสมในรูปของสนามแม่เหล็ก สามารถนำกลับคืนมาได้ เมื่อกระแสลดลงเป็นศูนย์

### 2.3.2 พลังงานสะสมในคาปาซิเตอร์

คาปาซิเตอร์ที่ไม่มีประจุอยู่หรือไม่มีแรงดันตกคร่อมระหว่างแผ่นตัวนำทั้งสอง จะไม่มีพลังงานในคาปาซิเตอร์นั้นแต่หากให้ประจุหรือแรงดันไฟฟ้าแก่แผ่นตัวนำทั้งสองของคาปาซิเตอร์ จะมีพลังงานสะสมอยู่ในรูปของพลังงานไฟฟ้า ที่เวลา  $t$  ใดๆ ซึ่งมีกระแส  $i$  ไหลเข้าสู่คาปาซิเตอร์ และมีแรงดัน  $v$  ระหว่างแผ่นตัวนำ กำลังที่เวลานั้น จะมีค่าตามสมการที่ (2.2) เมื่อความสัมพันธ์ค่ากระแสในวงจรคาปาซิเตอร์ เป็นตามสมการที่ (2.8)

$$i = C \frac{dv}{dt} \quad (2.8)$$

ดังนั้นจะได้

$$p = Cv \frac{dv}{dt} \quad (2.9)$$

พลังงานที่เพิ่มขึ้นระหว่างเวลา  $t_1$  และ  $t_2$  ใดๆ จะคำนวณได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \Delta w &= w_2 - w_1 \\ &= \int_{t_1}^{t_2} p dt \\ &= \int_{t_1}^{t_2} Cv \frac{dv}{dt} dt \\ &= \int_{v_1}^{v_2} Cv dv \\ &= \frac{1}{2} C (V_2^2 - V_1^2) \end{aligned} \quad (2.10)$$

หรือกล่าวอีกนัยหนึ่งคือ พลังงานที่มีอยู่ในคาปาซิเตอร์ ที่มีแรงดันตกคร่อมเท่ากับ  $V$  จะมีพลังงาน  
ดังแสดงในสมการที่ (2.11) จะมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$W_c = \frac{1}{2} CV^2 \quad (2.11)$$

พลังงานนี้สะสมในรูปของสนามไฟฟ้าระหว่างแผ่นทั้งสองของตัวนำ และสามารถนำกลับออกมาได้ หากให้แรงดัน  $V$  ลดลงมาเป็นศูนย์ซึ่งหมายความว่าคาปาซิเตอร์มีค่าความจุตามอุดมคติเท่านั้น แต่ในทางปฏิบัติอาจมีการสูญเสียพลังงานเนื่องจากค่าความต้านทานของสารไดอิเล็กตริก การพิจารณาพลังงานสูญเสียในรูปของประจุไฟฟ้า สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (2.12)

$$q(t) = Cv(t) \quad (2.12)$$

$$i = \frac{dq}{dt} \quad (2.13)$$

$$dq = idt \quad (2.14)$$

ดังนั้น  $dq(t) = Cdv(t) = idt$

$$i = \frac{Cdv(t)}{dt} \quad (2.15)$$

จากสมการ  $W_c = \frac{1}{2} CV^2$

แทนค่า  $V = \frac{Q}{C}$

จะได้

$$\begin{aligned} W_c &= \frac{1}{2} C \left( \frac{Q}{C} \right)^2 \\ &= \frac{1}{2C} (Q)^2 \end{aligned} \quad (2.16)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.3 พลังงานสูญเสียในตัวต้านทาน

ตัวต้านทานจะต่างกับตัวอินดักเตอร์และตัวคาปาซิเตอร์ที่ไม่สามารถ สะสมพลังงานได้ แต่เป็นตัวที่เปลี่ยนรูปพลังงานไฟฟ้าไปเป็นพลังงานความร้อนพิจารณาที่เวลา  $t$  ใดๆ มีกระแส  $i$  ไหลผ่านตัวต้านทาน ซึ่งมีความต้านทาน  $R$  สามารถคำนวณหาค่ากำลังที่ตัวต้านทาน ได้ตามสมการที่ (2.2) เมื่อสมการแรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน เป็นตามสมการที่ (2.17)

$$v = iR \quad (2.17)$$

ดังนั้นกำลังไฟฟ้า

$$p = i^2 R \quad (2.18)$$

หากพิจารณาให้กระแส  $i_1$  และ  $i_2$  เป็นกระแสที่ไหลในตัวต้านทานที่เวลา  $t_1$  และ  $t_2$  ใดๆ สามารถคำนวณหาพลังงานที่ตัวต้านทานได้ตามสมการที่ (2.19)

$$\begin{aligned} \Delta W &= W_2 - W_1 \\ &= \int_{t_1}^{t_2} p dt \\ &= \int_{t_1}^{t_2} Ri^2 dt \end{aligned} \quad (2.19)$$

ถ้าทราบ  $I$  ว่าแปรอย่างไรกับเวลา  $t$  สามารถคำนวณค่าพลังงานออกมาได้ แต่ในกรณีที่  $i=I$  ที่  $t$  ใดๆ สามารถเขียนสมการได้เป็น

$$\begin{aligned} \Delta W &= RI^2 \int_{t_1}^{t_2} dt \\ &= RI^2 (t_2 - t_1) \end{aligned} \quad (2.20)$$

พลังงานจำนวนนี้จะเปลี่ยนเป็นความร้อนทั้งหมด และไม่สามารถจะแปรรูปกลับคืนมาได้ เหมือนตัวอินดักเตอร์และตัวคาปาซิเตอร์

## 2.4 ทฤษฎีวงจรไฟฟ้า

### 2.4.1 การแปลงแหล่งกำเนิด

การแปลงแหล่งกำเนิด เป็นขั้นตอนการแปลงรูปแบบของแหล่งกำเนิด จากแหล่งกำเนิดกระแสเป็นแหล่งกำเนิดแรงดัน หรือจากแหล่งกำเนิดแรงดันเป็นแหล่งกำเนิดกระแส[3] โดยไม่มีการเปลี่ยนแปลงคุณลักษณะของวงจร



(ก) วงจรสมมูลแหล่งกำเนิดแรงดัน

(ข) วงจรสมมูลแหล่งกำเนิดกระแส

รูปที่ 2.1 วงจรสมมูลแหล่งกำเนิดแรงดันและกระแส

ตามรูปที่ 2.1(ก) เมื่อลัดวงจรที่ขั้ว a-b โดยมีค่าแรงดัน  $v = 0V$  จะได้ค่ากระแส  $i$  คือ

$$i = \frac{v_s}{R} \quad (2.21)$$

สิ่งที่ต้องการในการแปลงแหล่งกำเนิดแรงดันเป็นแหล่งกำเนิดกระแสคือ  $i = i_s$  ดังนั้น

$$i_s = \frac{v_s}{R} \quad (2.22)$$

ในทำนองเดียวกันสำหรับการแปลงแหล่งกำเนิดกระแสเป็นแหล่งกำเนิดแรงดัน เมื่อพิจารณาที่ขั้ว a-b ของวงจรในรูปที่ 2.1 (ข) โดยการเปิดวงจรที่ขั้ว a-b ซึ่งจะไม่มีการไหลระหว่างขั้ว a-b จะได้ค่ากระแส  $i = 0$  ดังนั้น

$$v = i_s R \quad (2.23)$$

โดยที่  $v = v_s$  ดังนั้น

$$v_s = i_s R \quad (2.24)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

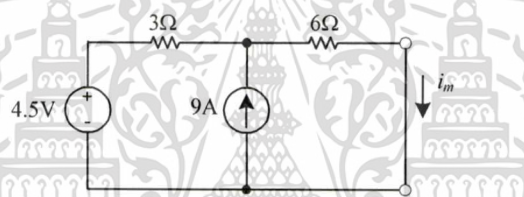
## 2.4.2 ทฤษฎีการวางซ้อน

การนำหลักการการวางซ้อน (Superposition Principle) มาใช้ในการวิเคราะห์วงจรเชิงเส้นที่มีแหล่งกำเนิดอิสระมากกว่าหนึ่งตัวขึ้นไป จะพิจารณาหาค่ากระแสหรือค่าแรงดันที่สนใจจากผลตอบสนองของแหล่งกำเนิดอิสระทีละตัว โดยพิจารณาแหล่งกำเนิดอิสระตัวอื่น ๆ ดังนี้

- สำหรับแหล่งกำเนิดแรงดันอิสระให้ลัดวงจร (Short Circuit)
- สำหรับแหล่งกำเนิดกระแสอิสระให้เปิดวงจร (Open Circuit)

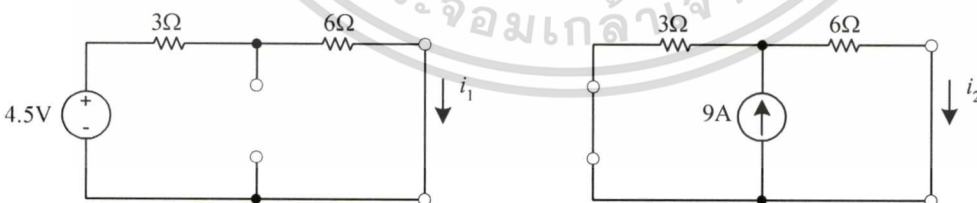
และในตอนต่อ ๆ มาให้คิดจากแหล่งกำเนิดอิสระที่เหลือในวงจรทีละตัวในลักษณะทำนองเดียวกันจนกว่าจะครบทุก ๆ แหล่งกำเนิด แล้วนำผลที่ได้จากขั้นตอนดังกล่าวมารวมกันทางพีชคณิต ก็จะได้ค่ากระแสหรือค่าแรงดันที่เกิดขึ้นภายในวงจร

พิจารณาจากรูปที่ 2.2 สามารถคำนวณหาค่ากระแส  $i_m$  ที่ไหลผ่าน ตัวต้านทาน  $6\Omega$  ได้ดังนี้



รูปที่ 2.2 ตัวอย่างวงจรที่มี 2 แหล่งจ่าย

จากรูปวงจรมีแหล่งกำเนิดอิสระ 2 ตัว คือแหล่งจ่ายกระแสและแหล่งจ่ายแรงดัน ดังนั้นเมื่อวิเคราะห์ด้วยหลักการการวางซ้อนจะแยกวิเคราะห์ได้ 2 กรณี ดังรูปที่ 2.3(ก) และ 2.3(ข)



(ก) พิจารณาแหล่งกำเนิดแรงดัน 4.5V

(ข) พิจารณาแหล่งกำเนิดกระแส 9A

รูปที่ 2.3 การพิจารณาวงจรตามทฤษฎีวางซ้อน

จากรูปที่ 2.3(ก) สามารถคำนวณค่ากระแสได้เท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของสถาบันพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่อนุญาติให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

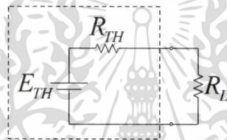
จากรูปที่ 2.3 (จ) สามารถคำนวณค่ากระแสได้เท่ากับ

$$i_2 = \frac{3}{3+6}(9) = 3A$$

จากหลักการการวางซ้อน จะได้  $i_m = i_1 + i_2 = 0.5 + 3 = 3.5A$

### 2.4.3 ทฤษฎีบทของเทวินิน

ทฤษฎีบทของเทวินิน[3]นิยมนำมาใช้ในการวิเคราะห์วงจรที่ซับซ้อนโดยการ แทนวงจรด้วยแหล่งจ่ายแรงดันและตัวต้านทานเพียงตัวเดียวที่เรียกว่าแรงดันเทวินิน (Thevinin's Equivalent Voltage;  $E_{TH}$ ) และความต้านทานเทวินิน (Thevinin's Equivalent Resistance;  $R_{TH}$ ) ดังรูปที่ 2.4



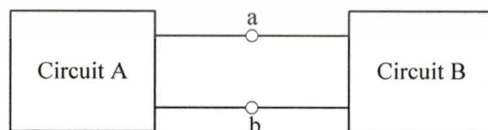
รูปที่ 2.4 วงจรสมมูลเทวินิน

การสมมูลวงจรด้วยทฤษฎีบทของเทวินิน กรณีที่วงจรประกอบด้วยตัวต้านทานและแหล่งกำเนิดอิสระ มีขั้นตอนการสมมูล ดังนี้

1. เปิดวงจรที่ขั้ววงจรที่จะพิจารณา สมมติเป็นขั้ว a-b แล้วหาค่าแรงดัน  $v_{ab}$  โดยกำหนดให้ขั้ว a เป็นขั้วแรงดันบวก จะได้  $v_{oc} = v_{ab}$
2. สมมูลค่าความต้านทานของวงจรที่ขั้ว a-b โดยเปิดวงจรที่แหล่งกำเนิดกระแส และลัดวงจรที่แหล่งกำเนิดแรงดัน จะได้ค่าความต้านทานสมมูล  $R_{TH}$  หรือจะพิจารณาตามขั้นตอน ดังนี้

#### ขั้นที่ 1

จากวงจรทั้งหมดแยกพิจารณาเป็น 2 ส่วน (เช่นกำหนดเป็นวงจร A และวงจร B)

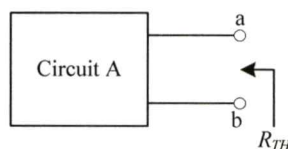


รูปที่ 2.5 การแยกพิจารณาวงจร A และวงจร B ตามทฤษฎีบทของเทวินิน

#### ขั้นที่ 2

แยกวงจรทั้งสองส่วนออกจากกัน (แยกพิจารณาเฉพาะวงจร A)

B ตามทฤษฎีบทของเทวินิน



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการวิจัยเท่านั้น ไม่สามารถนำข้อมูลไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไร่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงที่มาของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

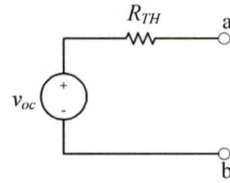
รูปที่ 2.6 แยกพิจารณาเฉพาะวงจร A ตาม

ทฤษฎีบทของเทวินิน

### ขั้นที่ 3

ลดรูปวงจร A ให้เหลือเพียงแหล่งกำเนิดแรงดันต่ออนุกรมกับตัวต้านทาน (วงจรสมมูลแบบเทวินิน)

เมื่อ  $v_{oc}$  คือ ค่าแรงดันระหว่างขั้ว a-b ( $v_{ab}$ ) เมื่อเปิดวงจรที่ขั้ว a-b (Open Circuit Voltage)

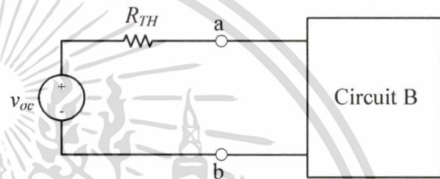


$R_{TH}$  คือ ความต้านทานสมมูลของวงจร A ที่ขั้ว a-b ( $R_{ab}$ )

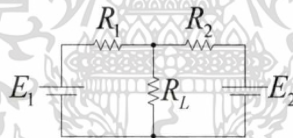
รูปที่ 2.7 วงจรสมมูลเทวินิน ส่วนวงจร A

### ขั้นที่ 4

นำวงจร B มาต่อเข้ากับวงจรสมมูลแบบเทวินิน เพื่อวิเคราะห์หาค่ากระแสหรือแรงดันที่สนใจภายในวงจรต่อไป



รูปที่ 2.8 การต่อวงจรสมมูลเทวินิน กับวงจร B



รูปที่ 2.9 วงจรเพื่อวิเคราะห์ตามหลักทฤษฎีเทวินิน

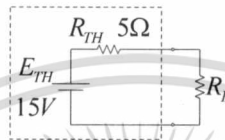
จากรูปที่ 2.9 สมมติ ให้  $E_1 = 10V$   $E_2 = 20V$   $R_1 = 10\Omega$   $R_2 = 10\Omega$  สามารถคำนวณค่าและเขียนวงจรสมมูลแบบเทวินินได้ ดังนี้

$$\begin{aligned} E_{TH} &= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot E_1 + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot E_2 \\ &= \frac{10}{10+10} \cdot 10V + \frac{10}{10+10} \cdot 20V \\ &= 5V + 10V \\ &= 15V \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 R_{TH} &= R_1 // R_2 \\
 &= \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \\
 &= \frac{(10)(10)}{10 + 10} \\
 &= 5\Omega
 \end{aligned}$$

วงจรสมมูลแบบเทวินินตามรูปที่ 2.9 สามารถเขียนได้ดังรูปที่ 2.10



รูปที่ 2.10 วงจรสมมูลเทวินิน

2.4.4 ทฤษฎีบทของนอร์ตัน

ทฤษฎีบทของนอร์ตันถูกนำมาใช้ในการวิเคราะห์ห้วงจร โดยการแทนวงจรด้วยแหล่งจ่ายกระแสและตัวต้านทานเพียงตัวเดียว โดยมีการสมมูลวงจรเช่นเดียวกับทฤษฎีบทของเทวินินดังนี้

ขั้นที่ 1

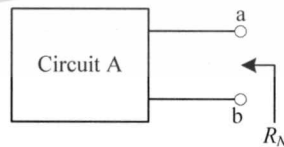
จากวงจรทั้งหมดแยกพิจารณาเป็น 2 ส่วน (เช่นกำหนดเป็นวงจร A และวงจร B)



รูปที่ 2.11 การแยกพิจารณาวงจร A และวงจร B ตามทฤษฎีบทของนอร์ตัน

ขั้นที่ 2

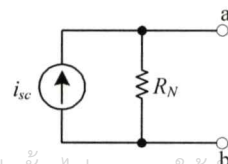
แยกวงจรทั้งสองส่วนออกจากกัน (แยกพิจารณาเฉพาะวงจร A)



รูปที่ 2.12 แยกพิจารณาเฉพาะวงจร A ตามทฤษฎีบทของนอร์ตัน

ขั้นที่ 3

ลดรูปวงจร A ให้เหลือเพียงแหล่งกำเนิดกระแสต่อขนานกับตัวต้านทาน (วงจรสมมูลแบบนอร์ตัน)



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
เมื่อ  $i_{sc}$  คือ ค่ากระแสที่ไหลจากขั้ว a ไปยังขั้ว b

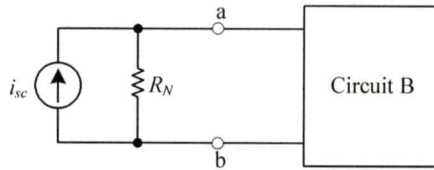
รูปที่ 2.13 วงจรสมมูลนอร์ตัน ส่วนวงจร A

ขั้ว b เมื่อลัดวงจรที่ขั้ว a-b (Short  
Circuit Current)

$R_N$  คือ ความต้านทานสมมูลของ  
วงจร A ที่ขั้ว a-b ( $R_{ab}$ )

ขั้นที่ 4

นำวงจร B มาต่อเข้ากับวงจรสมมูลแบบ  
นอร์ตัน เพื่อวิเคราะห์หาค่ากระแสหรือ  
แรงดันที่สนใจภายในวงจรต่อไป



รูปที่ 2.14 การต่อวงจรสมมูลนอร์ตัน กับวงจร B

2.4.5 การส่งผ่านกำลังสูงสุด

การส่งผ่านกำลังสูงสุด (Maximum Power Transfer) เป็นขั้นตอนการพิจารณาค่าความ  
ต้านทาน โหลด  $R_L$  ที่เหมาะสม เพื่อให้เกิดการส่งผ่านกำลังจากแหล่งกำเนิดไปยังโหลดด้วยค่า  
กำลังสูงสุด



(ก) วงจรที่พิจารณาค่าความต้านทาน โหลด  $R_L$  (ข) สมมูลวงจรด้วยทฤษฎีบทของเทวินิน

รูปที่ 2.15 การส่งกำลังสูงสุด

จากรูปที่ 2.15(ก) เมื่อสมมูลวงจร A ด้วยวงจรสมมูลแบบเทวินินจะได้วงจรดังรูปที่ 2.15(ข) ถ้า  
กำหนดให้  $p_{load}$  คือ ค่ากำลังที่โหลด  $R_L$  ได้รับ จะได้ว่า

$$p_{load} = i^2 R_L \tag{2.25}$$

เมื่อ 
$$i = \frac{E_{TH}}{R_{TH} + R_L} \tag{2.26}$$

ดังนั้น 
$$p_{load} = \left( \frac{E_{TH}}{R_{TH} + R_L} \right)^2 R_L \tag{2.27}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

การเลือกค่าความต้านทาน โหลด  $R_L$  ที่ทำให้เกิดการส่งผ่านกำลังสูงสุด พิจารณาจาก

$$\frac{dp_{load}}{dR_L} = \frac{(R_{TH} + R_L)^2 E_{TH}^2 - R_L E_{TH}^2 2(R_{TH} + R_L)}{(R_{TH} + R_L)^4}$$

$$0 = \frac{(R_{TH} - R_L) E_{TH}^2}{(R_{TH} + R_L)^3}$$

ดังนั้น การส่งผ่านกำลังสูงสุดจะเกิดขึ้นเมื่อ

$$R_L = R_{TH} \quad (2.28)$$

ค่ากำลังสูงสุดที่ตัวต้านทาน  $R_L$  ได้รับ คือ

$$P_{load(max)} = \frac{E_{TH}^2}{4R_{TH}} \quad (2.29)$$

ประสิทธิภาพของการส่งผ่านกำลัง  $\eta$  (Efficiency of Power Transfer) จะพิจารณาจากอัตราส่วนของค่ากำลังที่โหลดได้รับ  $p_{load}$  ต่อค่ากำลังที่จ่ายโดยแหล่งกำเนิด  $p_{source}$  โดยเขียนเป็นสมการได้ว่า

$$\eta = \frac{P_{load}}{P_{source}} \quad (2.30)$$

สำหรับในกรณีการส่งผ่านกำลังสูงสุด เมื่อ  $R_L = R_{TH}$  จะได้ว่า

$$P_{source} = E_{TH} i$$

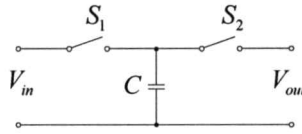
$$= E_{TH} \left( \frac{E_{TH}}{R_{TH} + R_L} \right)$$

$$= \frac{E_{TH}^2}{2R_L} \quad (2.31)$$

ค่าประสิทธิภาพของการส่งผ่านกำลัง  $\eta = 1/2$  นั่นคือ ในกรณีการส่งผ่านกำลังสูงสุดจะมีประสิทธิภาพของการส่งผ่านกำลังเพียงแค่ 50%

## 2.5 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ (Switched Capacitor Circuits)

วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ เป็นวงจรที่ประกอบด้วยตัวสวิตช์ และตัวเก็บประจุหรือเรียกว่าตัวคาปาซิเตอร์ การทำงานของวงจรสามารถอธิบายเบื้องต้นได้ตามรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์

วงจรดังรูปที่ 2.16 ประกอบด้วย ตัวคาปาซิเตอร์  $C$  และสวิตช์  $S_1$  และ  $S_2$  ที่สลับกันปิด-เปิดวงจร เมื่อสวิตช์  $S_1$  ปิดวงจรตัว  $C$  จะเก็บประจุจากแหล่งจ่ายอินพุต  $V_{in}$  ได้ดังสมการที่ (2.32)

$$q_{in} = CV_{in} \quad (2.32)$$

ในทางกลับกัน เมื่อสวิตช์  $S_1$  เปิดวงจรและสวิตช์  $S_2$  ปิดวงจร ตัว  $C$  จะคายประจุออกที่  $V_{out}$

$$q_{out} = CV_{out} \quad (2.33)$$

การถ่ายโอนประจุไฟฟ้าในแต่ละคาบเวลา กำหนดให้เท่ากับ  $q$  โดยที่

$$\begin{aligned} q &= q_{out} - q_{in} \\ &= C(V_{out} - V_{in}) \end{aligned} \quad (2.34)$$

ถ้าการถ่ายโอนประจุอยู่ในอัตราความถี่  $f$  สามารถคำนวณค่ากระแสได้ดังนี้

$$I = qf \quad (2.35)$$

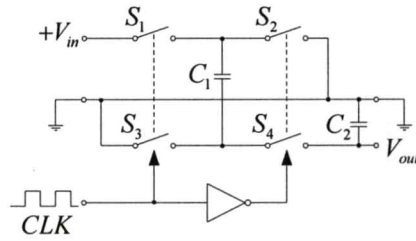
หรือ  $q = I \cdot t \quad (2.36)$

แทนสมการที่ (2.33) ลงในสมการที่ (2.35) จะได้

$$I = C(V_{out} - V_{in})f \quad (2.37)$$

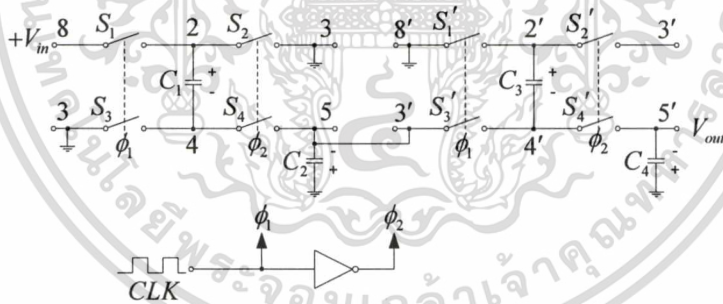
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตัวอย่างวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ ที่ใช้ IC LMC 7660 ที่ประกอบด้วยสวิตช์แบบ CMOS ที่ต่อลำดับกัน แสดงได้ดังรูปที่ 2.17

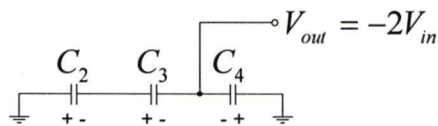


รูปที่ 2.17 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ใช้ IC LMC 7660

จากรูปจะทำให้แรงดันเอาต์พุตที่ได้มีค่าเท่ากับอินพุตแต่กลับขั้วกันกล่าวคือ เมื่อสัญญาณ CLK เป็นพัลส์บวกสวิตช์  $S_1$  และ  $S_3$  จะปิดวงจร แต่ สวิตช์  $S_2$  และ  $S_4$  จะเปิดวงจรทำให้  $C_1$  ชาร์จประจุ จนมีแรงดันเท่ากับแหล่งจ่าย  $V_{in}$  แต่เมื่อสัญญาณ CLK เป็นศูนย์ สถานะของสวิตช์จะสลับกัน ทำให้ประจุที่  $C_1$  ถูกชาร์จเข้าที่  $C_2$  จึงทำให้แรงดันที่  $C_2$  มีค่าเท่ากับ  $V_{in}$  แต่มีศักย์ตรงกันข้าม หากต้องการเพิ่มแรงดันทางด้านเอาต์พุต สามารถต่อวงจรได้ตามรูปที่ 2.18



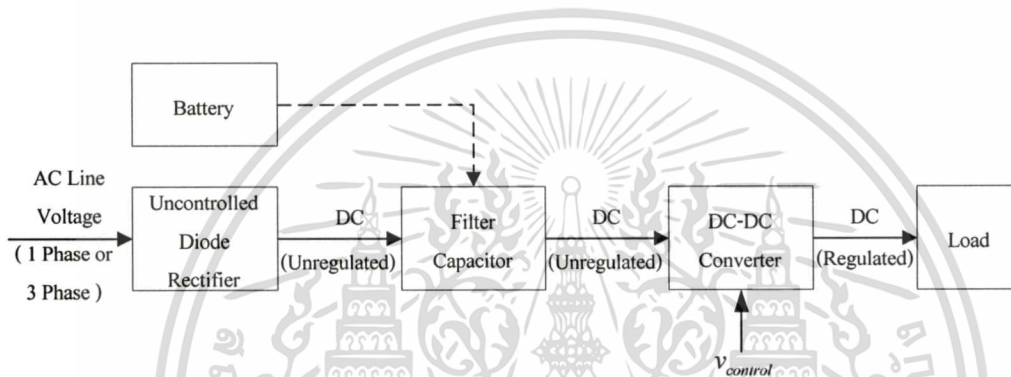
รูปที่ 2.18 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ให้แรงดันเอาต์พุตเป็น 2 เท่าของอินพุต



รูปที่ 2.19 แรงดันไฟฟ้าที่ปรากฏที่เอาต์พุต

## 2.6 วงจรคอนเวอร์เตอร์

การคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง[2] หรือที่เรียกว่า ดีซี-ดีซี คอนเวอร์เตอร์ เป็นการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงที่ระดับแรงดันหนึ่งๆ ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่ระดับแรงดันต่างๆ โดยการใช้อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำมาเป็นสวิตช์ควบคุม การถ่ายโอนพลังงาน จากอินพุตไปยังเอาต์พุต ด้วยวิธีการเปิด-ปิดหรือการตัดต่อของสวิตช์ ที่เรียกว่า ชอปเปอร์ (Chopper) มาตัดต่อสัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงทางด้านอินพุต เพื่อให้ได้ค่าทางด้านเอาต์พุตตามที่ต้องการ หลักการของการชอปเปอร์นี้เปรียบเสมือนกับการเปลี่ยนสัดส่วนจำนวนรอบของขดลวด ระหว่าง ขดประณภูมิและขดทุติยภูมิในหม้อแปลงวงจรไฟฟ้ากระแสสลับ

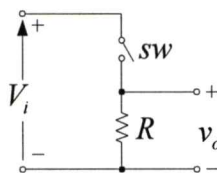


รูปที่ 2.20 บล็อกไดอะแกรมการคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง

พิจารณาจากรูปบล็อกไดอะแกรมที่ 2.20 แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง (DC) จากการเรียงกระแสด้วยวงจรเรียงกระแส (Diode Rectifier) หรือแบตเตอร์ ถูกป้อนผ่านตัวฟิวเตอร์ (Filter) และเป็นอินพุตให้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อแปลงหรือควบคุมแรงดันที่ป้อนให้กับโหลดตามสัญญาณควบคุม ( $v_{control}$ )

### 2.6.1 หลักการคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง

หลักการพื้นฐานในการคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง[4] ตามรูปที่ 2.21 จะใช้สวิตช์ (sw) ตัดต่อสัญญาณที่ป้อนไปยังโหลด  $R$  ซึ่งทำให้สัญญาณไฟฟ้ากระแสตรงที่โหลดทางด้านเอาต์พุตถูกตัดออกเป็นช่วง ๆ ตามช่วงเวลาการเปิด-ปิดของสวิตช์



รูปที่ 2.21 วงจรพื้นฐานในการคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาจากรูปที่ 2.21 จะแบ่งการทำงานออกเป็น 2 โหมด คือ

โหมด 1 จะพิจารณาในช่วงเวลาที่สวิตช์ปิดวงจร ( $t_{on}$ ) พลังงานจากอินพุตจะถูกส่งถ่ายไปยังเอาต์พุต ทำให้แรงดันตกคร่อมโหลด  $R$  ทางด้านเอาต์พุต มีค่าเท่ากับอินพุต

$$v_o = V_i \quad (2.38)$$

โดยที่

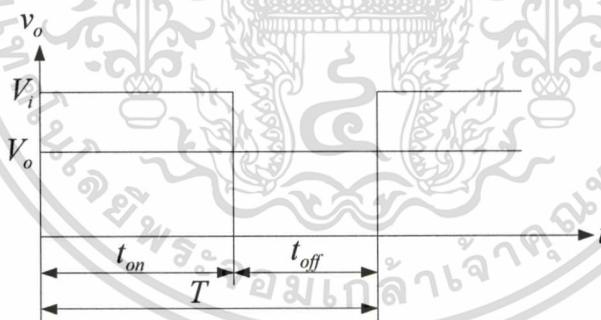
$v_o$  แทนค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุต ( $V$ )

$V_i$  แทนค่าแรงดันทางด้านอินพุต ( $V$ )

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

$$v_o = 0 \quad (2.39)$$

สัญญาณของแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตในโหมด 1 และโหมด 2 แสดงได้ดังรูปที่ 2.22



รูปที่ 2.22 สัญญาณแรงดันไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของโหมด 1 และ โหมด 2

สัญญาณเอาต์พุต ตามรูปที่ 2.22 สามารถคำนวณค่าแรงดันเฉลี่ย ( $V_o$ ) และแรงดันประสิทธิผล ( $V_{rms}$ ) ได้เท่ากับ

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ (2.40)

$$V_{rms} = \left[ \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} v_o^2 dt \right]^{1/2} = \sqrt{DV_i} \quad (2.41)$$

โดยที่

$$D = \frac{t_{on}}{T} \quad (2.42)$$

$D$  แทนค่าคิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle)

$t_{on}$  แทนค่าช่วงเวลาเปิดวงจรของสวิตช์

$T$  แทนช่วงเวลาของคาบสัญญาณ

ค่ากำลังทางดำนอินพุต ( $P_i$ ) และกำลังทางดำนเอาต์พุต ( $P_o$ ) คำนวณได้จากสมการที่

(2.43) และ สมการที่ (2.44)

$$\begin{aligned} P_i &= \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} v_i i dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_i \left( \frac{v_o}{R} \right) dt \\ &= \frac{DV_i^2}{R} \end{aligned} \quad (2.43)$$

$$\begin{aligned} P_o &= \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} v_o i_o dt \\ &= \frac{1}{T} \int_0^{t_{on}} V_o \left( \frac{V_o}{R} \right) dt \\ &= \frac{DV_o^2}{R} \end{aligned} \quad (2.44)$$

ความต้านทานภายใน ( $R_i$ ) ของวงจรเมื่อพิจารณาจากแหล่งจ่าย

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากสมการแรงดันไฟฟ้า กำลังไฟฟ้าและค่าความต้านทานภายในของวงจร พบว่ามีการเปลี่ยนแปลงตามค่าความถี่ไซเคิล ซึ่งค่าความถี่ไซเคิลนี้สามารถเปลี่ยนแปลงได้จากศูนย์ถึงร้อยเปอร์เซ็นต์ (0–100%) ตามสมการที่ (2.46)

$$D = \frac{t_{on}}{T}$$

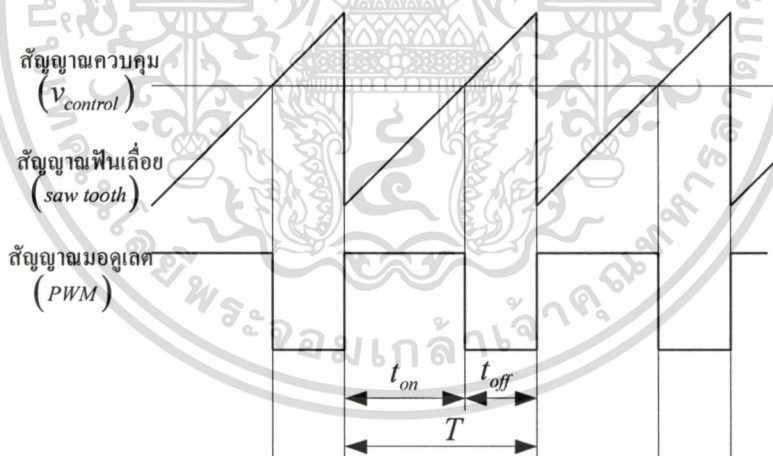
$$= t_{on}f \quad (2.46)$$

จากสมการที่ (2.46) การเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ไซเคิลสามารถทำได้ดังนี้

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

#### 2.6.1.1 การทำงานโดยการเปลี่ยนแปลงช่วงเวลา $t_{on}$

การทำงานในลักษณะนี้ค่าความถี่ในการสวิตช์จะคงที่ แต่จะเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ไซเคิลโดยการเปลี่ยนช่วงเวลา  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  ในการสวิตช์ ตามหลักการของการมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ (Pulse width Modulation; *PWM*) ดังรูปที่ 2.23



รูปที่ 2.23 การมอดูเลตตามความกว้าง

พิจารณาจากรูปที่ 2.23 การมอดูเลตตามความกว้าง สัญญาณควบคุมจะถูกนำมาเปรียบเทียบกับสัญญาณฟันเลื่อย เพื่อทำให้ได้สัญญาณ *PWM* ช่วง  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  ดังนี้

ก) ถ้าระดับสัญญาณควบคุม มีค่าสูงกว่าสัญญาณฟันเลื่อย สัญญาณ *PWM* ที่ได้จะเป็น ช่วง  $t_{on}$

ข) ถ้าระดับสัญญาณควบคุม มีค่าน้อยกว่าสัญญาณฟันเลื่อย สัญญาณ *PWM* ที่ได้จะเป็น ช่วง  $t_{off}$  โดยที่ทั้งนี้ห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สรุปได้ว่า การมอดูเลตตามความกว้างพัลส์ ตามรูปที่ 2.23 ช่วงเวลา  $t_{on}$  ของสัญญาณ PWM แปรผันตรงกับค่าแรงดันควบคุม ดังนั้นถ้าปรับระดับแรงดันควบคุมให้มีค่าสูงขึ้น ช่วงเวลา  $t_{on}$  ที่ได้ก็จะมีค่าสูงขึ้นตาม

### 2.6.1.2 การทำงานโดยการเปลี่ยนแปลงความถี่ในการสวิตช์

การทำงานในลักษณะนี้ จะทำการเปลี่ยนแปลงความถี่ในการสวิตช์ แต่ช่วงเวลา  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  ของสวิตช์มีค่าคงที่ ตามหลักการของการมอดูเลตตามความถี่ (Frequency Modulation; FM) พิจารณาจากรูปที่ 2.23 ระดับของแรงดันควบคุมจะไม่มีเปลี่ยนแปลง (เพื่อให้คงความกว้างของพัลส์ไว้) แต่จะเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณฟันเลื่อยแทน ซึ่งการเปลี่ยนความถี่ของสัญญาณฟันเลื่อยทำได้โดยการเปลี่ยนแปลงค่า  $R$  และ  $C$  ในวงจรกำเนิดสัญญาณ (Oscillator)

วงจรตามรูปที่ 2.24 ถ้าค่าพารามิเตอร์ต่างๆ มีค่าดังนี้

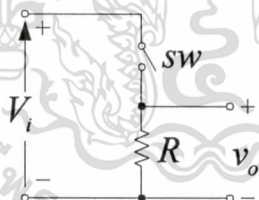
แรงดันไฟฟ้าทางด้านอินพุต  $V_i = 220 \text{ V}$

ความต้านทานโหลด  $R_L = 10 \ \Omega$

ในสถานะสวิตช์ ปิดวงจรมีแรงดันตกคร่อมสวิตช์  $V_{sw} = 2 \text{ V}$

ความถี่ในการสวิตช์  $f = 1,000 \text{ Hz}$

ดิวตีไซเคิล  $D = 0.5$



รูปที่ 2.24 การแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง

สามารถคำนวณค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ได้ดังนี้

#### 1. แรงดันเฉลี่ยทางด้านเอาต์พุต ( $V_o$ )

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2. แรงดันประสิทธิผลทางเอาต์พุต ( $V_{rms}$ )

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

3. ประสิทธิภาพของวงจรชอปเปอร์ ( $\eta$ )

$$\begin{aligned} P_o &= \frac{DV_o^2}{R} \\ &= \frac{(0.5)(220-2)^2}{10} \\ &= 2,376.2 \text{ W} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} P_i &= \frac{DV_i V_o}{R} \\ &= (0.5)(220) \frac{(220-2)}{10} \\ &= 2,398 \text{ W} \end{aligned}$$

ประสิทธิภาพของวงจร ( $\eta$ )

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{P_o}{P_i} \\ &= \frac{2376.2}{2398} \\ &= 99.09 \% \end{aligned}$$

4. ความต้านทานภายใน ( $R_i$ )

$$\begin{aligned} R_i &= \frac{R}{D} \\ &= \frac{10}{0.5} \\ &= 20 \Omega \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 2.6.2 ชนิดของการคอนเวอร์เตอร์

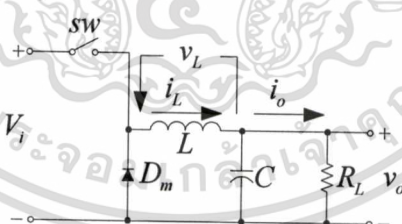
การคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงเป็นการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าคงที่ ให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีค่าตามที่ต้องการ โดยการนำวงจรสวิตช์ ที่สามารถเปลี่ยนแปลงค่าคิวตีไซเคิลได้ มาต่อร่วมกับตัวอินดักเตอร์ ไดโอดแบบพินตัวเร็ว และตัวเก็บประจุ ตามลักษณะของการคอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆ ได้ดังนี้

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

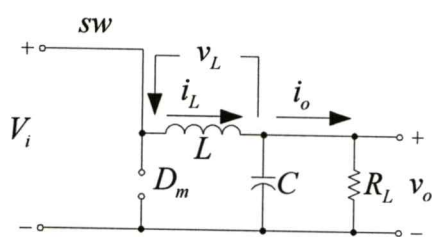
การวิเคราะห์การทำงานของคอนเวอร์เตอร์ จะพิจารณาจากช่วงเวลาที่ยสวิตช์ปิดและเปิดวงจร ( $t_{on}$  และ  $t_{off}$ ) ซึ่งจะมีผลต่อแรงดันและการไหลของกระแสในวงจรทั้งในสภาวะที่มีความต่อเนื่องและไม่ต่อเนื่อง แต่ในบทนี้เป็นกรวิเคราะห์เฉพาะการทำงานในสภาวะที่มีการไหลของกระแสแบบต่อเนื่องเท่านั้น

### 2.6.2.1 การคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck

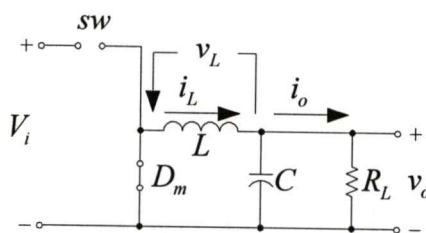
การคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck เป็นการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีระดับแรงดันลดลง หรือที่เรียกว่า การคอนเวอร์เตอร์แบบลดระดับลง (step down converter) ซึ่งมักจะนำไปใช้ในการควบคุมแรงดันในชุดจ่ายไฟ หรือการควบคุมความเร็วในมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง ดังแสดงในรูปที่ 2.25 และ 2.26



รูปที่ 2.25 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck



สภาวะสวิตช์ปิดวงจร



สภาวะสวิตช์เปิดวงจร

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น รูปที่ 2.26 วงจร Buck ในสภาวะสวิตช์ปิดและเปิดวงจร

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

ก) ช่วงเวลา  $t_{on}$  ของสวิตช์

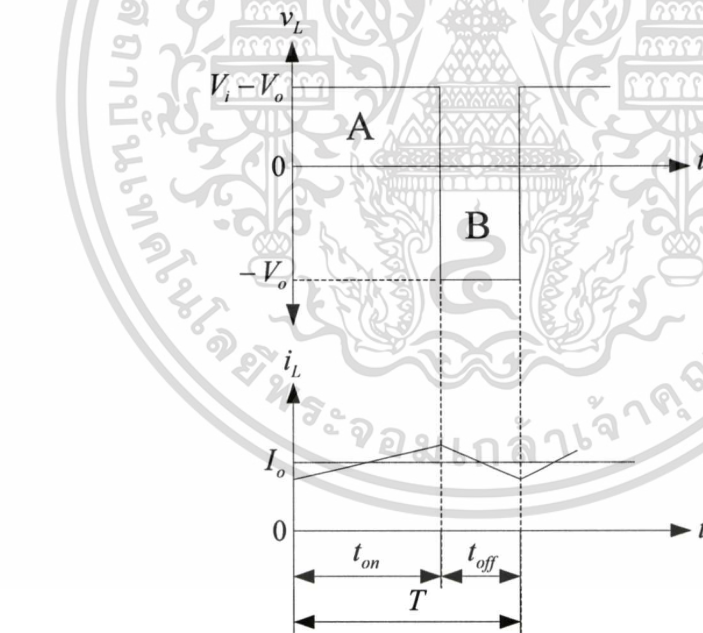
ไดโอด  $D_m$  จะได้รับไบแอสกลับจึงมีสถานะเหมือนเปิดวงจรออก กระแสจึงไหลผ่านตัวอินดักเตอร์  $L$  ไปยังโหลดและทำให้เกิดการเก็บสะสมพลังงานและมีแรงดันตกคร่อมที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  ( $v_L$ ) มีค่าเท่ากับ

$$v_L = V_i - V_o \quad (2.47)$$

ข) ช่วงเวลา  $t_{off}$  ของสวิตช์

แหล่งจ่าย  $V_i$  ถูกตัดออกจากวงจรแต่ยังมีกระแสไหลต่อเนื่องที่โหลดอยู่ เนื่องจากตัวอินดักเตอร์  $L$  ปล่อยพลังงานที่เก็บสะสมอยู่ ออกมาในวงจรโดยผ่านทางตัวไดโอด  $D_m$  ซึ่งจะทำให้แรงดันตกคร่อมที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  มีค่าเท่ากับ

$$v_L = -V_o \quad (2.48)$$



รูปที่ 2.27 สัญญาณกระแสและแรงดันที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  ของวงจร Buck

การทำงานของวงจรในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง (Continuous-Conduction Mode) ช่วงเวลา  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  ของสวิตช์ ในสถานะคงที่ (Steady-State) จะทำให้ค่าแรงดันตกคร่อมที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  เป็นรูปสัญญาณที่เกิดขึ้นซ้ำกันไปเรื่อย ๆ และมีค่าแรงดันเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ (ค่าเฉลี่ยช่วงบวกเท่ากับค่าเฉลี่ยช่วงลบ) ตามรูปที่ 2.27 สามารถคำนวณหา สมการแรงดันที่เอาต์พุตได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ไม่สามารถนำเอกสารนี้ไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาตจากภาควิชาฯ หากฝ่าฝืนจะดำเนินการตามกฎหมายที่เกี่ยวข้องต่อไป

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

$$V_o = DV_i \quad (2.49)$$

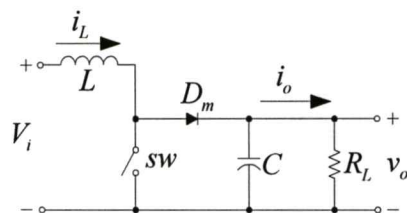
กรณีที่กำลังสูญเสียในอุปกรณ์ต่าง ๆ ของวงจรมีค่าเท่ากับศูนย์ ค่ากำลัง ไฟฟ้าทางด้าน อินพุต ( $P_i$ ) จะมีค่าเท่ากับทางด้านเอาต์พุต ( $P_o$ ) ซึ่งทำให้ค่ากระแสที่เอาต์พุตมีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}
 P_i &= P_o \\
 V_i I_i &= V_o I_o \\
 I_o &= \left(\frac{1}{D}\right) I_i
 \end{aligned} \quad (2.50)$$

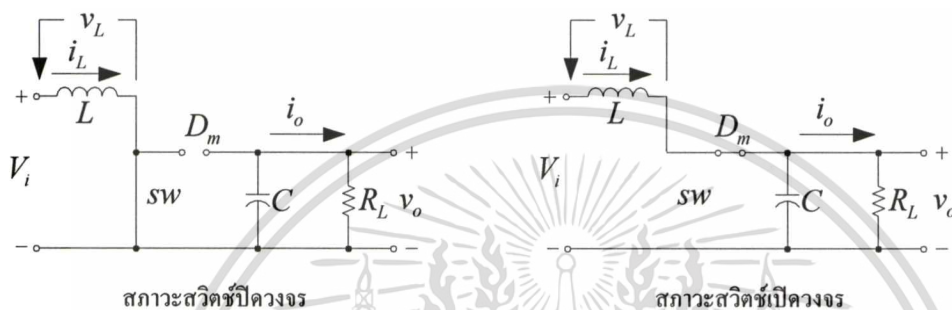
จากการวิเคราะห์การทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck สรุปได้ว่าแรงดัน เอาต์พุต แปรผันตรงกับค่าดิวิตีไซเคิล เปรียบเสมือนกับเป็นหม้อแปลงไฟฟ้ากระแสตรง ที่สามารถ เปลี่ยนแปลงอัตราส่วนของจำนวนรอบได้ ตามการเปลี่ยนแปลงค่าดิวิตีไซเคิล ซึ่งสามารถ เปลี่ยนแปลงได้ตั้งแต่ 0-100%

#### 2.6.2.2 การคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost

การคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost เป็นการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงให้เป็นไฟฟ้า กระแสตรงที่มีระดับแรงดันที่สูงขึ้น หรือที่เรียกว่า การคอนเวอร์เตอร์แบบยกระดับขึ้น (step up converter) ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้งานเกี่ยวกับ การควบคุมแรงดันในชุดจ่ายไฟ และการ เบรคมอเตอร์ไฟฟ้ากระแสตรงแบบรีเจนเนอเรทีฟ



รูปที่ 2.28 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Boost



รูปที่ 2.29 วงจร Boost ในสภาวะที่สวิตช์ปิดและเปิดวงจร

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

ก) ช่วงเวลา  $t_{on}$  ของสวิตช์

ไดโอด  $D_m$  จะได้รับไบแอสกลับจึงมีสภาวะเหมือนเปิดวงจรออกเป็นผลทำให้โหลดถูกตัดออกจากแหล่งจ่าย  $V_i$  แต่ตัวอินดักเตอร์  $L$  ถูกต่อเข้ากับแหล่งจ่ายจึงทำให้มี แรงดันตกคร่อมที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  มีค่าเท่ากับแหล่งจ่าย

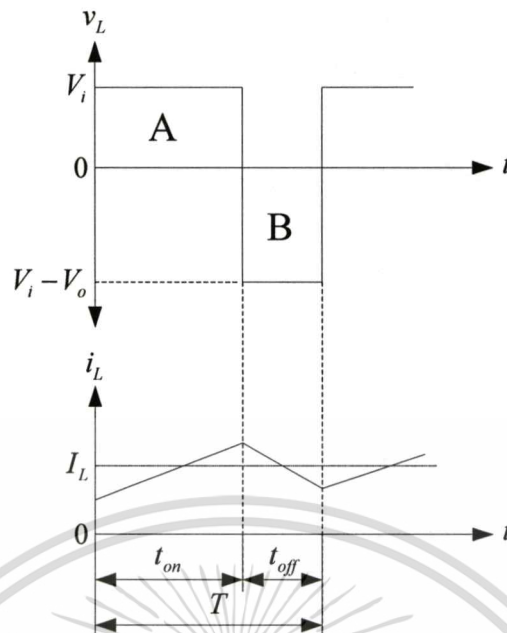
$$v_L = V_i \quad (2.51)$$

ข) ช่วงเวลา  $t_{off}$  ของสวิตช์

แหล่งจ่าย  $V_i$  จะต่ออนุกรมกับตัวอินดักเตอร์  $L$  และไดโอด  $D_m$  ได้รับไบแอสตรงจึงทำให้เอาต์พุตได้รับพลังงานจากแหล่งจ่าย  $V_i$  และตัวอินดักเตอร์  $L$  เป็นผลทำให้แรงดัน ตกคร่อมตัวอินดักเตอร์  $L$  มีค่าเท่ากับ

$$v_L = V_i - V_o \quad (2.52)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 2.30 สัญญาณกระแสและแรงดันที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  ของวงจร Boost

การทำงานของวงจรในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง ที่ช่วงเวลา  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  ของสวิตช์ ในสถานะคงที่จะทำให้ได้ค่าแรงดันตกคร่อมตัวอินดักเตอร์  $L$  ( $v_L$ ) เป็นรูปสัญญาณซึ่งเกิดขึ้นซ้ำกันไปเรื่อย ๆ และมีค่าแรงดันเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ ตามรูปที่ 2.30 สามารถคำนวณหาค่าแรงดันเอาต์พุตได้ตามสมการที่ (2.53)

$$\begin{aligned}
 V_L &= \int_0^T v_L dt = 0 \\
 &= \int_0^{t_{on}} V_i dt + \int_{t_{on}}^T (V_i - V_o) dt = 0 \\
 &= V_i t_{on} + (V_i - V_o)(T - t_{on}) = 0 \\
 &= V_i t_{on} + (V_i - V_o) t_{off} = 0 \\
 V_i t_{on} &= (V_o - V_i) t_{off} \\
 t_{on} &= \frac{V_o}{V_i} t_{off} - t_{off} \\
 t_{on} + t_{off} &= \frac{V_o}{V_i} t_{off} \\
 \frac{V_o}{V_i} &= \frac{1}{1-D} \\
 V_o &= \left( \frac{1}{1-D} \right) V_i \quad (2.53)
 \end{aligned}$$

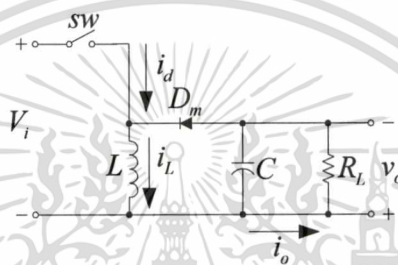
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

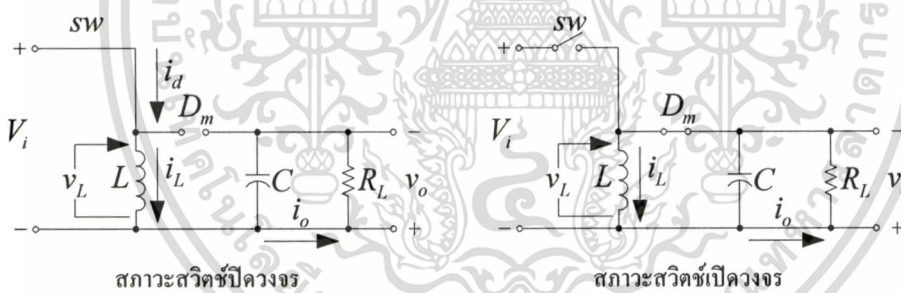
สรุปได้ว่า แรงดันเอาต์พุตแปรค่าตามค่าคิวิตไชเคิล เมื่อค่าคิวิตไชเคิลมีค่าสูงขึ้นจะทำให้แรงดันเอาต์พุตมีค่าสูงขึ้นตามและมีค่ามากกว่าค่าแรงดันอินพุต แต่ค่าเอาต์พุตที่แปรผันกับค่าคิวิตไชเคิล จะมีลักษณะที่ไม่เป็นเชิงเส้น

### 2.6.2.3 การคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost

การคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost เป็นการแปลงไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่สามารถควบคุมให้ค่าแรงดันทางด้านเอาต์พุตมีค่ามากกว่าหรือน้อยกว่าค่าแรงดันทางด้านอินพุตก็ได้ แต่แรงดันเอาต์พุตที่ได้ จะมีศักย์ตรงข้ามกับแรงดันอินพุต



รูปที่ 2.31 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck-Boost



รูปที่ 2.32 วงจร Buck-Boost ในสถานะที่สวิตช์ปิดและเปิดวงจร

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

ก) ช่วงเวลา  $t_{on}$  ของสวิตช์

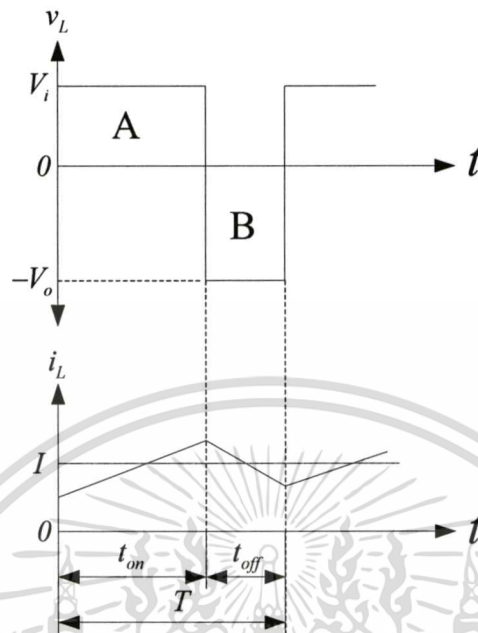
ตัวอินดักเตอร์  $L$  จะถูกต่อขนานเข้ากับแหล่งจ่าย  $V_i$  ทำให้พลังงานจากแหล่งจ่ายถูกโอนถ่ายมาที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  แรงดันตกคร่อมที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  จึงมีค่าเท่ากับ

$$v_L = V_i \quad (2.54)$$

ข) ช่วงเวลา  $t_{off}$  ของสวิตช์

เอกสารนี้เป็นพลังงานที่สะสมอยู่ที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  จะถูกโอนถ่ายไปยังโหลดที่เอาต์พุตผ่านทาง ไดโอด  $D_m$  ทำให้แรงดันที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  มีค่าเท่ากับอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$v_L = -V_o \quad (2.55)$$



รูปที่ 2.33 สัญญาณกระแสและแรงดันที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  ของวงจร Buck-Boost

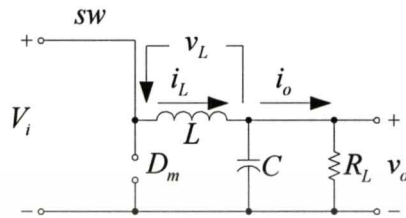
การทำงานของวงจรในโหมดการนำกระแสแบบต่อเนื่อง ที่ช่วงเวลา  $t_{on}$  และ  $t_{off}$  ของ สวิตช์ ในสถานะคงที่จะทำให้ได้ค่าแรงดันตกคร่อมตัวอินดักเตอร์  $L$  ( $v_L$ ) เป็นรูปสัญญาณซึ่ง เกิดขึ้นซ้ำกันไปเรื่อย ๆ และมีค่าแรงดันเฉลี่ยเท่ากับศูนย์ ตามรูปที่ 2.33 สามารถคำนวณหาค่า แรงดันเอาต์พุตได้ตามสมการที่ (2.56)

$$\begin{aligned} V_i t_{on} - V_o t_{off} &= 0 \\ V_i D T - V_o (1-D) T &= 0 \\ V_i D T &= V_o (1-D) T \\ \frac{V_o}{V_i} &= \frac{D}{1-D} \end{aligned} \quad (2.56)$$

สรุปได้ว่าแรงดันเอาต์พุตที่ได้ มีการเปลี่ยนแปลงตามค่าดิวิตีไซเคิล และมีค่าเท่ากับการ นำวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck กับ Boost มาต่อเรียงกัน แต่เอาต์พุตจะเปลี่ยนแปลงแบบไม่ เป็นเชิงเส้น

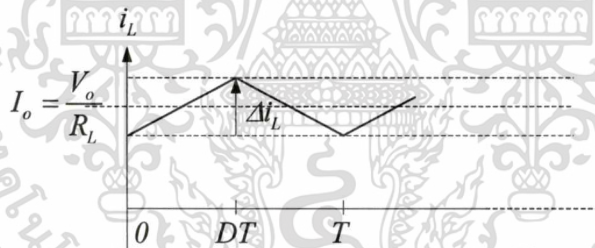
### 2.6.3 การออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์

ในหัวข้อนี้จะยกตัวอย่างวงจร Buck คอนเวอร์เตอร์มาเป็นกรณีตัวอย่างเพื่อการออกแบบ ซึ่งในสถานะที่สวิตช์ปิดวงจร วงจร Buck คอนเวอร์เตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 2.34



รูปที่ 2.34 วงจร Buck คอนเวอร์เตอร์ในสถานะสวิตช์ปิดวงจร

พิจารณารูปสัญญาณกระแส  $I_o$  จะมีค่ากระแสเฉลี่ยเท่ากับสัดส่วนของแรงดันเอาต์พุต และความต้านทาน แต่สัญญาณกระแสที่ตัวอินดักเตอร์จะมีการเปลี่ยนแปลงตามจังหวะการทำงานของสวิตช์ [5] ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 2.35



รูปที่ 2.35 สัญญาณกระแสที่ตัวอินดักเตอร์ ในสถานะที่สวิตช์ปิดวงจร

เมื่อสวิตช์ปิดวงจรช่วงเวลา  $t_{on}$  ของสวิตช์ สามารถคำนวณหาการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ตัวอินดักเตอร์ได้ดังนี้

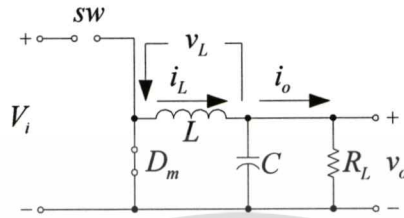
$$\begin{aligned} v_L &= V_i - V_o \\ &= L \frac{di_L(t)}{dt} \end{aligned} \quad (2.57)$$

$$\frac{V_i - V_o}{L} = \frac{di_L(t)}{dt} = \frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{t_{on}} = \frac{\Delta i_L}{DT} \quad (2.58)$$

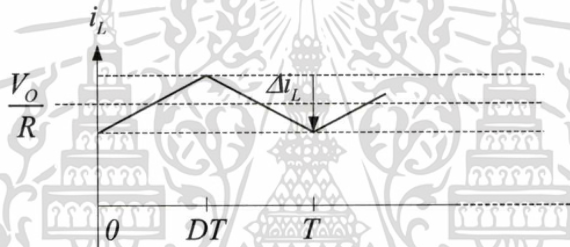
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$(\Delta i_L)_{sw-closed} = \left( \frac{V_i - V_o}{L} \right) \cdot DT \quad (2.59)$$

ในสถานะที่สวิตช์เปิดวงจร วงจร Buck คอนเวอร์เตอร์แสดงได้ดังรูปที่ 2.36



รูปที่ 2.36 วงจร Buck คอนเวอร์เตอร์ในสถานะสวิตช์เปิดวงจร



รูปที่ 2.37 สัญญาณกระแสที่ตัวอินดักเตอร์ ในสถานะที่สวิตช์เปิดวงจร

สวิตช์เปิดวงจรช่วงเวลา  $t_{off}$  ของสวิตช์ สามารถคำนวณหาการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่ตัวอินดักเตอร์ได้ดังนี้

$$v_L = -V_o = L \frac{di_L}{dt} \quad (2.60)$$

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= \frac{-V_o}{L} \\ &= \frac{\Delta i_L}{\Delta t} \end{aligned} \quad (2.61)$$

$$\begin{aligned} (\Delta i_L)_{sw-open} &= \left( \frac{-V_o}{L} \right) \cdot \Delta t \\ &= \left( \frac{-V_o}{L} \right) \cdot t_{off} \end{aligned} \quad (2.62)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังเป็นการละเมิดลิขสิทธิ์และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

พิจารณาในสภาวะคงที่

$$I_o = \frac{V_o}{R} \quad (2.63)$$

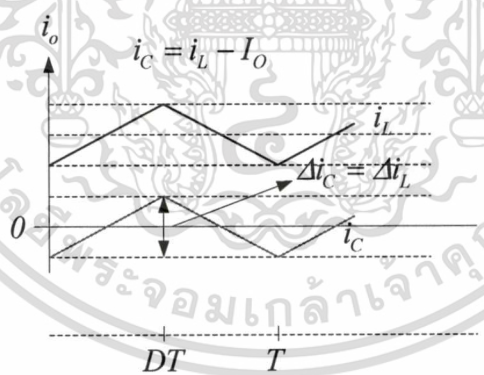
ค่ากระแสเฉลี่ยที่ตัวเก็บประจุและตัวอินดักเตอร์ มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned} \text{avg}(i_C) &= 0 \\ \text{avg}(i_L) &= \frac{V_o}{R} \end{aligned} \quad (2.64)$$

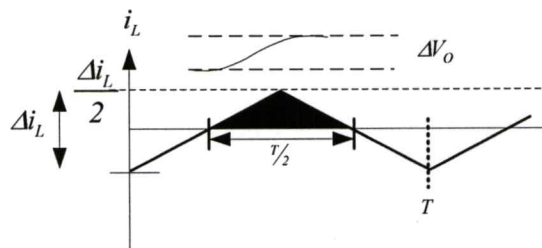
$$\begin{aligned} I_{L_{\max}} &= \frac{V_o}{R} + \frac{\Delta i_L}{2} \\ I_{L_{\min}} &= \frac{V_o}{R} - \frac{\Delta i_L}{2} \end{aligned} \quad (2.65)$$

ถ้าต้องการให้วงจรมีกระแสไหลอย่างต่อเนื่อง ค่ากระแสที่ตัวอินดักเตอร์  $L$  ต้องเป็นไปตามเงื่อนไข คือ

$$I_{L_{\min}} > 0 \quad (2.66)$$



รูปที่ 2.38 สัญญาณกระแสที่ตัวอินดักเตอร์ และตัวเก็บประจุ



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น **รูปที่ 2.39** สัญญาณการเปลี่ยนแปลงประจุในตัวเก็บประจุ ทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 C &= \frac{Q}{V_c} \\
 V_c &= \frac{Q}{C} \\
 V_c &= \frac{1}{C} \int i dt \\
 Q &= \int i dt \\
 \Delta V_c &= \Delta V_o = \frac{\Delta Q}{C}
 \end{aligned} \tag{2.67}$$

$$\begin{aligned}
 \Delta Q &= \frac{1}{2} (\text{Base}) (\text{Height}) \\
 &= \frac{1}{2} \left( \frac{T}{2} \right) \left( \frac{\Delta i_L}{2} \right) \quad \left| \Delta i_L = \frac{V_o}{L} (1-D) T \right. \\
 \Delta V_o &= \frac{\Delta Q}{C} \\
 &= \frac{\frac{1}{2} \left( \frac{T}{2} \right) \left( \frac{\Delta i_L}{2} \right)}{C} \\
 &= \frac{\frac{1}{2} \left( \frac{T}{2} \right) \left( \frac{\frac{V_o}{L} (1-D) T}{2} \right)}{C} \quad \left| T = \frac{1}{f} \right. \\
 &= \frac{V_o (1-D)}{8LCf^2} \quad \left| \text{for } \Delta V_o \ll V_o \right.
 \end{aligned}$$

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{(1-D)}{8LCf^2} \tag{2.68}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### บทที่ 3

## การออกแบบโครงสร้างวงจรและการวิเคราะห์

ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์คอนเวอร์เตอร์ และการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ซึ่งในวิทยานิพนธ์ได้ออกแบบวงจรคอนเวอร์เตอร์ไว้ 2 รูปแบบ คือ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงและการต่อร่วมกันแบบขนานที่รับอินพุตแหล่งจ่ายเดียวกัน กับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้นและการต่อร่วมกันแบบขนานเพื่อรับอินพุตจากหลายแหล่งจ่าย โดยจะทำการวิเคราะห์หา

1. ค่าอัตราส่วนการแปลงผัน ระหว่างแรงดันอินพุตและแรงดันเอาต์พุต
2. ค่าความต้านทานภายในและพลังงานสูญเสียจากค่าความต้านทานภายใน
3. การสมมูลวงจรและการต่อขนานวงจรคอนเวอร์เตอร์

ในการวิเคราะห์ค่าประจุไฟฟ้าที่ตัวคาปาซิเตอร์ จะพิจารณาในเงื่อนไขการออกแบบให้การประจุและการคายประจุในตัวคาปาซิเตอร์เป็นไปตามสมการที่ (3.1)

$$\Delta q_{T1}^k + \Delta q_{T2}^k = 0 \quad (3.1)$$

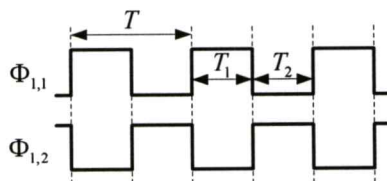
โดยที่

$\Delta q_{T1}^k$  แทนประจุไฟฟ้าช่วง State T1

$\Delta q_{T2}^k$  แทนประจุไฟฟ้าช่วง State T2

$k$  แทนจำนวนตัวคาปาซิเตอร์ในวงจร  $k = \{1, 2, 3, \dots, L\}$

สัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้กับสวิตช์ จะมีค่าความถี่ไซเคิล 50% ดังรูป

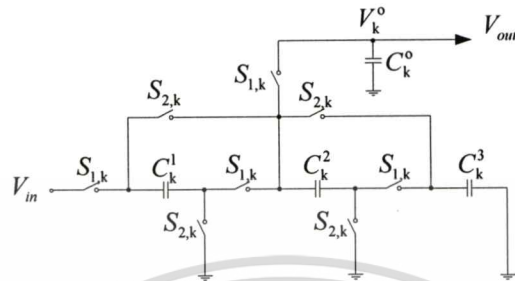


รูปที่ 3.1 สัญญาณนาฬิกาที่ใช้ควบคุมการทำงานของสวิตช์

ในการวิเคราะห์หาความสัมพันธ์ระหว่างอินพุตกับเอาต์พุต ทั้งแรงดันและกระแส จะพิจารณาที่ค่าคงที่ทางไฟฟ้าของวงจรคาปาซิเตอร์มีสูงกว่าค่าช่วงเวลาของสัญญาณนาฬิกาที่ป้อนให้กับสวิตช์ และแบ่งสภาวะการเปิด-ปิดของสวิตช์ออกเป็น 2 State คือ State-T1 และ State-T2 ไปใช้

### 3.1 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงและการต่อร่วมกันแบบขนาน

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงที่ได้ออกแบบไว้ [37] จะมีอัตราส่วนการแปลงผันระหว่างแรงดันเอาต์พุตและแรงดันอินพุต เท่ากับ  $2/3$  ซึ่งมีโครงสร้างวงจรดังรูปที่ 3.2

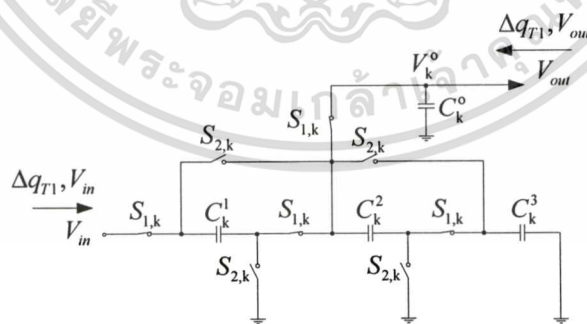


รูปที่ 3.2 วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน  $2/3$  เท่า

การทำงานของวงจรจะขึ้นอยู่กับจังหวะการเปิด-ปิดวงจรของตัวสวิตซ์  $S_{1,k}$  และ  $S_{2,k}$  ที่สลับกันเปิด-ปิดวงจร ตามสัญญาณนาฬิกา ดังรูปที่ 3.1 ซึ่งสามารถคำนวณอัตราส่วนการแปลงผันค่าความต้านทานภายใน การสมมูลวงจรได้ ดังนี้

#### 3.1.1 การวิเคราะห์หาอัตราส่วนการแปลงผัน

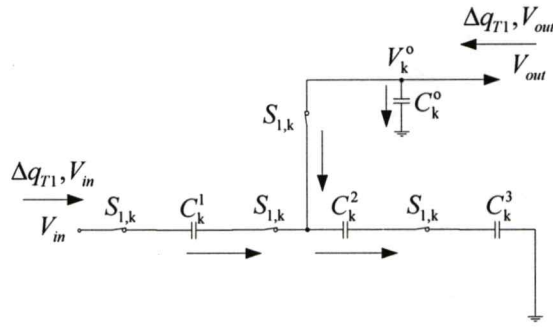
สภาวะการทำงาน State-T1 สวิตซ์  $S_{1,k}$  จะปิดวงจรหมดทุกตัว แต่สวิตซ์  $S_{2,k}$  จะเปิดวงจรซึ่งสามารถเขียนวงจรได้ ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน  $2/3$  เท่า State-T1

เขียนรูปวงจรใหม่โดยตัดรูปสวิตซ์ที่อยู่ในสภาวะเปิดวงจรออก เพื่อให้การพิจารณาวงจรได้ง่ายขึ้น แสดงได้ดังรูปที่ 3.4

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.4 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า State-T1 ที่ตัดสวิตช์ในสถานะที่เปิดวงจรออก

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต  $\Delta q_{T1}, V_{in}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.2)

$$\Delta q_{T1}, V_{in} = \Delta q^1_{T1} \tag{3.2}$$

โดยที่  $\Delta q^1_{T1}$  แทนค่าการเปลี่ยนแปลงประจุไฟฟ้าที่คาปาซิเตอร์  $C_k^1$  ในสถานะ State-T1

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต  $\Delta q_{T1}, V_{out}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.3)

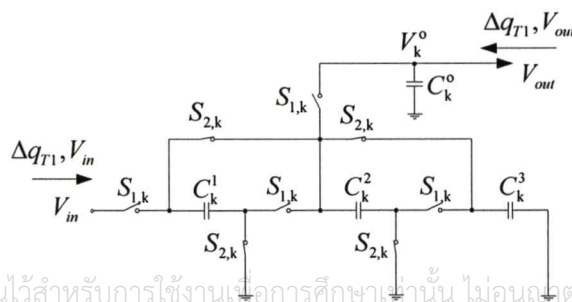
$$\begin{aligned} \Delta q_{T1}, V_{out} &= -\Delta q^1_{T1} + \Delta q^o_{T1} + \Delta q^2_{T1} \\ &= -\Delta q^1_{T1} + \Delta q^o_{T1} + \Delta q^3_{T1} \end{aligned} \tag{3.3}$$

โดยที่  $\Delta q^o_{T1}$  แทนค่าการเปลี่ยนแปลงประจุไฟฟ้าที่คาปาซิเตอร์  $C_k^o$  ในสถานะ State-T1

$\Delta q^2_{T1}$  แทนค่าการเปลี่ยนแปลงประจุไฟฟ้าที่คาปาซิเตอร์  $C_k^2$  ในสถานะ State-T1

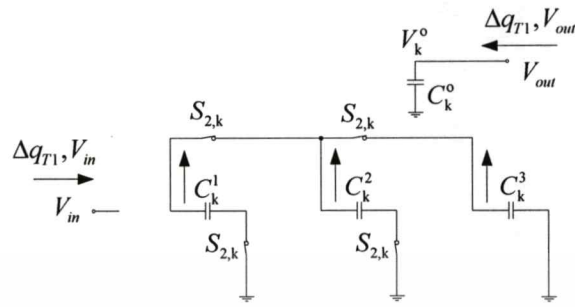
$\Delta q^3_{T1}$  แทนค่าการเปลี่ยนแปลงประจุไฟฟ้าที่คาปาซิเตอร์  $C_k^3$  ในสถานะ State-T1

สถานะการทำงาน State-T2 สวิตช์  $S_{2,k}$  จะปิดวงจรหมดทุกตัว แต่สวิตช์  $S_{1,k}$  จะเปิดวงจรซึ่งสามารถเขียนวงจรได้ ดังรูปที่ 3.5



รูปที่ 3.5 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า State-T2

เขียนรูปวงจรใหม่โดยตัดรูปสวิตช์ที่อยู่ในสถานะเปิดวงจรออก เพื่อให้การพิจารณาวงจรได้ง่ายขึ้น แสดงได้ดังรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า State-T2 ที่ตัดสวิตช์ในสถานะที่เปิดวงจรออก

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต  $\Delta q_{T2}, V_{in}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.4)

$$\Delta q_{T2}, V_{in} = 0 \quad (3.4)$$

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต  $\Delta q_{T2}, V_{out}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.5)

$$\Delta q_{T2}, V_{out} = \Delta q_{T2}^o \quad (3.5)$$

ค่าประจุไฟฟ้า ที่คาปาซิเตอร์ตัวอื่นๆ ในวงจรสัมพันธ์กันตามสมการที่ (3.6)

$$\Delta q_{T2}^1 + \Delta q_{T2}^2 + \Delta q_{T2}^3 = 0 \quad (3.6)$$

หาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเฉลี่ยอินพุตและกระแสเอาต์พุตได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \bar{I}_{in} &= (\Delta q_{T1}, V_{in} + \Delta q_{T2}, V_{in}) / T \\ \bar{I}_{in} T &= \Delta q_{T1}, V_{in} + \Delta q_{T2}, V_{in} \\ &= \Delta q_{T1}^1 + 0 \\ &= \Delta q_{T1}^1 \end{aligned} \quad (3.7)$$

$$\begin{aligned}
 \overline{I_{out}} &= (\Delta q_{T1}, V_{out} + \Delta q_{T2}, V_{out}) / T \\
 \overline{I_{out}} T &= \Delta q_{T1}, V_{out} + \Delta q_{T2}, V_{out} \\
 &= (-\Delta q_{T1}^1 + \Delta q_{T1}^0 + \Delta q_{T1}^3) + \Delta q_{T2}^0 \\
 &= -\Delta q_{T1}^1 + \Delta q_{T1}^3 \\
 &= -\Delta q_{T1}^1 - \frac{1}{2} \Delta q_{T1}^1 \\
 &= -\frac{3}{2} \Delta q_{T1}^1
 \end{aligned} \tag{3.8}$$

ได้อัตราส่วนการแปลงผันของวงจรเท่ากับ

$$\begin{aligned}
 \frac{\overline{I_{out}}}{I_{in}} &= \frac{-\frac{3}{2} \Delta q_{T1}^1}{\Delta q_{T1}^1} \\
 &= -\frac{3}{2}
 \end{aligned} \tag{3.9}$$

เมื่อกำลังงานทางด้านอินพุตเท่ากับทางด้านเอาต์พุต จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับเอาต์พุตเท่ากับ

$$\overline{V_{out}} = \frac{2}{3} \overline{V_{in}} \tag{3.10}$$

### 3.1.2 ค่าความต้านทานภายในและพลังงานสูญเสียจากค่าความต้านทานภายใน

พลังงานสูญเสียภายในวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์จะเกิดจากค่าความต้านทานภายในของตัวสวิตช์ ซึ่งจะพิจารณาเป็นรายคาบ โดยแต่ละคาบของสัญญาณนาฬิกาจะประกอบด้วยจังหวะการทำงานของสวิตช์ตามช่วง State-T1 และ State-T2 ตามสมการที่(3.11)

$$W_T = W_{T1} + W_{T2} \tag{3.11}$$

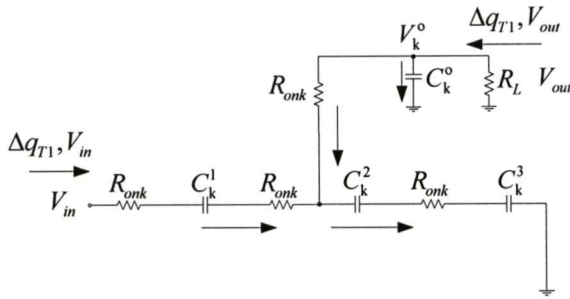
โดยที่  $W_T$  แทนค่าพลังงานสูญเสียแต่ละคาบ (J)

$W_{T1}$  แทนค่าพลังงานสูญเสียช่วง State-T1 (J)

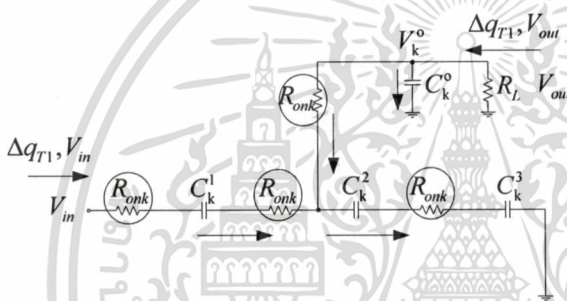
$W_{T2}$  แทนค่าพลังงานสูญเสียช่วง State-T2 (J)

พิจารณาค่าความต้านทานภายในเนื่องจากสวิตช์ของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงที่  
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
สถานะการทำงาน State-T1 และ State-T2 ได้ดังนี้  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สภาวะการทำงาน State-T1



รูปที่ 3.7 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า State-T1 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์



รูปที่ 3.8 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า State-T1 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์

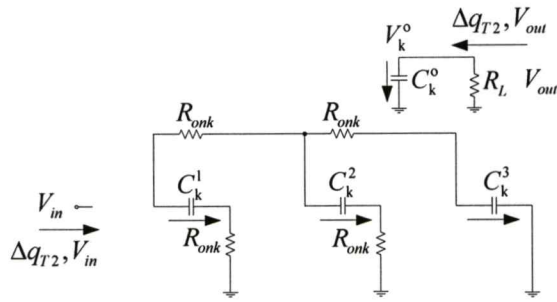
คำนวณค่าพลังงานที่เกิดขึ้นในช่วง State-T1 ได้ ดังนี้

$$\begin{aligned}
 W_{T1} &= \frac{2R_{onk}}{T1} (\Delta q^1_{T1})^2 + \frac{R_{onk}}{T1} (\Delta q^2_{T1})^2 + \frac{R_{onk}}{T1} (\Delta q^2_{T1} - \Delta q^1_{T1})^2 \\
 &= \frac{2R_{onk}}{T1} (\Delta q^1_{T1})^2 + \frac{R_{onk}}{T1} \left(-\frac{1}{2} \Delta q^1_{T1}\right)^2 + \frac{R_{onk}}{T1} \left(-\frac{1}{2} \Delta q^1_{T1} - \Delta q^1_{T1}\right)^2 \\
 &= \frac{2R_{onk}}{T1} (\Delta q^1_{T1})^2 + \frac{1}{4} \frac{R_{onk}}{T1} (\Delta q^1_{T1})^2 + \frac{9}{4} \frac{R_{onk}}{T1} (\Delta q^1_{T1})^2 \\
 &= \frac{18}{4} \frac{R_{onk}}{T1} (\Delta q^1_{T1})^2 \\
 &= \frac{18}{4} \frac{R_{onk}}{T1} \left(-\frac{2}{3} \Delta q, V_{out}\right)^2 \\
 &= \left(\frac{18}{4}\right) \left(\frac{4}{9}\right) \frac{R_{onk}}{T1} (\Delta q, V_{out})^2 \\
 &= \frac{2R_{onk}}{T1} (\Delta q, V_{out})^2
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

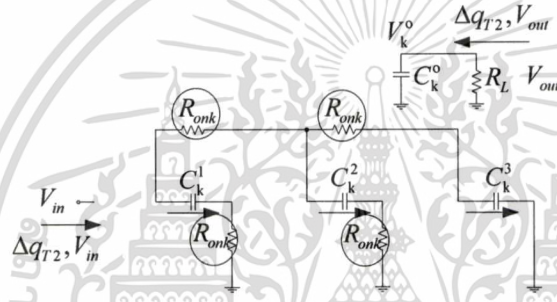
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส่งมอบให้ทางบริษัทการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ก็ตาม ลิขสิทธิ์นี้สงวนไว้สำหรับเจ้าของเอกสาร และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สภาวะการทำงาน State-T2



รูปที่ 3.9 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า State-T2 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์



รูปที่ 3.10 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า State-T2 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์

คำนวณค่าพลังงานที่เกิดขึ้นที่ช่วง State-T2 ได้ ดังนี้

$$\begin{aligned}
 W_{T2} &= \frac{2R_{onk}}{T2} (\Delta q^1_{T2})^2 + \frac{R_{onk}}{T2} (\Delta q^2_{T2})^2 + \frac{R_{onk}}{T2} (\Delta q^3_{T2})^2 \\
 &= \frac{2R_{onk}}{T2} (\Delta q^1_{T2})^2 + \frac{2R_{onk}}{T2} (\Delta q^2_{T2})^2 \mid \Delta q^2_{T2} = \Delta q^3_{T2} \\
 &= \frac{2R_{onk}}{T2} (\Delta q^1_{T2})^2 + \frac{2R_{onk}}{T2} \left(-\frac{1}{2} \Delta q^1_{T2}\right)^2 \mid \Delta q^2_{T1} = \frac{1}{2} \Delta q^1_{T2} \\
 &= \frac{2R_{onk}}{T2} (\Delta q^1_{T2})^2 + \frac{2R_{onk}}{T2} \left(-\frac{1}{2} \Delta q^1_{T2}\right)^2 \\
 &= \frac{10R_{onk}}{4T2} (\Delta q^1_{T2})^2 \\
 &= \frac{10R_{onk}}{4T2} \left(\frac{2}{3} \Delta q, V_{out}\right)^2 \\
 &= \left(\frac{10}{9}\right) \frac{R_{onk}}{T2} (\Delta q, V_{out})^2
 \end{aligned}
 \tag{3.13}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แทนค่า คาบเวลา  $T = T_1 + T_2$  โดยที่

$$T_1 = DT \quad (3.14)$$

$$T_2 = (1-D)T \quad (3.15)$$

ค่าพลังงานที่เกิดขึ้นในแต่ละคาบจะมีค่าเท่ากับผลรวมของพลังงานจาก State-T1 และ State-T2

$$\begin{aligned} W_T &= W_{T_1} + W_{T_2} \\ &= \frac{2R_{onk}}{DT} (\Delta q, V_{out})^2 + \frac{10R_{onk}}{9(1-D)T} (\Delta q, V_{out})^2 \\ &= \left( \frac{2R_{onk}}{DT} + \frac{10R_{onk}}{9(1-D)T} \right) (\Delta q, V_{out})^2 \\ &= \frac{2R_{onk}(9)(1-D) + 10R_{onk}D}{9D(1-D)T} (\Delta q, V_{out})^2 \\ &= \frac{18R_{onk} - 8DR_{onk}}{9D(1-D)T} (\Delta q, V_{out})^2 \\ &= \frac{18-8D}{9D(1-D)T} R_{onk} T^2 \left( \frac{\Delta q, V_{out}}{T} \right)^2 \\ &= \frac{18-8D}{9D(1-D)} R_{onk} T \left( \frac{\Delta q, V_{out}}{T} \right)^2 \\ &= \left( \frac{\Delta q, V_{out}}{T} \right)^2 \frac{8D-18}{9D(D-1)} R_{onk} T \\ &= \left( \frac{\Delta q, V_{out}}{T} \right)^2 R_{ok} T \end{aligned} \quad (3.16)$$

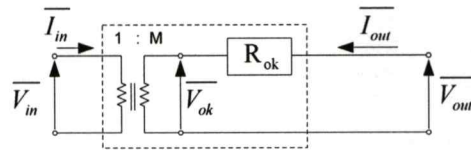
เมื่อ  $R_{ok}$  แทนค่าความต้านทานสมมูลในวงจร ซึ่งมีค่าตามสมการที่ (3.17)

$$R_{ok} = \frac{8D-18}{9D(D-1)} R_{onk} \quad (3.17)$$

### 3.1.3 การสมมูลวงจรและการต่อขานคอนเวอร์เตอร์

เมื่อจัดโครงสร้างวงจรและวิเคราะห์หาอัตราส่วนการแปลงผัน ค่าความต้านทานภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่เกิดจากค่าความต้านทานของสวิตช์ได้แล้ว เราสามารถนำค่าที่ได้มาเขียนวงจรสมมูลและการต่อร่วมกันแบบขนานได้ดังนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลสวิตซ์คาปาซิเตอร์คอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า

จากรูปที่ 3.11 วงจรคอนเวอร์เตอร์รับอินพุต  $\overline{V_{in}}$  ผ่านหม้อแปลงกระแสที่แทนการแปลงผันของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่อัตราส่วน 2/3 โดยมีค่าความต้านทานภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์เป็น  $R_{ok}$  ซึ่งสามารถเขียนสมการเมทริกซ์ของกระแสและแรงดันไฟฟ้า ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} \overline{V_{in}} \\ \overline{I_{in}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3/2 & 0 \\ 0 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_{ok} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V_{out}} \\ -\overline{I_{out}} \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

ค่าแรงดันเอาต์พุต สามารถคำนวณได้จากสมการที่(3.19)

$$\overline{V_{out}} = \frac{R_L}{R_L + \left( \sum_{i=1}^N \frac{1}{R_{oi}} \right)^{-1}} \cdot V_{Sum} \quad (3.19)$$

$$\text{โดยที่ } V_{Sum} = \sum_{j=1}^N \left\{ \frac{\overline{V_{oj}} \left( \sum_{i=1}^N \frac{1}{R_{io}} - \frac{1}{R_{ij}} \right)^{-1}}{R_{oj} + \left( \sum_{i=1}^N \frac{1}{R_{io}} - \frac{1}{R_{ij}} \right)^{-1}} \right\} \quad (3.20)$$

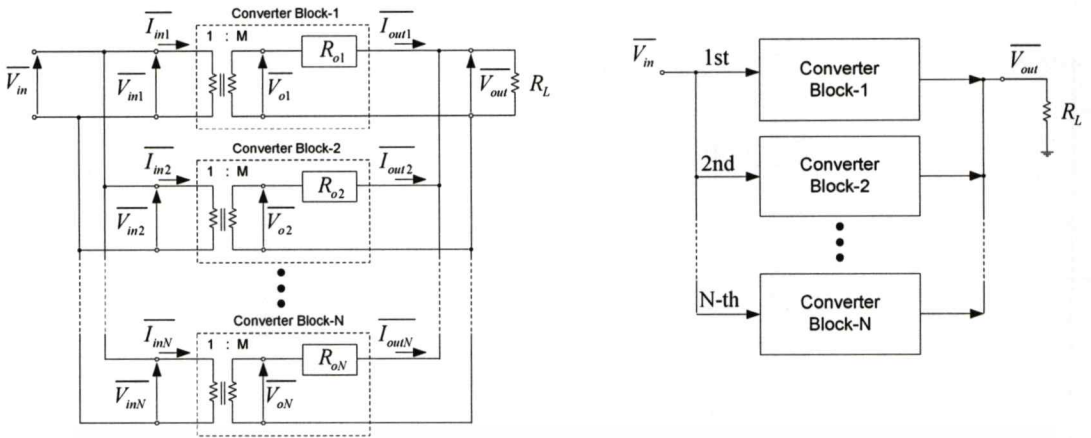
กำลังไฟฟ้าและค่าประสิทธิภาพของวงจร สามารถคำนวณได้จาก

$$P_{RL} = \frac{(\overline{V_{out}})^2}{R_L} \quad (3.21)$$

$$P_{ok} = \frac{(\overline{V_{ok}} - \overline{V_{out}})^2}{R_{ok}} \quad (3.22)$$

$$\eta = \frac{P_{RL}}{(P_{RL} + P_{o1} + \dots + P_{oN})} \quad (3.23)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของโรงเรียนเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่สามารถนำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น ถ้ามีผู้ขโมยไปคัดลอกหรือทำซ้ำ และตั้งข้อสงสัยถึงที่มาของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
ขนานวงจรคอนเวอร์เตอร์เพื่อเพิ่มค่าประสิทธิภาพทางไฟฟ้า แสดงได้ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 การต่อขนานวงจรคอนเวอร์เตอร์และรับอินพุตจากแหล่งจ่ายเดียวกัน

ในกรณีที่ต่อวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 วงจรขนานกัน จะได้

$$\overline{V_{out}} = \frac{R_L}{R_L + R_S} \overline{V_o} \tag{3.24}$$

$$R_S = \frac{R_{o1} R_{o2}}{R_{o1} + R_{o2}} \tag{3.25}$$

เมื่อพิจารณาที่การเปลี่ยนแปลงของพารามิเตอร์ เป็น  $\alpha_k$  โดยที่

$$R_{ok} = \alpha_{rk} R_o \tag{3.26}$$

$$\overline{V_{ok}} = \alpha_{vk} \overline{V_o} \tag{3.27}$$

ดังนั้น

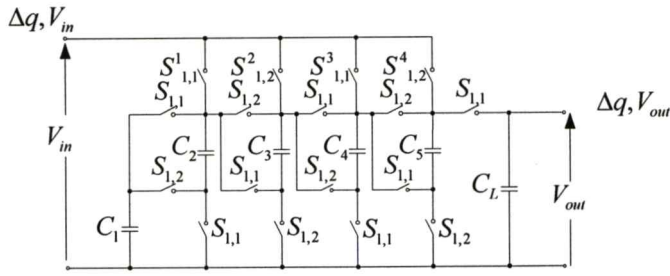
$$R_S = \frac{2\alpha_{r1}\alpha_{r2}}{(\alpha_{r1} + \alpha_{r2})} \cdot \frac{R_o}{2} \tag{3.28}$$

ค่าประสิทธิภาพทางไฟฟ้า เมื่อต่อวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 วงจรขนานกัน

$$\eta = \frac{\overline{I_{out}}^2 R_L}{\overline{I_{out}}^2 R_L + \overline{I_{out}}^2 (1/R_{o1} + 1/R_{o2})} = \frac{R_L}{R_L + R_S} \tag{3.29}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.2 วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น 4 โหมดและการต่อร่วมกันแบบขนาน



รูปที่ 3.13 วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์แบบแปลงขึ้นที่มี 4 โหมดการแปลงผัน

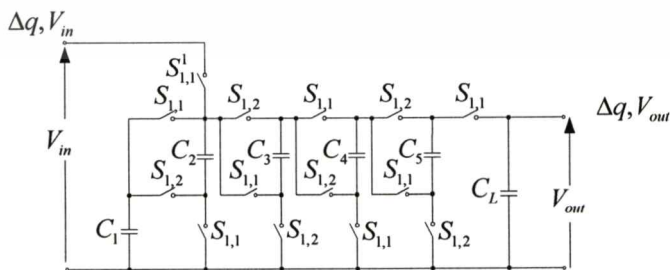
วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์แสดงดังรูปที่ 3.13 เป็นวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น คือให้ระดับแรงดันเอาต์พุตสูงกว่าแรงดันอินพุต และมีอัตราส่วนการแปลงผัน 4 อัตราส่วน ตามการกำหนดโครงสร้างวงจรด้วยสวิตซ์ด้านบน 4 ตัว ที่ออกแบบให้สอดคล้องกับระดับของแรงดันอินพุตต่างๆ โดยแบ่งออกเป็น 4 โหมด [34] ตามอัตราส่วนการแปลงผันดังนี้

1. โหมดการแปลงผัน 8 เท่า เมื่อระดับแรงดัน  $V_{ref} \leq V_{in} < 2V_{ref}$
2. โหมดการแปลงผัน 4 เท่า เมื่อระดับแรงดัน  $2V_{ref} \leq V_{in} < 3V_{ref}$
3. โหมดการแปลงผัน 8/3 เท่า เมื่อระดับแรงดัน  $3V_{ref} \leq V_{in} < 5V_{ref}$
4. โหมดการแปลงผัน 8/5 เท่า เมื่อระดับแรงดัน  $5V_{ref} \leq V_{in}$

#### 3.2.1 การวิเคราะห์หาอัตราส่วนการแปลงผัน

##### 3.2.1.1 โหมดการแปลงผัน 8 เท่า

โหมดนี้วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ที่ออกแบบไว้จะรับพลังงานอินพุตผ่านสวิตซ์  $S_{1,1}$  เพียงตัวเดียว ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.14

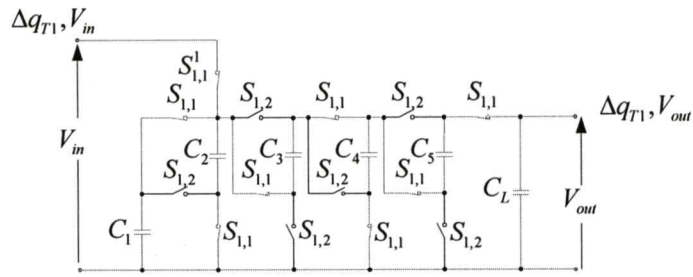


รูปที่ 3.14 วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์โหมดการแปลงผัน 8 เท่า

สภาวะการทำงาน State-T1 สวิตซ์  $S_{1,1}$  จะปิดวงจรหมดทุกตัว แต่สวิตซ์  $S_{1,2}$  จะเปิดวงจร

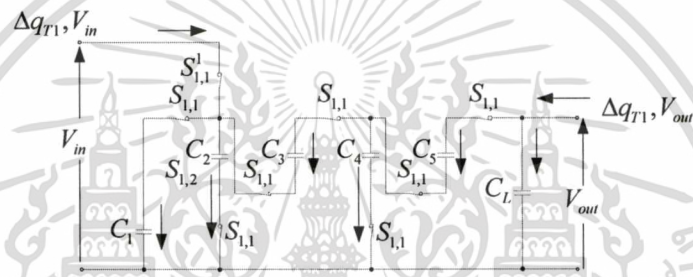
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ซึ่งเขียนวงจรได้ ดังรูปที่ 3.15

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.15 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมดการแปลงผัน 8 เท่า State-T1

เขียนรูปร่างวงจรใหม่โดยตัดครูปสวิตช์ที่อยู่ในสภาวะเปิดวงจรออก เพื่อให้การพิจารณาวงจรได้ง่ายขึ้นแสดงได้ดังรูปที่ 3.16



รูปที่ 3.16 วงจรที่ตัดสวิตช์ในสภาวะที่เปิดวงจรออกของ State-T1

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต  $\Delta q_{T1}, V_{in}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.30)

$$\Delta q_{T1}, V_{in} = \Delta q^1_{T1} + \Delta q^2_{T1} - \Delta q^3_{T1} \tag{3.30}$$

- โดยที่  $\Delta q^1_{T1}$  แทนค่าการเปลี่ยนแปลงประจุไฟฟ้าที่คาปาซิเตอร์  $C_1$  ในสภาวะ State-T1
- $\Delta q^2_{T1}$  แทนค่าการเปลี่ยนแปลงประจุไฟฟ้าที่คาปาซิเตอร์  $C_2$  ในสภาวะ State-T1
- $\Delta q^3_{T1}$  แทนค่าการเปลี่ยนแปลงประจุไฟฟ้าที่คาปาซิเตอร์  $C_3$  ในสภาวะ State-T1

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต  $\Delta q_{T1}, V_{out}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.31)

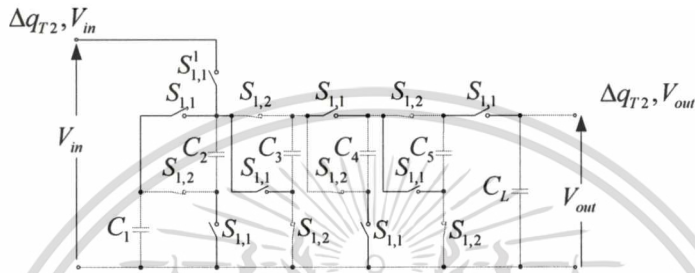
$$\Delta q_{T1}, V_{out} = \Delta q^5_{T1} + \Delta q^L_{T1} \tag{3.31}$$

- โดยที่  $\Delta q^5_{T1}$  แทนค่าการเปลี่ยนแปลงประจุไฟฟ้าที่คาปาซิเตอร์  $C_5$  ในสภาวะ State-T1
- $\Delta q^L_{T1}$  แทนค่าการเปลี่ยนแปลงประจุไฟฟ้าที่คาปาซิเตอร์เอาต์พุตในสภาวะ State-T1

ค่าประจุไฟฟ้าที่ คาปาซิเตอร์  $C_5$  สัมพันธ์กับ คาปาซิเตอร์  $C_3$  และ  $C_4$  ตามสมการที่ (3.32)

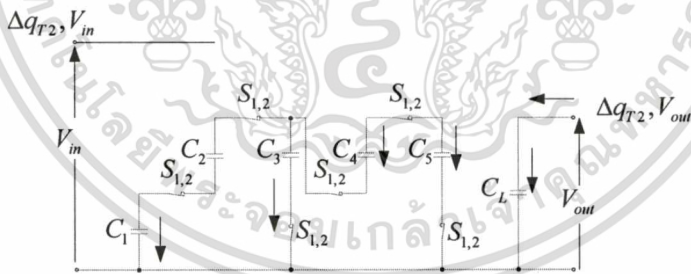
$$\Delta q^5_{T1} = \Delta q^3_{T1} + \Delta q^4_{T1} \tag{3.32}$$

สภาวะการทำงาน State-T2 สวิตช์  $S_{1,2}$  จะปิดวงจรหมดทุกตัว แต่สวิตช์  $S_{1,1}$  จะเปิดวงจร ซึ่งสามารถเขียนวงจรได้ ดังรูปที่ 3.17



รูปที่ 3.17 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ โหมดการแปลงผัน 8 ท่า State-T2

เขียนรูปวงจรใหม่โดยตัดรูปสวิตช์ที่อยู่ในสภาวะเปิดวงจรออก เพื่อให้การพิจารณาวงจรได้ง่ายขึ้น แสดงได้ดังรูปที่ 3.18



รูปที่ 3.18 วงจรที่ตัดสวิตช์ในสภาวะที่เปิดวงจรออกของ State-T2

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต  $\Delta q_{T2}, V_{in}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.33)

$$\Delta q_{T2}, V_{in} = 0 \tag{3.33}$$

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต  $\Delta q_{T2}, V_{out}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.34)

ค่าประจุไฟฟ้า ที่คาปาซิเตอร์ตัวอื่นๆ ในวงจรสัมพันธ์กันตามสมการที่ (3.35)- (3.37)

$$\Delta q^1_{T2} = \Delta q^2_{T2} \quad (3.35)$$

$$\Delta q^4_{T2} = \Delta q^1_{T2} + \Delta q^3_{T2} \quad (3.36)$$

$$\Delta q^4_{T2} + \Delta q^5_{T2} = 0 \quad (3.37)$$

หาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเฉลี่ยอินพุตและกระแสเอาต์พุตได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \overline{I}_{in} &= (\Delta q_{T1}, V_{in} + \Delta q_{T2}, V_{in}) / T \\ \overline{I}_{in} T &= (\Delta q^1_{T1} + \Delta q^2_{T1} - \Delta q^3_{T1} + 0) \\ &= \Delta q^1_{T1} - \Delta q^2_{T2} - \Delta q^3_{T1} \\ &= \Delta q^1_{T1} - \Delta q^1_{T2} - \Delta q^3_{T1} \\ &= \Delta q^1_{T1} + \Delta q^1_{T1} - \Delta q^3_{T1} \\ &= 2\Delta q^1_{T1} + \frac{2}{3}\Delta q^1_{T1} \\ &= \frac{8}{3}\Delta q^1_{T1} \end{aligned} \quad (3.38)$$

$$\begin{aligned} \overline{I}_{out} &= (\Delta q_{T1}, V_{out} + \Delta q_{T2}, V_{out}) / T \\ \overline{I}_{out} T &= (\Delta q^5_{T1} + \Delta q^L_{T1} + \Delta q^L_{T2}) \\ &= \Delta q^5_{T1} \\ &= -\frac{1}{3}\Delta q^1_{T1} \end{aligned} \quad (3.39)$$

ได้อัตราส่วนการแปลงผันของวงจรเท่ากับ

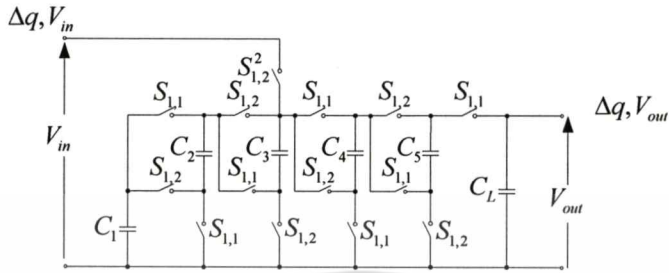
$$\begin{aligned} \frac{\overline{I}_{in}}{\overline{I}_{out}} &= \frac{8/3 \Delta q^1_{T1}}{-3\Delta q^1_{T1}} \\ &= -8 \end{aligned} \quad (3.40)$$

เมื่อกำลังงานทางด้านอินพุตเท่ากับทางด้านเอาต์พุต จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับเอาต์พุตเท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด  $\overline{V}_{out} = 8\overline{V}_{in}$  ซึ่งทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ (3.41)

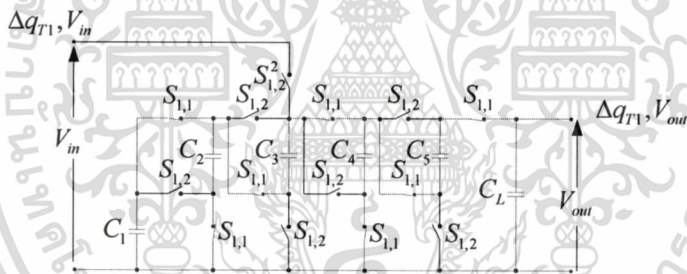
3.2.1.2 โหมคการแปลงผัน 4 เท้า

โหมคนี้วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ที่ออกแบบไว้จะรับพลังงานอินพุตผ่านสวิตซ์  $S_{1,2}^2$  เพียงตัวเดียว ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.19



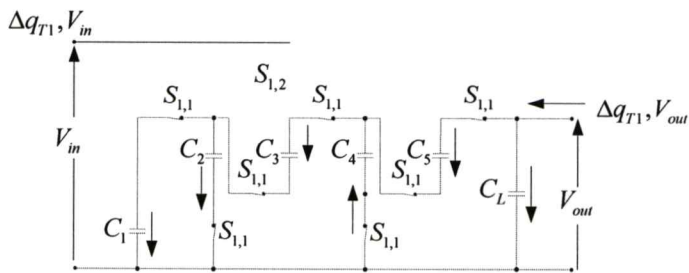
รูปที่ 3.19 วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 4 เท้า

สภาวะการทำงาน State-T1 สวิตซ์  $S_{1,1}$  จะปิดวงจรหมคทุกตัว แต่สวิตซ์  $S_{1,2}$  จะเปิดวงจร ซึ่งสามารถเขียนวงจรได้ ดังรูปที่ 3.20



รูปที่ 3.20 วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 4 เท้า State-T1

เขียนรูปวงจรใหม่โดยตัดรูปสวิตซ์ที่อยู่ในสภาวะเปิดวงจรออก เพื่อให้การพิจารณาวงจรได้ง่ายขึ้น แสดงวงจรใหม่ได้ดังรูปที่ 3.21



รูปที่ 3.21 วงจรที่ตัดสวิตซ์ในสภาวะที่เปิดวงจรออกของ State-T1

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต  $\Delta q_{T1}, V_{in}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.42)

$$\Delta q_{T1}, V_{in} = 0 \tag{3.42}$$

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต  $\Delta q_{T1}, V_{out}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.43)

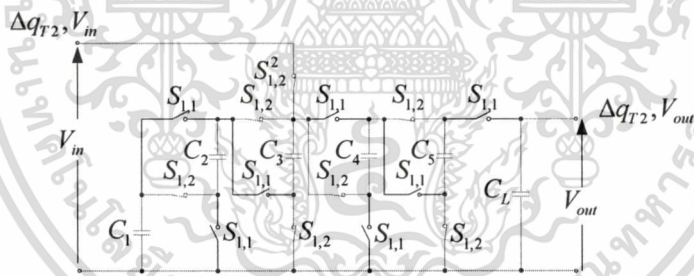
$$\Delta q_{T1}, V_{out} = \Delta q^S_{T1} + \Delta q^L_{T1} \tag{3.43}$$

ค่าประจุไฟฟ้า ที่คาปาซิเตอร์ตัวอื่นๆ ในวงจรสัมพันธ์กันตามสมการที่ (3.44) และ (3.45)

$$\Delta q^1_{T1} + \Delta q^2_{T1} = \Delta q^3_{T1} \tag{3.44}$$

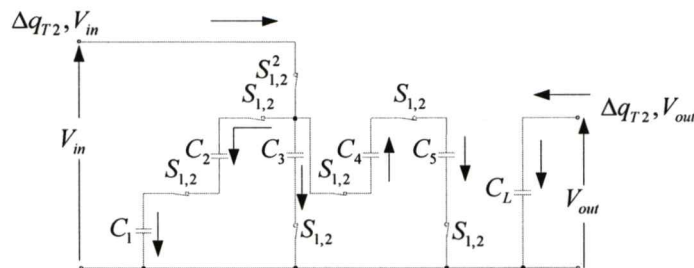
$$\Delta q^4_{T1} + \Delta q^5_{T1} = \Delta q^3_{T1} \tag{3.45}$$

สภาวะการทำงาน State-T2 สวิตช์  $S_{1,2}$  จะปิดวงจรหมดทุกตัว แต่สวิตช์  $S_{1,1}$  จะเปิดวงจร ซึ่งสามารถเขียนวงจรได้ ดังรูปที่ 3.22



รูปที่ 3.22 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมดการแปลงผัน 4 เท้า State-T2

เขียนรูปวงจรใหม่โดยตัดรูปสวิตช์ที่อยู่ในสภาวะเปิดวงจรออก เพื่อให้การพิจารณาวงจรได้ง่ายขึ้น แสดงได้ดังรูปที่ 3.23



รูปที่ 3.23 วงจรที่ตัดสวิตช์ในสภาวะที่เปิดวงจรออกของ State-T2

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต  $\Delta q_{T_2}, V_{in}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.46)

$$\Delta q_{T_2}, V_{in} = \Delta q_{T_2}^2 + \Delta q_{T_2}^3 + \Delta q_{T_2}^4 \quad (3.46)$$

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต  $\Delta q_{T_2}, V_{out}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.47)

$$\Delta q_{T_2}, V_{out} = \Delta q_{T_2}^L \quad (3.47)$$

ค่าประจุไฟฟ้า ที่คาปาซิเตอร์ตัวอื่นๆ ในวงจรสัมพันธ์กันตามสมการที่ (3.48) และ (3.49)

$$\Delta q_{T_2}^1 = \Delta q_{T_2}^2 \quad (3.48)$$

$$\Delta q_{T_2}^4 = \Delta q_{T_2}^5 \quad (3.49)$$

หาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเฉลี่ยอินพุตและกระแสเอาต์พุตได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \bar{I}_m &= (\Delta q_{T_1}, V_{in} + \Delta q_{T_2}, V_{in}) / T \\ \bar{I}_m T &= (0 + \Delta q_{T_2}^2 + \Delta q_{T_2}^3 + \Delta q_{T_2}^4) \\ &= \frac{-1}{2} \Delta q_{T_1}^3 + \Delta q_{T_2}^3 + \Delta q_{T_2}^4 \\ &= \frac{1}{2} \Delta q_{T_2}^3 + \Delta q_{T_2}^3 + \Delta q_{T_2}^4 \\ &= \frac{3}{2} \Delta q_{T_2}^3 + \Delta q_{T_2}^4 \\ &= \frac{3}{2} \Delta q_{T_2}^3 + \Delta q_{T_2}^3 - \Delta q_{T_2}^5 \\ &= \frac{5}{2} \Delta q_{T_2}^3 - \Delta q_{T_2}^5 \\ &= \frac{5}{2} (\Delta q_{T_2}^4 + \Delta q_{T_2}^5) - \Delta q_{T_2}^5 \\ &= \frac{5}{2} (2\Delta q_{T_2}^5) - \Delta q_{T_2}^5 \\ &= 4\Delta q_{T_2}^5 \end{aligned} \quad (3.50)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned} \overline{I_{out}} &= (\Delta q_{T1}, V_{out} + \Delta q_{T2}, V_{out}) / T \\ \overline{I_{out}} T &= (\Delta q^S_{T1} + \Delta q^L_{T1} + \Delta q^L_{T2}) \\ &= \Delta q^S_{T1} \\ &= -\Delta q^S_{T2} \end{aligned} \tag{3.51}$$

ได้อัตราส่วนการแปลงผันของวงจรเท่ากับ

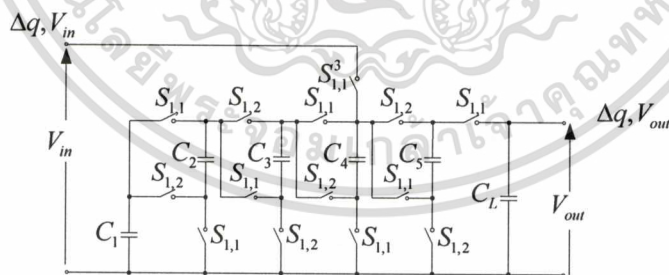
$$\begin{aligned} \frac{\overline{I_{in}}}{\overline{I_{out}}} &= \frac{4\Delta q^S_{T2}}{-\Delta q^S_{T2}} \\ &= -4 \end{aligned} \tag{3.52}$$

เมื่อกำลังงานทางดักอินพุตเท่ากับทางดักเอาต์พุต จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับเอาต์พุตเท่ากับ

$$\overline{V_{out}} = 4\overline{V_{in}} \tag{3.53}$$

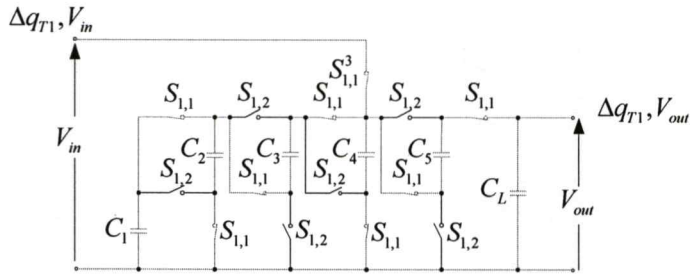
### 3.2.1.3 โหมดการแปลงผัน 8/3 เท่า

โหมดนี้วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์ที่ออกแบบไว้จะรับพลังงานอินพุตผ่านสวิตซ์  $S_{1,1}^3$  เพียงตัวเดียว ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.24



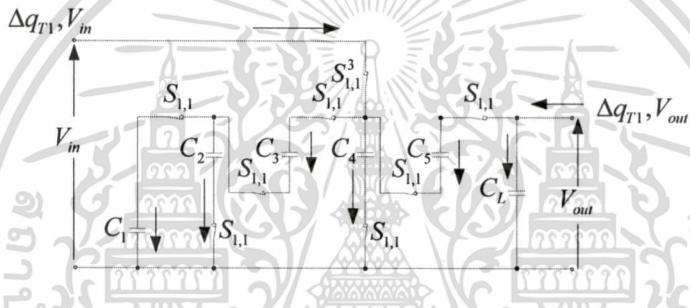
รูปที่ 3.24 วงจรสวิตซ์คาปาซิเตอร์โหมดการแปลงผัน 8/3 เท่า

สภาวะการทำงาน State-T1 สวิตซ์  $S_{1,1}$  จะปิดวงจรหมดทุกตัว แต่สวิตซ์  $S_{1,2}$  จะเปิดวงจร ซึ่งสามารถเขียนวงจรได้ ดังรูปที่ 3.25



รูปที่ 3.25 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหนดการแปลงผัน 8/3 เท้า State-T1

เขียนรูปวงจรใหม่โดยตัดรูปสวิตช์ที่อยู่ในสถานะเปิดวงจรออก เพื่อให้การพิจารณาวงจรได้ง่ายขึ้น แสดงวงจรใหม่ได้ดังรูปที่ 3.26



รูปที่ 3.26 วงจรที่ตัดสวิตช์ในสถานะที่เปิดวงจรออกของ State-T1

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต  $\Delta q_{T1}, V_{in}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.54)

$$\Delta q_{T1}, V_{in} = \Delta q_{T1}^3 + \Delta q_{T1}^4 - \Delta q_{T1}^5 \tag{3.54}$$

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต  $\Delta q_{T1}, V_{out}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.55)

$$\Delta q_{T1}, V_{out} = \Delta q_{T1}^5 + \Delta q_{T1}^L \tag{3.55}$$

ค่าประจุไฟฟ้า ที่คาปาซิเตอร์ตัวอื่นๆ ในวงจรสัมพันธ์กันตามสมการที่ (3.56)

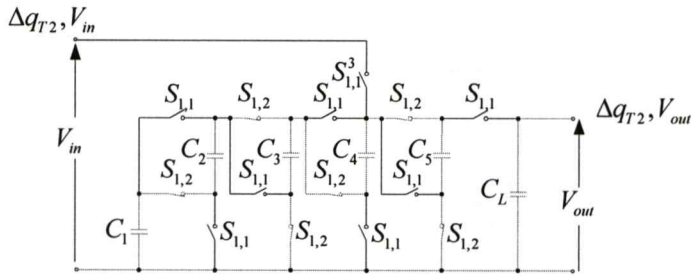
$$\Delta q_{T1}^3 = \Delta q_{T1}^1 + \Delta q_{T1}^2 \tag{3.56}$$

สถานะการทำงาน State-T2 สวิตช์  $S_{1,2}$  จะปิดวงจรหมดทุกตัว แต่สวิตช์  $S_{1,1}$  จะเปิดวงจร

ซึ่งสามารถเขียนวงจรได้ ดังรูปที่ 3.27

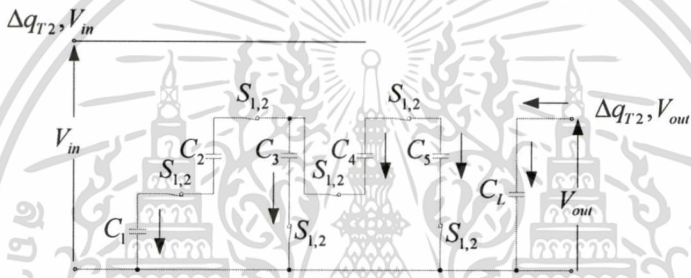
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.27 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/3 เท้า State-T2

เขียนรูปวงจรใหม่โดยตัดสวิตช์ที่อยู่ในสภาวะเปิดวงจรออก เพื่อให้การพิจารณาวงจรได้ง่ายขึ้น แสดงได้ดังรูปที่ 3.28



รูปที่ 3.28 วงจรที่ตัดสวิตช์ในสภาวะที่เปิดวงจรออกของ State-T2

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต  $\Delta q_{T2}, V_{in}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.57)

$$\Delta q_{T2}, V_{in} = 0 \tag{3.57}$$

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต  $\Delta q_{T2}, V_{out}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.58)

$$\Delta q_{T2}, V_{out} = \Delta q^L_{T2} \tag{3.58}$$

ค่าประจุไฟฟ้า ที่คาปาซิเตอร์ตัวอื่นๆ ในวงจรสัมพันธ์กันตามสมการที่ (3.59)- (3.61)

$$\Delta q^1_{T2} = \Delta q^2_{T2} \tag{3.59}$$

$$\Delta q^4_{T2} = \Delta q^1_{T2} + \Delta q^3_{T2} \tag{3.60}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\Delta q^4_{T2} + \Delta q^5_{T2} = 0 \tag{3.61}$$

หาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเฉลี่ยอินพุตและกระแสเอาต์พุตได้ดังนี้

$$\begin{aligned}
 \overline{I}_{in} &= (\Delta q_{T1}, V_{in} + \Delta q_{T2}, V_{in}) / T \\
 \overline{I}_{in} T &= \Delta q^3_{T1} + \Delta q^4_{T1} - \Delta q^5_{T1} + 0 \\
 &= \Delta q^3_{T1} + \Delta q^4_{T1} - \Delta q^5_{T1} \\
 &= -\Delta q^3_{T2} + \Delta q^4_{T1} - \Delta q^5_{T1} \\
 &= -\Delta q^4_{T2} + \Delta q^1_{T2} + \Delta q^4_{T1} - \Delta q^5_{T1} \\
 &= -\Delta q^4_{T2} + \Delta q^1_{T2} - \Delta q^4_{T2} + \Delta q^5_{T2} \\
 &= -\Delta q^4_{T2} + \Delta q^1_{T2} - \Delta q^4_{T2} - \Delta q^4_{T2} \\
 &= -3\Delta q^4_{T2} + \Delta q^1_{T2} \\
 &= -3(\Delta q^1_{T2} + \Delta q^3_{T2}) + \Delta q^1_{T2} \\
 &= -2\Delta q^1_{T2} - 3\Delta q^3_{T2} \\
 &= -2\Delta q^1_{T2} + 3\Delta q^3_{T1} \\
 &= -2\Delta q^1_{T2} + 3(\Delta q^1_{T1} + \Delta q^2_{T1}) \\
 &= -2\Delta q^1_{T2} + 3\Delta q^1_{T1} + 3\Delta q^2_{T1} \\
 &= -2\Delta q^1_{T2} - 3\Delta q^1_{T2} - 3\Delta q^2_{T2} \\
 &= -2\Delta q^1_{T2} - 3\Delta q^1_{T2} - 3\Delta q^1_{T2} \\
 &= -8\Delta q^1_{T2}
 \end{aligned} \tag{3.62}$$

$$\begin{aligned}
 \overline{I}_{out} &= (\Delta q_{T1}, V_{out} + \Delta q_{T2}, V_{out}) / T \\
 \overline{I}_{out} T &= (\Delta q^5_{T1} + \Delta q^L_{T1} + \Delta q^L_{T2}) \\
 &= \Delta q^5_{T1} \\
 &= -\Delta q^5_{T2} \\
 &= \Delta q^4_{T2} \\
 &= \Delta q^1_{T2} + \Delta q^3_{T2} \\
 &= \Delta q^1_{T2} - 2\Delta q^1_{T1} \\
 &= -\Delta q^1_{T1} - 2\Delta q^1_{T1} \\
 &= -3\Delta q^1_{T1} \\
 &= 3\Delta q^1_{T2}
 \end{aligned} \tag{3.63}$$

ได้อัตราส่วนการแปลงผันของวงจรเท่ากับ

$$\frac{\overline{I}_{in}}{\overline{I}_{out}} = \frac{-8\Delta q^1_{T2}}{3\Delta q^1_{T2}} \tag{3.64}$$

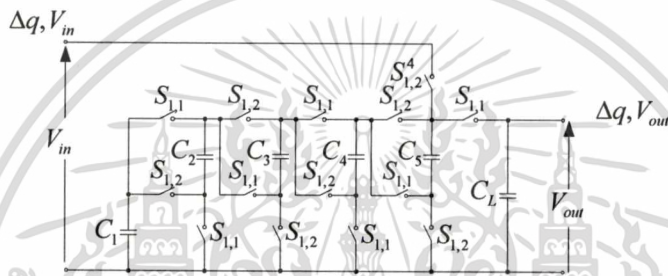
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 8  
 ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น  $\frac{1}{3}$  ทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อกำลังงานทางด้านอินพุตเท่ากับทางด้านเอาต์พุต จะได้ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับเอาต์พุตเท่ากับ

$$\overline{V_{out}} = \frac{8}{3} \overline{V_{in}} \quad (3.65)$$

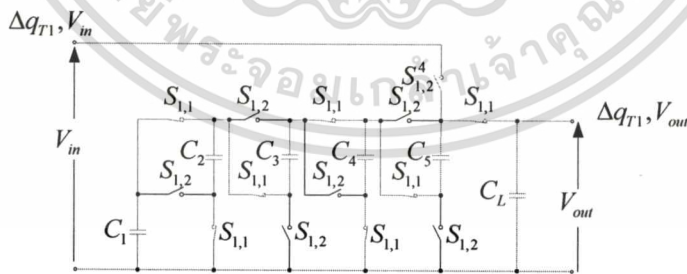
### 3.2.1.4 โหมดการแปลงผัน 8/5 เท่า

โหมดนี้วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่ออกแบบไว้จะรับพลังงานอินพุตผ่านสวิตช์  $S_{1,2}^4$  เพียงตัวเดียว ซึ่งแสดงได้ดังรูปที่ 3.29



รูปที่ 3.29 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมดการแปลงผัน 8/5 เท่า

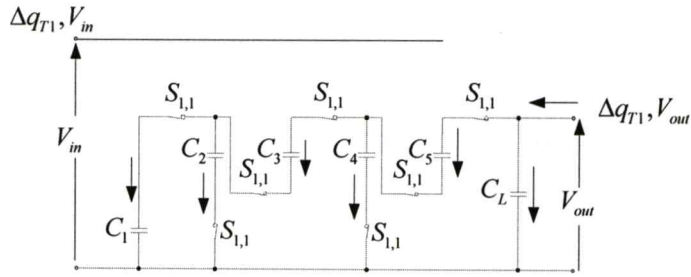
สภาวะการทำงาน State-T1 สวิตช์  $S_{1,1}$  จะปิดวงจรหมดทุกตัว แต่สวิตช์  $S_{1,2}$  จะเปิดวงจร ซึ่งสามารถเขียนวงจรได้ ดังรูปที่ 3.30



รูปที่ 3.30 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมดการแปลงผัน 8/5 เท่า State-T1

เขียนรูปวงจรใหม่โดยตัดรูปสวิตช์ที่อยู่ในสภาวะเปิดวงจรออก เพื่อให้การพิจารณาวงจรได้ง่ายขึ้น แสดงวงจรใหม่ได้ดังรูปที่ 3.31

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.31 วงจรที่ตัดสวิตช์ในสถานะที่เปิดวงจรออกของ State-T1

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต  $\Delta q_{T1}, V_{in}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.66)

$$\Delta q_{T1}, V_{in} = 0 \tag{3.66}$$

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต  $\Delta q_{T1}, V_{out}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.67)

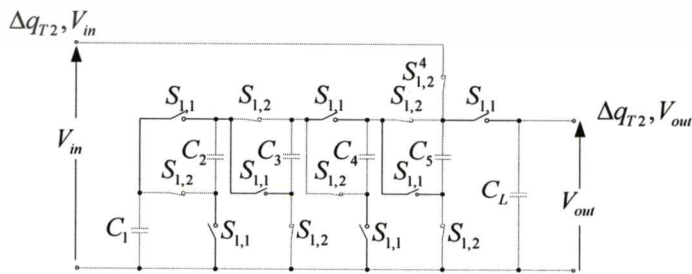
$$\Delta q_{T1}, V_{out} = \Delta q^5_{T1} + \Delta q^L_{T1} \tag{3.67}$$

ค่าประจุไฟฟ้า ที่คาปาซิเตอร์ตัวอื่นๆ ในวงจรสัมพันธ์กันตามสมการที่ (3.68) และ (3.69)

$$\Delta q^3_{T1} = \Delta q^1_{T1} + \Delta q^2_{T1} \tag{3.68}$$

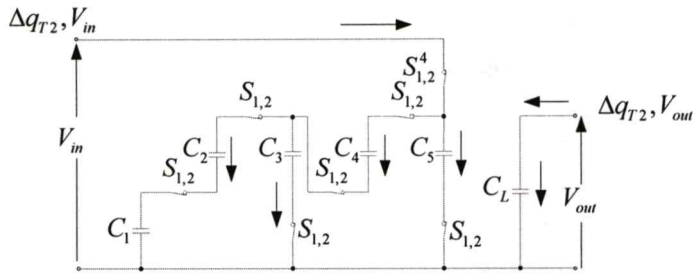
$$\Delta q^5_{T1} = \Delta q^3_{T1} + \Delta q^4_{T1} \tag{3.69}$$

สถานะการทำงาน State-T2 สวิตช์  $S_{1,2}$  จะปิดวงจรหมดทุกตัว แต่สวิตช์  $S_{1,1}$  จะเปิดวงจร ซึ่งสามารถเขียนวงจรได้ดังรูปที่ 3.32



รูปที่ 3.32 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมดการแปลงผัน 8/5 เท่า State-T2

เขียนรูปวงจรใหม่โดยตัดรูปสวิตช์ที่อยู่ในสถานะเปิดวงจรออกเพื่อให้การพิจารณาวงจรได้ง่ายขึ้น  
ไม่แสดงได้ดังรูปที่ 3.33 ทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.33 วงจรที่ตัดสวิตช์ในสถานะที่เปิดวงจรออกของ State-T2

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านอินพุต  $\Delta q_{T2}, V_{in}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.70)

$$\Delta q_{T2}, V_{in} = \Delta q^4_{T2} + \Delta q^5_{T2} \quad (3.70)$$

ค่าประจุไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต  $\Delta q_{T2}, V_{out}$  สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (3.71)

$$\Delta q_{T2}, V_{out} = \Delta q^L_{T2} \quad (3.71)$$

ค่าประจุไฟฟ้า ที่คาปาซิเตอร์ตัวอื่นๆ ในวงจรสัมพันธ์กันตามสมการที่ (3.72) และ (3.73)

$$\Delta q^1_{T2} = \Delta q^2_{T2} \quad (3.72)$$

$$\Delta q^4_{T2} = \Delta q^3_{T2} + \Delta q^2_{T2} \quad (3.73)$$

หาความสัมพันธ์ระหว่างกระแสเฉลี่ยอินพุตและกระแสเอาต์พุต ได้ดังนี้

$$\begin{aligned} \bar{I}_{in} &= (\Delta q_{T1}, V_{in} + \Delta q_{T2}, V_{in})/T \\ \bar{I}_{in}T &= 0 + \Delta q^4_{T2} + \Delta q^5_{T2} \\ &= \Delta q^4_{T2} + \Delta q^5_{T2} \\ &= \Delta q^4_{T2} + \Delta q^3_{T2} + \Delta q^4_{T2} \\ &= 2\Delta q^4_{T2} + \Delta q^3_{T2} \\ &= 2(\Delta q^3_{T2} + \Delta q^2_{T2}) + \Delta q^3_{T2} \\ &= 3\Delta q^3_{T2} + 2\Delta q^2_{T2} \\ &= -3\Delta q^3_{T1} + 2\Delta q^2_{T2} \\ &= -3(\Delta q^1_{T1} + \Delta q^2_{T1}) - 2\Delta q^2_{T1} \\ &= -3\Delta q^1_{T1} - 5\Delta q^2_{T1} \\ &= 3\Delta q^1_{T2} + 5\Delta q^2_{T2} \\ &= 3\Delta q^2_{T2} + 5\Delta q^2_{T2} \\ &= 8\Delta q^2_{T2} \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่จัดทำขึ้นไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น ห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้ (3.74)

$$\begin{aligned}
\overline{I_{out}} &= (\Delta q_{T1}, V_{out} + \Delta q_{T2}, V_{out}) / T \\
\overline{I_{out}} T &= (\Delta q^5_{T1} + \Delta q^L_{T1} + \Delta q^L_{T2}) \\
&= \Delta q^3_{T1} + \Delta q^4_{T1} \\
&= \Delta q^3_{T1} - \Delta q^3_{T2} - \Delta q^2_{T2} \\
&= -2\Delta q^3_{T2} - \Delta q^2_{T2} \\
&= 2\Delta q^3_{T1} - \Delta q^2_{T2} \\
&= 2(\Delta q^1_{T1} + \Delta q^2_{T1}) - \Delta q^2_{T2} \\
&= 2\Delta q^1_{T1} + 2\Delta q^2_{T1} - \Delta q^2_{T2} \\
&= -2\Delta q^1_{T2} - 2\Delta q^2_{T2} - \Delta q^2_{T2} \\
&= -2\Delta q^2_{T2} - 2\Delta q^2_{T2} - \Delta q^2_{T2} \\
&= -5\Delta q^2_{T2}
\end{aligned} \tag{3.75}$$

ได้อัตราส่วนการแปลงผันของวงจรเท่ากับ

$$\begin{aligned}
\frac{\overline{I_{in}}}{\overline{I_{out}}} &= \frac{8\Delta q^2_{T2}}{-5\Delta q^2_{T2}} \\
&= -\frac{8}{5}
\end{aligned} \tag{3.76}$$

เมื่อกำลังงานทางด้านอินพุตเท่ากับทางด้านเอาต์พุต จะมีความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันอินพุตกับเอาต์พุตเท่ากับ

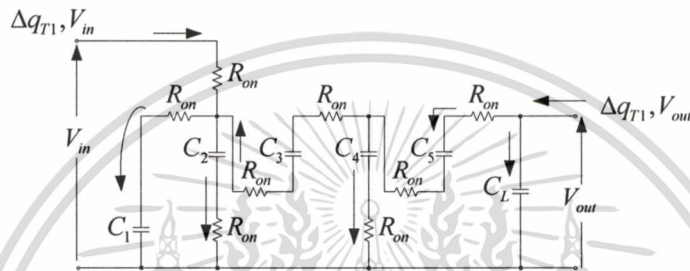
$$\overline{V_{out}} = \frac{8}{5} \overline{V_{in}} \tag{3.77}$$

### 3.2.2 ค่าความต้านทานภายในและพลังงานสูญเสียจากค่าความต้านทานภายใน

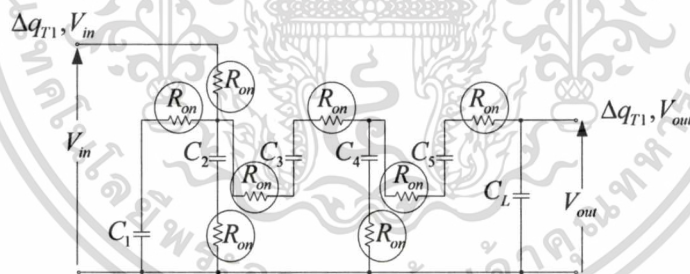
พลังงานสูญเสียภายในวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์ที่เกิดจากค่าความต้านทานภายในของตัวสวิตช์ จะพิจารณาเหมือนกับ หัวข้อ 3.1.2 แต่ในวงจรคอนเวอร์เตอร์นี้มี 4 โหมคการแปลงผันจึงต้องวิเคราะห์ทั้ง 4 โหมคการทำงาน ตามช่วงจังหวะของสวิตช์ State-T1 และ State-T2 [35]

#### 3.2.2.1 โหมคการแปลงผัน 8 เท่า

สภาวะการทำงาน State-T1 พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์ ได้ดังรูปที่ 3.34



รูปที่ 3.34 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8 เท่า State-T1 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์



รูปที่ 3.35 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8 เท่า State-T1 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์

คำนวณค่าพลังงานที่เกิดขึ้นที่ช่วง State-T1 ได้ ดังนี้

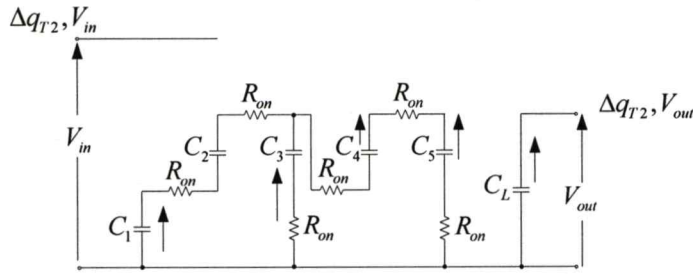
$$\begin{aligned}
W_{T1} &= \frac{R_{on}}{T1}(\Delta q^1_{T1})^2 + \frac{R_{on}}{T1}(\Delta q^2_{T1})^2 + \frac{2R_{on}}{T1}(\Delta q^3_{T1})^2 + \frac{R_{on}}{T1}(\Delta q^1_{T1} + \Delta q^2_{T1} - \Delta q^3_{T1})^2 \\
&\quad + \frac{R_{on}}{T1}(\Delta q^4_{T1})^2 + \frac{2R_{on}}{T1}(\Delta q^5_{T1})^2 \\
&= \frac{R_{on}}{T1}(\Delta q^1_{T1})^2 + \frac{R_{on}}{T1}(\Delta q^1_{T1})^2 + \frac{2R_{on}}{T1}(\Delta q^3_{T1})^2 + \frac{R_{on}}{T1}(\Delta q^4_{T2} - 3\Delta q^1_{T2})^2 \\
&\quad + \frac{R_{on}}{T1}(\Delta q^5_{T2})^2 + \frac{2R_{on}}{T1}(\Delta q^5_{T2})^2 \\
&= \frac{2R_{on}}{T1}(\Delta q^1_{T1})^2 + \frac{2R_{on}}{T1}(-2\Delta q^5_{T2})^2 + \frac{64R_{on}}{T1}(\Delta q^5_{T2})^2 + \frac{3R_{on}}{T1}(\Delta q^5_{T2})^2 \\
&= \frac{18R_{on}}{T1}(\Delta q^5_{T2})^2 + \frac{8R_{on}}{T1}(\Delta q^5_{T2})^2 + \frac{64R_{on}}{T1}(\Delta q^5_{T2})^2 + \frac{3R_{on}}{T1}(\Delta q^5_{T2})^2 \\
&= \frac{93R_{on}}{T1}(\Delta q^5_{T2})^2 \\
&= \frac{93R_{on}}{T1}(\Delta q, V_{out})^2
\end{aligned} \tag{3.78}$$

$$\begin{aligned}
\frac{R_{on}}{T1}(\Delta q^4_{T2} - 3\Delta q^1_{T2})^2 &= \frac{R_{on}}{T1}(\Delta q^4_{T2} - 3(\Delta q^4_{T2} - \Delta q^3_{T2}))^2 \\
&= \frac{R_{on}}{T1}(-2\Delta q^4_{T2} + 3\Delta q^3_{T2})^2 \\
&= \frac{R_{on}}{T1}(-2\Delta q^4_{T2} - 3\Delta q^3_{T1})^2 \\
&= \frac{R_{on}}{T1}(-2\Delta q^4_{T2} - 3(-2\Delta q^5_{T2}))^2 \\
&= \frac{R_{on}}{T1}(2\Delta q^5_{T2} + 6\Delta q^5_{T2})^2 \\
&= \frac{R_{on}}{T1}(8\Delta q^5_{T2})^2 \\
&= \frac{64R_{on}}{T1}(\Delta q^5_{T2})^2
\end{aligned} \tag{3.79}$$

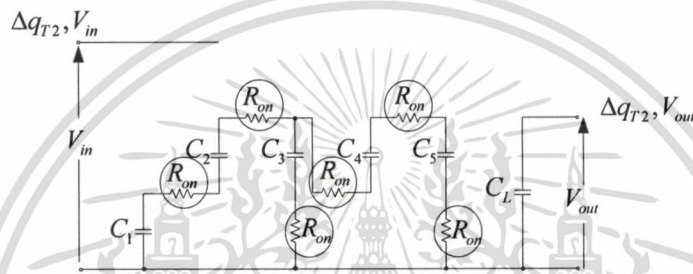
$$\begin{aligned}
\frac{2R_{on}}{T1}(\Delta q^1_{T1})^2 &= \frac{2R_{on}}{T1}(\Delta q^1_{T2})^2 \\
&= \frac{2R_{on}}{T1}(\Delta q^4_{T2} - \Delta q^3_{T2})^2 \\
&= \frac{2R_{on}}{T1}(-\Delta q^5_{T2} + \Delta q^3_{T1})^2 \\
&= \frac{2R_{on}}{T1}(-\Delta q^5_{T2} - 2\Delta q^5_{T2})^2 \\
&= \frac{2R_{on}}{T1}(-3\Delta q^5_{T2})^2
\end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมีการคัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

สภาวะการทำงาน State-T2 พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์ ได้ดังรูปที่ 3.36



รูปที่ 3.36 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8 เท่า State-T2 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์



รูปที่ 3.37 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8 เท่า State-T2 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์

คำนวณค่าพลังงานที่เกิดขึ้นที่ช่วง State-T2 ได้ ดังนี้

$$\begin{aligned}
 W_{T2} &= \frac{2R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^1)^2 + \frac{R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^3)^2 + \frac{3R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^5)^2 \\
 &= \frac{2R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^4 - \Delta q_{T2}^3)^2 + \frac{R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^3)^2 + \frac{3R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^5)^2 \\
 &= \frac{2R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^4 + \Delta q_{T1}^5 - \Delta q_{T1}^4)^2 + \frac{R_{on}}{T2} (\Delta q_{T1}^3)^2 + \frac{3R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^5)^2 \\
 &= \frac{2R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^4 - \Delta q_{T2}^5 - \Delta q_{T1}^4)^2 + \frac{R_{on}}{T2} (\Delta q_{T1}^5 - \Delta q_{T1}^4)^2 + \frac{3R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^5)^2 \\
 &= \frac{2R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^4 + \Delta q_{T2}^4 + \Delta q_{T2}^4)^2 + \frac{R_{on}}{T2} (-\Delta q_{T2}^5 + \Delta q_{T2}^4)^2 + \frac{3R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^5)^2 \\
 &= \frac{2R_{on}}{T2} (3\Delta q_{T2}^4)^2 + \frac{R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^4 + \Delta q_{T2}^4)^2 + \frac{3R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^4)^2 \\
 &= \frac{18R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^4)^2 + \frac{R_{on}}{T2} (2\Delta q_{T2}^4)^2 + \frac{3R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^4)^2 \\
 &= \frac{18R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^4)^2 + \frac{4R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^4)^2 + \frac{3R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^4)^2 \\
 &= \frac{25R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^4)^2
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่เขียนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น หากมีข้อผิดพลาดประการใด ขออภัยและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\frac{25R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^4)^2 \quad (3.81)$$

แทนค่า คาบเวลา  $T = T_1 + T_2$  โดยที่  $T_1 = DT$  และ  $T_2 = (1-D)T$

ค่าพลังงานที่เกิดขึ้นในแต่ละคาบจะมีค่าเท่ากับผลรวมของพลังงานจาก State-T1 และ State-T2

$$\begin{aligned}
 W_T &= W_{T_1} + W_{T_2} \\
 &= \frac{93R_{on}}{T_1} (\Delta q, V_{out})^2 + \frac{25R_{on}}{T_2} (\Delta q, V_{out})^2 \\
 &= \frac{93R_{on}}{DT} (\Delta q, V_{out})^2 + \frac{25R_{on}}{(1-D)T} (\Delta q, V_{out})^2 \\
 &= \frac{93R_{on} - 93R_{on}D + 25R_{on}D}{D(1-D)T} (\Delta q, V_{out})^2 \\
 &= \frac{93R_{on} + 68R_{on}D}{D(1-D)T} (\Delta q, V_{out})^2 \\
 &= \frac{93 - 68D}{D(1-D)} R_{on} \cdot T \left( \frac{\Delta q, V_{out}}{T} \right)^2 \\
 &= R_{SC} \cdot T \left( \frac{\Delta q, V_{out}}{T} \right)^2 \tag{3.82}
 \end{aligned}$$

กำหนดให้  $R_{SC}$  แทนค่าความต้านทานสมมูลในวงจร ซึ่งมีค่าตามสมการ

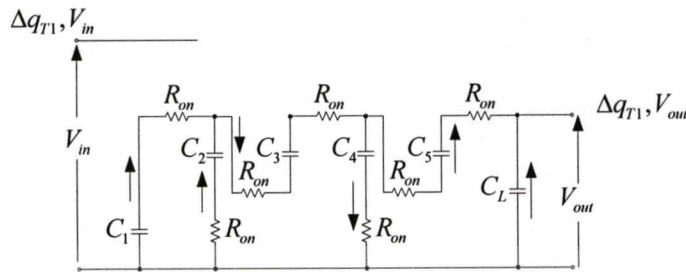
$$R_{SC} = \frac{93 - 68D}{D(1-D)} R_{on} \tag{3.83}$$

แทนค่า ดิวตีไซเคิล  $D = 0.5$   
 ดังนั้น

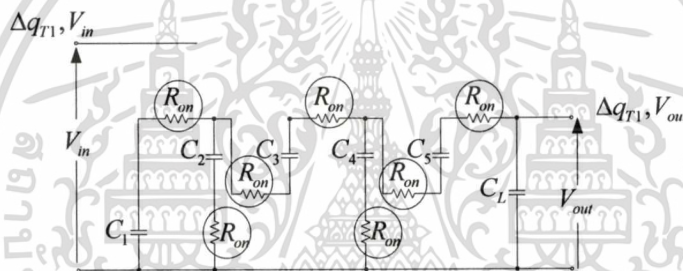
$$\begin{aligned}
 R_{SC} &= \frac{93 - 68D}{D(1-D)} R_{on} \\
 &= \frac{93 - 68(0.5)}{0.5(1-0.5)} R_{on} \\
 &= 236R_{on} \tag{3.84}
 \end{aligned}$$

### 3.2.2.2 โหมดการแปลงผัน 4 เท้า

สภาวะการทำงาน State-T1 พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์ ได้ดังรูปที่ 3.38



รูปที่ 3.38 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมดการแปลงผัน 4 เท้า State-T1 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์



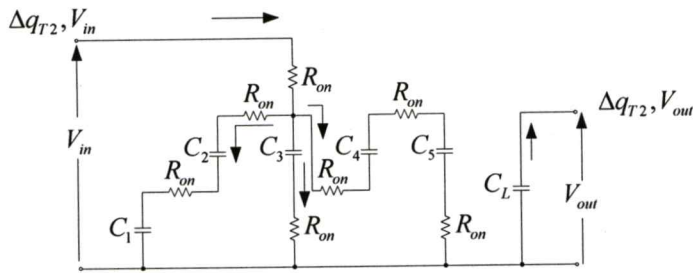
รูปที่ 3.39 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมดการแปลงผัน 4 เท้า State-T1 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์

คำนวณค่าพลังงานที่เกิดขึ้นที่ช่วง State-T1 ได้ ดังนี้

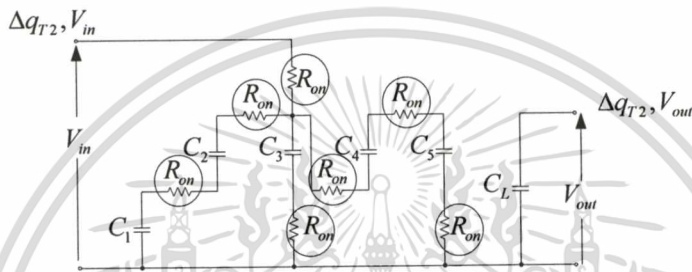
$$\begin{aligned}
 W_{T1} &= \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q^1_{T1})^2 + \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q^2_{T1})^2 + \frac{2R_{on}}{T1} (\Delta q^3_{T1})^2 + \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q^4_{T1})^2 + \frac{2R_{on}}{T1} (\Delta q^5_{T1})^2 \\
 &= \frac{13R_{on}}{T1} (\Delta q^5_{T2})^2 \\
 &= \frac{13R_{on}}{T1} (\Delta q, V_{out})^2
 \end{aligned} \tag{3.85}$$

สภาวะการทำงาน State-T2 พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์ ได้ดังรูปที่ 3.40

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.40 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 4 เท้า State-T2 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์



รูปที่ 3.41 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 4 เท้า State-T2 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์

คำนวณค่าพลังงานที่เกิดขึ้นที่ช่วง State-T2 ได้ ดังนี้

$$\begin{aligned}
 W_{T2} &= \frac{R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}, V_{in})^2 + \frac{2R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^1)^2 + \frac{R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^3)^2 + \frac{3R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^5)^2 \\
 &= \frac{R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^2 + \Delta q_{T2}^3 + \Delta q_{T2}^4)^2 + \frac{2R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^1)^2 + \frac{4R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^5)^2 + \frac{3R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^5)^2 \\
 &= \frac{25R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^5)^2 \\
 &= \frac{25R_{on}}{T2} (\Delta q, V_{out})^2 \tag{3.86}
 \end{aligned}$$

ค่าพลังงานที่เกิดขึ้นในแต่ละคาบจะมีค่าเท่ากับผลรวมของพลังงานจาก State-T1 และ State-T2

$$\begin{aligned}
 W_T &= W_{T1} + W_{T2} \\
 &= \frac{13R_{on}}{T1} (\Delta q, V_{out})^2 + \frac{25R_{on}}{T2} (\Delta q, V_{out})^2 \\
 &= \frac{13R_{on}}{DT} (\Delta q, V_{out})^2 + \frac{25R_{on}}{(1-D)T} (\Delta q, V_{out})^2
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารสงวนลิขสิทธิ์ของภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ การนำเอกสารนี้ไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตให้ทำซ้ำโดยไม่ได้รับอนุญาตจากภาควิชาวิศวกรรมเครื่องกล คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าพระนครเหนือ และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$= R_{sc} \cdot T \left( \frac{\Delta q, V_{out}}{T} \right)^2 \tag{3.87}$$

กำหนดให้  $R_{sc}$  แทนค่าความต้านทานสมมูลในวงจร ซึ่งมีค่าตามสมการที่ (3.88)

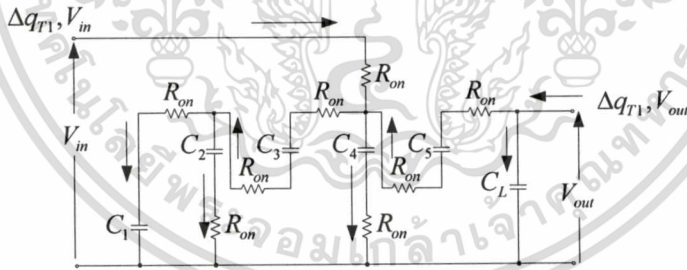
$$R_{sc} = \frac{13+12D}{D(1-D)} R_{on} \tag{3.88}$$

แทนค่า ดิวตี้ไซเคิล  $D = 0.5$  ดังนั้น

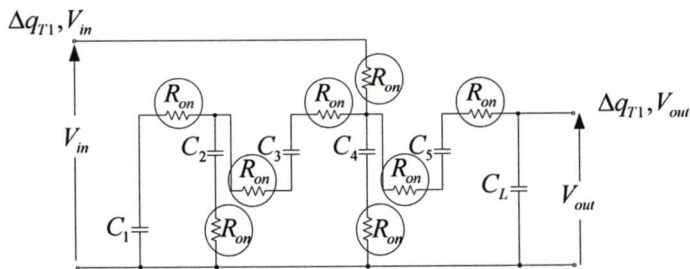
$$\begin{aligned} R_{sc} &= \frac{13+12D}{D(1-D)} R_{on} \\ &= \frac{13+12(0.5)}{0.5(1-0.5)} R_{on} \\ &= 76R_{on} \end{aligned} \tag{3.89}$$

### 3.2.2.3 โหมดการเปลี่ยน 8/3 เท่า

สภาวะการทำงาน State-T1 พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์ ได้ดังรูปที่ 3.42



รูปที่ 3.42 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมดการเปลี่ยน 8/3 เท่า State-T1 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์



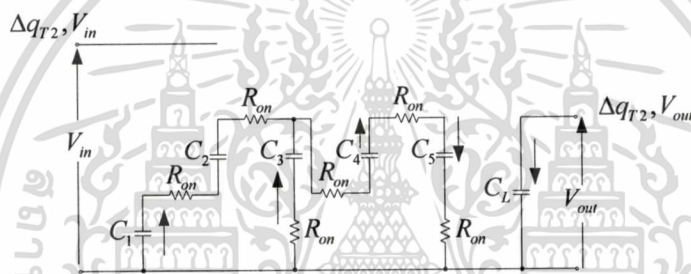
เอกสารรูปที่ 3.43 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมดการเปลี่ยน 8/3 เท่า State-T1 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ค่าความต้านทานภายในของสวิตช์เจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

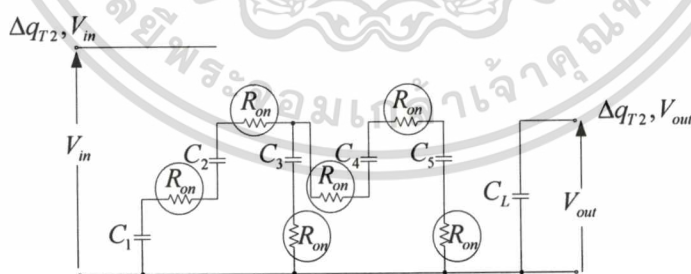
คำนวณค่าพลังงานที่เกิดขึ้นที่ช่วง State-T1 ได้ ดังนี้

$$\begin{aligned}
 W_{T1} &= \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q_{T1}, V_{in})^2 + \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q^1_{T1})^2 + \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q^2_{T1})^2 + \frac{2R_{on}}{T1} (\Delta q^3_{T1})^2 + \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q^4_{T1})^2 \\
 &\quad + \frac{2R_{on}}{T1} (\Delta q^5_{T1})^2 \\
 &= \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q^3_{T1} + \Delta q^4_{T1} - \Delta q^5_{T1})^2 + \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q^1_{T1})^2 + \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q^2_{T1})^2 + \frac{2R_{on}}{T1} (\Delta q^3_{T1})^2 \\
 &\quad + \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q^4_{T1})^2 + \frac{2R_{on}}{T1} (\Delta q^5_{T1})^2 \\
 &= \frac{101R_{on}}{9T1} (\Delta q, V_{out})^2 \tag{3.90}
 \end{aligned}$$

สภาวะการทำงาน State-T2 พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิทช์ ได้ดังรูปที่ 3.44



รูปที่ 3.44 วงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/3 เท้า State-T2 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิทช์



รูปที่ 3.45 การสมมูลวงจรสวิทช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/3 เท้า State-T2 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิทช์

คำนวณค่าพลังงานที่เกิดขึ้นที่ช่วง State-T2 ได้ ดังนี้

$$\begin{aligned}
 W_{T2} &= \frac{2R_{on}}{T2} (\Delta q^2_{T2})^2 + \frac{R_{on}}{T2} (\Delta q^3_{T2})^2 + \frac{3R_{on}}{T2} (\Delta q^5_{T2})^2 \\
 &= \frac{33R_{on}}{9T2} (\Delta q, V_{out})^2
 \end{aligned}$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารวิจัยที่รับเงินเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ (3.91) ในการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ก็  $\frac{33R_{on}}{9T2} (\Delta q, V_{out})^2$  ที่แปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าพลังงานที่เกิดขึ้นในแต่ละคาบจะมีค่าเท่ากับผลรวมของพลังงานจาก State-T1 และ State-T2

$$\begin{aligned}
 W_T &= W_{T1} + W_{T2} \\
 &= \frac{101R_{on}}{9T1} (\Delta q, V_{out})^2 + \frac{33R_{on}}{9T2} (\Delta q, V_{out})^2 \\
 &= \frac{101R_{on}}{9DT} (\Delta q, V_{out})^2 + \frac{33R_{on}}{9(1-D)T} (\Delta q, V_{out})^2 \\
 &= \frac{(101-68D)R_{on}}{9D(1-D)} \cdot T \left( \frac{\Delta q, V_{out}}{T} \right)^2 \\
 &= R_{SC} \cdot T \left( \frac{\Delta q, V_{out}}{T} \right)^2
 \end{aligned} \tag{3.92}$$

กำหนดให้  $R_{SC}$  แทนค่าความต้านทานสมมูลในวงจร ซึ่งมีค่าตามสมการที่ (3.93)

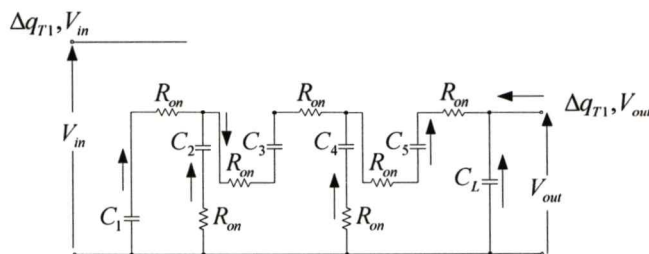
$$R_{SC} = \frac{(101-68D)}{9D(1-D)} R_{on} \tag{3.93}$$

แทนค่า ดิวตีไซเคิล  $D = 0.5$  ดังนั้น

$$\begin{aligned}
 R_{SC} &= \frac{(101-68D)}{9D(1-D)} R_{on} \\
 &= \frac{101-68(0.5)}{9(0.5)(1-0.5)} R_{on} \\
 &= 29.77 R_{on}
 \end{aligned} \tag{3.94}$$

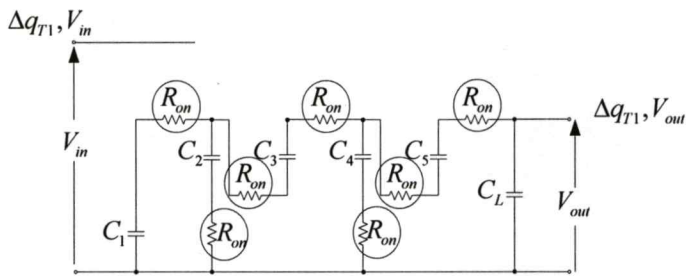
### 3.2.2.4 โหมคการแปลงผัน 8/5 เท่า

สภาวะการทำงาน State-T1 พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์ ได้ดังรูปที่ 3.46



รูปที่ 3.46 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/5 เท่า State-T1 ที่พิจารณาค่าความ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกาดูแลงานเพื่อกรณีฉุกเฉิน ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ด้านทานภายในของสวิตช์  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

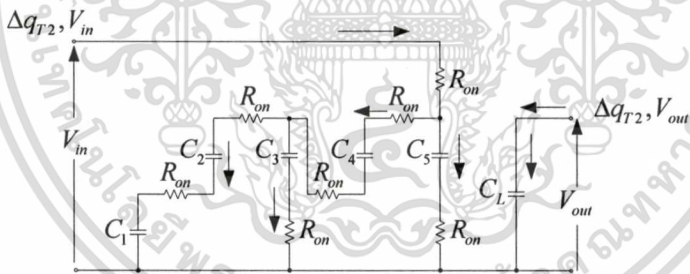


รูปที่ 3.47 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/5 เท้า State-T1 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์

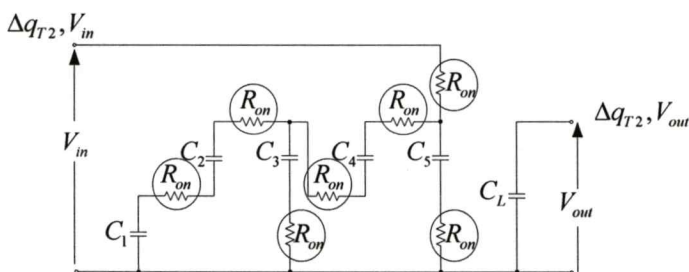
คำนวณค่าพลังงานที่เกิดขึ้นที่ช่วง State-T1 ได้ ดังนี้

$$\begin{aligned}
 W_{T1} &= \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q_{T1}^1)^2 + \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q_{T1}^2)^2 + \frac{2R_{on}}{T1} (\Delta q_{T1}^3)^2 + \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q_{T1}^4)^2 + \frac{2R_{on}}{T1} (\Delta q_{T1}^5)^2 \\
 &= \frac{69R_{on}}{25T1} (\Delta q, V_{out})^2 \quad (3.95)
 \end{aligned}$$

สภาวะการทำงาน State-T2 พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์ ได้ดังรูปที่ 3.48



รูปที่ 3.48 วงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/5 เท้า State-T2 ที่พิจารณาค่าความต้านทานภายในของสวิตช์



รูปที่ 3.49 การสมมูลวงจรสวิตช์คาปาซิเตอร์โหมคการแปลงผัน 8/5 เท้า State-T2 ที่พิจารณาค่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับกรณีฉุกเฉินที่อาจมีผลกระทบที่ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คำนวณค่าพลังงานที่เกิดขึ้นที่ช่วง State-T2 ได้ ดังนี้

$$\begin{aligned} W_{T2} &= \frac{R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}, V_{in})^2 + \frac{2R_{on}}{T2} (\Delta q^1_{T2})^2 + \frac{R_{on}}{T2} (\Delta q^3_{T2})^2 + \frac{R_{on}}{T2} (\Delta q^5_{T2})^2 \\ &= \frac{113R_{on}}{25T2} (\Delta q, V_{out})^2 \end{aligned} \quad (3.96)$$

ค่าพลังงานที่เกิดขึ้นในแต่ละคาบจะมีค่าเท่ากับผลรวมของพลังงานจาก State-T1 และ State-T2

$$\begin{aligned} W_T &= W_{T1} + W_{T2} \\ &= \frac{69R_{on}}{25T1} (\Delta q, V_{out})^2 + \frac{113R_{on}}{25T2} (\Delta q, V_{out})^2 \\ &= \frac{69R_{on}}{25DT} (\Delta q, V_{out})^2 + \frac{113R_{on}}{25(1-D)T} (\Delta q, V_{out})^2 \\ &= \frac{(69 + 44D) R_{on}}{25D(1-D)} \cdot T \left( \frac{\Delta q, V_{out}}{T} \right)^2 \\ &= R_{SC} \cdot T \left( \frac{\Delta q, V_{out}}{T} \right)^2 \end{aligned} \quad (3.97)$$

กำหนดให้  $R_{SC}$  แทนค่าความต้านทานสมมูลในวงจร ซึ่งมีค่าตามสมการที่ (3.98)

$$R_{SC} = \frac{(69 + 44D)}{25D(1-D)} R_{on} \quad (3.98)$$

แทนค่า ดิวตีไซเคิล  $D = 0.5$  ดังนี้

$$\begin{aligned} R_{SC} &= \frac{(69 + 44D)}{25D(1-D)} R_{on} \\ &= \frac{69 + 44(0.5)}{25(0.5)(1-0.5)} R_{on} \\ &= 14.56R_{on} \end{aligned} \quad (3.99)$$

สรุปค่าการแปลงผันและค่าความต้านทานภายในได้ดังตารางที่ 3.1

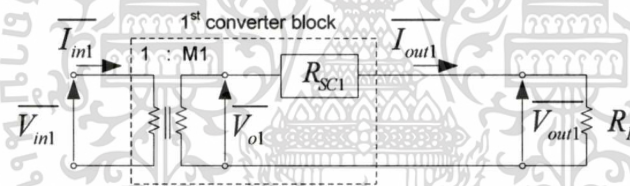
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.1 ค่าอัตราส่วนการแปลงผันและค่าความต้านทานภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์

ระดับแรงดันอินพุต	อัตราการแปลงผัน	ค่าความต้านทานภายใน $R_{SC}$	
		ทั่วไป	เมื่อ $D=0.5$
$V_{ref} \leq V_{in} < 2V_{ref}$	8	$\frac{93-68D}{D(1-D)} \cdot R_{on}$	$236R_{on}$
$2V_{ref} \leq V_{in} < 3V_{ref}$	4	$\frac{13+12D}{D(1-D)} \cdot R_{on}$	$76R_{on}$
$3V_{ref} \leq V_{in} < 5V_{ref}$	$\frac{8}{3}$	$\frac{101-68D}{9D(1-D)} \cdot R_{on}$	$29.77R_{on}$
$5V_{ref} \leq V_{in}$	$\frac{8}{5}$	$\frac{69+44D}{25D(1-D)} \cdot R_{on}$	$14.56R_{on}$

### 3.2.3 การสมมูลวงจรและการต่อขานานคอนเวอร์เตอร์

การสมมูลวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีโหมดการแปลงผัน 4 โหมด ตามที่ได้วิเคราะห์มาแล้วนั้น สามารถเขียนได้ดังรูปที่ 3.50



รูปที่ 3.50 วงจรสมมูลของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้นที่มี 4 โหมดการแปลงผัน

จากรูปที่ 3.50 อัตราส่วนการแปลงผัน  $M1$  และค่าความต้านทานภายใน  $R_{SC1}$  จะมีค่าตามโหมดการทำงาน ดังรายละเอียดในตารางที่ 3.1 ค่ากระแสและแรงดันไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ เขียนสมการเมทริกซ์ ได้ตามสมการที่ (3.100)

$$\begin{bmatrix} \overline{V_{in1}} \\ \overline{I_{in1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{M1} & 0 \\ 0 & M1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_{SC1} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V_{out1}} \\ -\overline{I_{out1}} \end{bmatrix} \quad (3.100)$$

ค่าแรงดันเอาต์พุต สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.101)

$$\overline{V_{out1}} = \frac{R_L}{R_L + R_{SC1}} \cdot M1 \cdot \overline{V_{in1}}$$

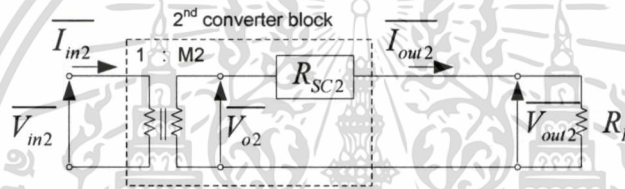
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ (3.101) ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆ ก็คือ อัตราซึ่งที่  $\overline{V_{out1}}$  ให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ค่าประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ มีค่าเท่ากับ

$$\begin{aligned}\eta_1 &= \frac{R_L \overline{I_{out1}}^2}{R_L \overline{I_{out1}}^2 + R_{SC1} \overline{I_{out1}}^2} \\ &= \frac{R_L}{R_L + R_{SC1}}\end{aligned}\quad (3.102)$$

สำหรับการต่อขนานวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้นที่มีอัตราการแปลงผัน 4 โหมคนี่ จะประยุกต์ใช้งานร่วมกับ วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น 3/2 เท่า [32] เพื่อเป็นกรณีศึกษา สำหรับการต่อขนานวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 วงจรและรับอินพุตจากแหล่งจ่ายที่แตกต่างกัน [35] ซึ่ง วงจรสมมูลของคอนเวอร์เตอร์ แบบแปลงขึ้น 3/2 เท่า แสดงดังรูปที่ 3.51



รูปที่ 3.51 วงจรสมมูลของคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น 3/2 เท่า

อัตราส่วนการแปลงผันวงจรคอนเวอร์เตอร์ 2 เป็น 3/2 หรือ 1.5 เท่า จะได้ว่า

$$M2 = 1.5$$

ค่าความต้านทานภายใน

$$R_{SC2} = \frac{3+D}{4D(1-D)} \cdot R_{on} \quad (3.103)$$

เขียนสมการเมทริกซ์ค่ากระแสและแรงดันไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ได้เป็น

$$\begin{bmatrix} \overline{V_{in2}} \\ \overline{I_{in2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{M2} & 0 \\ 0 & M2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_{SC2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V_{out2}} \\ -\overline{I_{out2}} \end{bmatrix} \quad (3.104)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

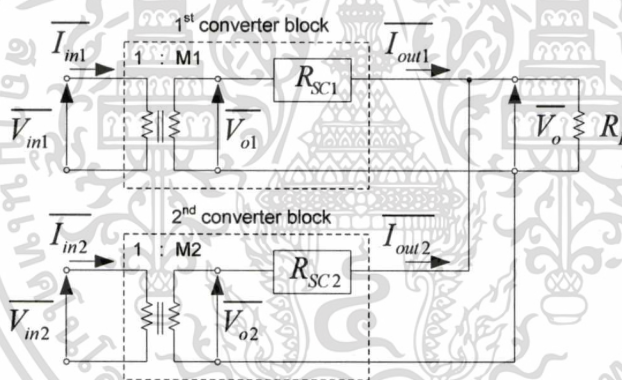
ค่าแรงดันเอาต์พุต สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.105)

$$\begin{aligned} \overline{V_{out2}} &= \frac{R_L}{R_L + R_{SC2}} \cdot M2 \cdot \overline{V_{in2}} \\ &= \frac{R_L}{R_L + R_{SC2}} \cdot \overline{V_{o2}} \end{aligned} \tag{3.105}$$

ค่าประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ มีค่าเท่ากับ

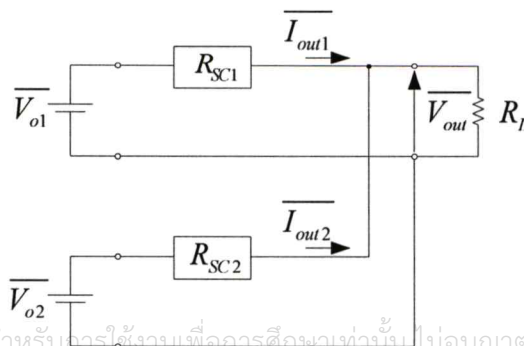
$$\begin{aligned} \eta_2 &= \frac{R_L \overline{I_{out2}}^2}{R_L \overline{I_{out2}}^2 + R_{SC2} \overline{I_{out2}}^2} \\ &= \frac{R_L}{R_L + R_{SC2}} \end{aligned} \tag{3.106}$$

เมื่อนำคอนเวอร์เตอร์ 2 วงจรนี้มาต่อขนานกัน สามารถเขียนวงจรได้ดังรูปที่ 3.52



รูปที่ 3.52 การต่อขนานวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าสมมูลต่างกันและรับอินพุตหลายแหล่งจ่าย

การคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุตและค่าประสิทธิภาพรวม ของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อขนานกัน สามารถ คำนวณได้ โดยการประยุกต์ใช้หลักทฤษฎีของเทวินิน มาเขียนสมการแรงดันเอาต์พุตได้ดังนี้

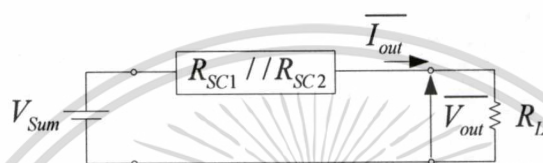


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับงานเพื่อการศึกษานั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น หากพบเห็นให้แจ้งหน่วยงานต้นฉบับ และแจ้งทางอธิบดีของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้  
รูปที่ 3.53 วงจรเฉพาะส่วนเอาต์พุตเพื่อคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุต

$$\begin{aligned}\overline{V}_{out} &= \frac{R_L}{R_L + R_{SC1} // R_{SC2}} \cdot V_{sum} \\ &= \frac{R_L}{R_L + \frac{R_{SC1} R_{SC2}}{R_{SC1} + R_{SC2}}} \cdot V_{sum}\end{aligned}\quad (3.107)$$

โดยที่

$$V_{sum} = \frac{R_{SC2}}{R_{SC1} + R_{SC2}} \cdot \overline{V}_{o1} + \frac{R_{SC1}}{R_{SC1} + R_{SC2}} \cdot \overline{V}_{o2} \quad (3.108)$$



รูปที่ 3.54 การสมมูลวงจรเพื่อกำหนดค่าแรงดันเอาต์พุต

ค่าประสิทธิภาพทางไฟฟ้ารวม สามารถคำนวณได้จากสมการที่ (3.109)

$$\eta = \frac{P_{RL}}{P_{RL} + P_{SC1} + P_{SC2}} \quad (3.109)$$

โดยที่

$$P_{SC1} = \frac{(M1 \cdot \overline{V}_{in1} - \overline{V}_{out})^2}{R_{SC1}} \quad (3.110)$$

$$P_{SC2} = \frac{(M2 \cdot \overline{V}_{in2} - \overline{V}_{out})^2}{R_{SC2}} \quad (3.111)$$

$$P_{RL} = \frac{(\overline{V}_{out})^2}{R_L} \quad (3.112)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## บทที่ 4

### การทดลองและผลการเปรียบเทียบ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการจำลองการทำงานและการทดลองตามการออกแบบ และการวิเคราะห์ ในบทที่ 3 เพื่อการพิสูจน์ทราบแนวคิด ในการจำลองการทำงานจะใช้โปรแกรม SPICE เพื่อจำลองการทำงานและทดสอบผลตอบสนองของวงจรคอนเวอร์เตอร์ ส่วนการทดลองจะใช้ทรานซิสเตอร์ทำหน้าที่เป็นสวิตช์ตามแบบโครงสร้างวงจรที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์ และได้นำโปรแกรม MATLAB มาแสดงผลการเปรียบเทียบ ค่าประสิทธิภาพทางไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ เมื่อมีการต่อร่วมกันแบบขนาน

#### 4.1 การจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงและการต่อร่วมกันแบบขนาน

การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง ที่มีอัตราส่วนการแปลงผัน 2/3 เท่า จะใช้โปรแกรม SPICE จำลองการทำงาน โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังนี้

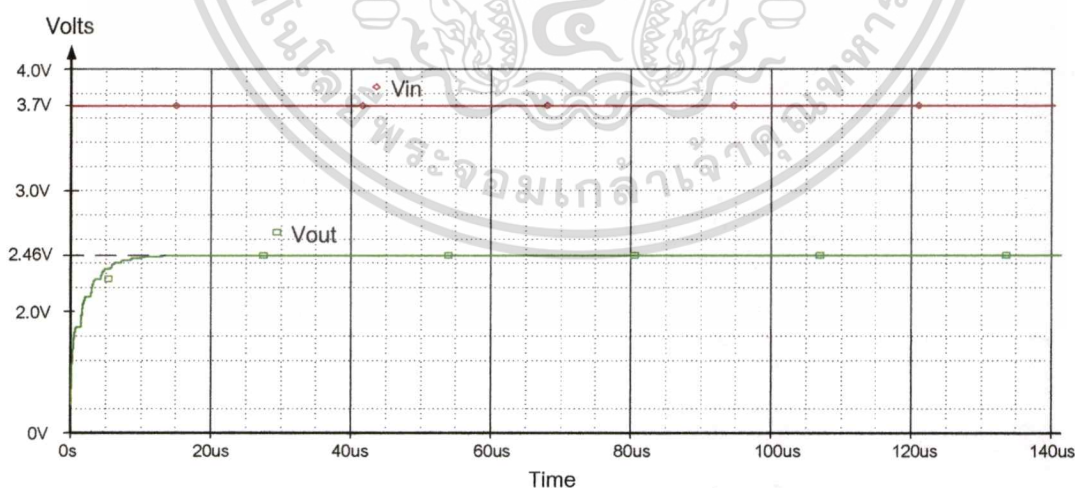
ค่าแรงดันอินพุต  $V_{in} = 3.70V$

ค่าความถี่ในการสวิตช์  $f = 500kHz$

คิวดีซีเกิด  $D = 0.5$

คาปาซิเตอร์  $C = 5\mu F$

ค่าความต้านทานของสวิตช์  $R_{on} = 0.2\Omega$



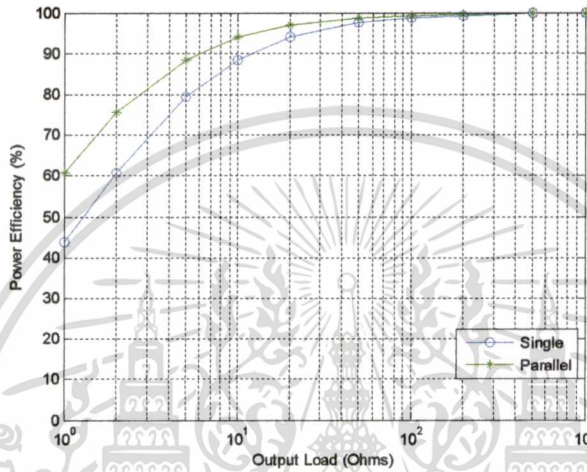
รูปที่ 4.1 กราฟแรงดันอินพุตกับเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 2/3 เท่า

การจำลองการทำงานเพื่อดูผลการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์และอัตราส่วนการแปลงผันที่ได้ออกแบบไว้ เมื่อกำหนด อินพุตเท่ากับ 3.70 โวลท์ จะได้แรงดันเอาต์พุต เท่ากับ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$\begin{aligned}
 V_{out} &= 2/3 V_{in} \\
 &= 2/3(3.70) \\
 &= 2.46V
 \end{aligned}$$

การเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง 2/3 เท่าวงจรเดี่ยว (Single) ตามรูปที่ 3.11 กับการประยุกต์นำ 2 วงจร มาต่อขนานกัน(Parallel) ตามรูปที่ 3.12 แสดงได้ดังรูปที่ 4.2

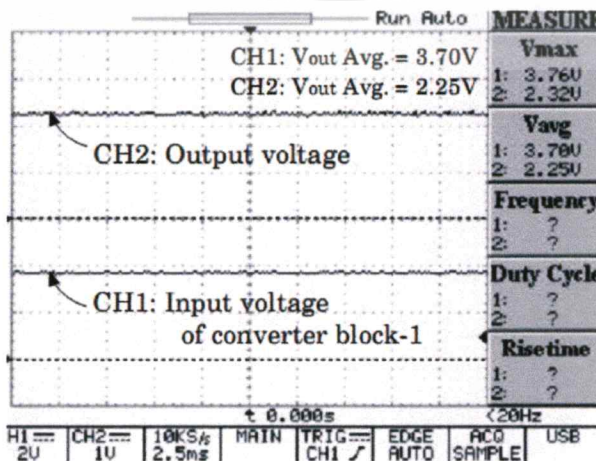


รูปที่ 4.2 ค่าประสิทธิภาพเมื่อต่อขนานวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลง 2 วงจร

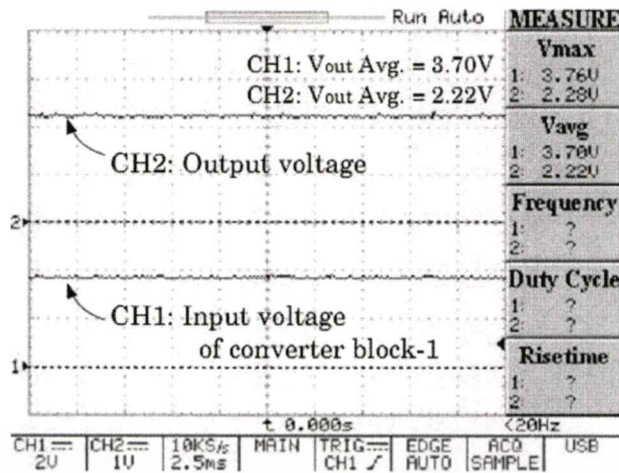
#### 4.2 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงลงและการปรับเปลี่ยนค่าพารามิเตอร์

ในการทดลอง นี้จะให้ทรานซิสเตอร์ 2SK2493 ทำหน้าที่เป็นสวิทช์และใช้ตัวคาปาซิเตอร์  $C_k^1 = C_k^2 = C_k^3 = C_k^o = 2.2\mu F$  ความถี่ในการสวิทช์ 20 kHz และ โหลด เป็นตัวต้านทานที่ 20 k $\Omega$

##### 4.2.1 การทดลอง กรณีที่มีการปรับเปลี่ยนค่าความต้านทานทางด้านเอาต์พุต



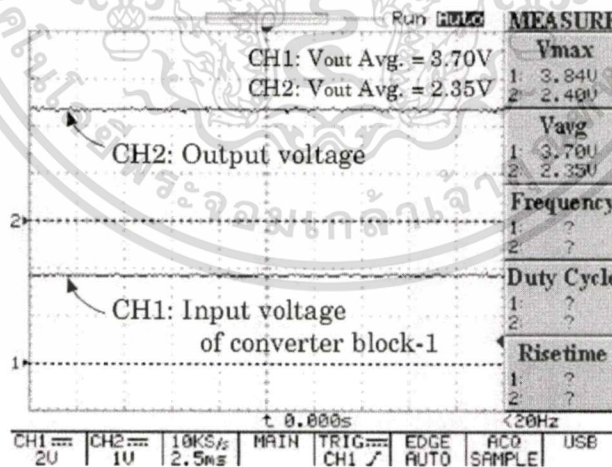
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 4.3 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตกรณีที่ไม่ต่อตัวต้านทานทางด้านเอาต์พุต



รูปที่ 4.4 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตกรณีที่ต่อตัวต้านทานทางด้านเอาต์พุต

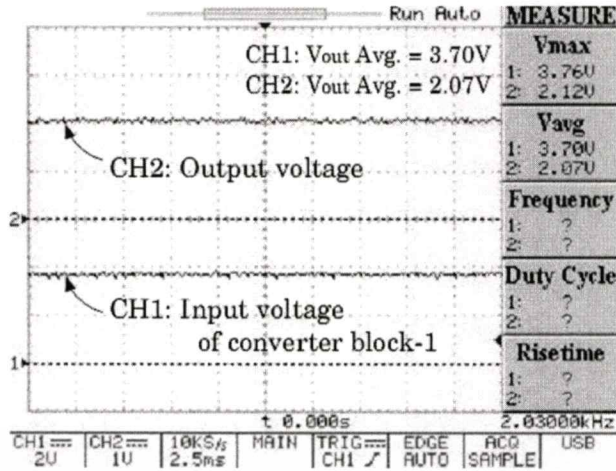
จากรูปที่ 4.3 และ รูปที่ 4.4 แสดงผลของสัญญาณเอาต์พุต ที่ทดลองปรับเปลี่ยนค่าความต้านทานทางด้านเอาต์พุตโดยการต่อเพิ่มค่าความต้านทาน 1 โอห์ม อนุกรมทางด้านเอาต์พุต ซึ่งจะสังเกตได้ว่า ค่าเอาต์พุตจะลดลงจาก 2.25 โวลต์ เป็น 2.22 โวลต์ เมื่อมีการต่อตัวต้านทานเพิ่มเข้าไป

#### 4.2.2 การทดลอง กรณีที่มีการปรับเปลี่ยนค่าความต้านทานทางด้านอินพุต



รูปที่ 4.5 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตกรณีที่ไม่ต่อตัวต้านทานทางด้านอินพุต

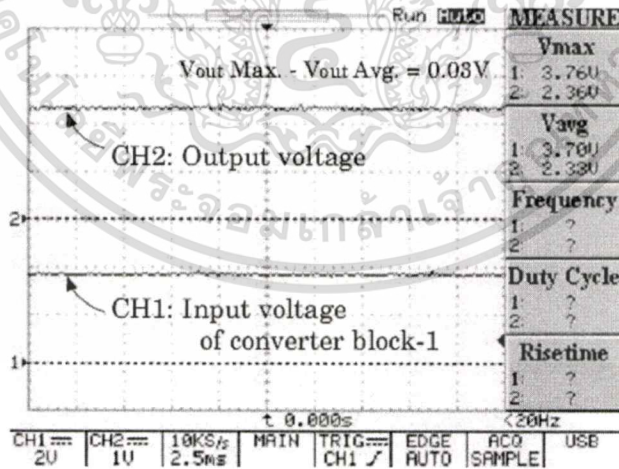
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.6 สัญญาณอินพุตและเอาต์พุตกรณีที่ต่อตัวต้านทานทางด้านอินพุต

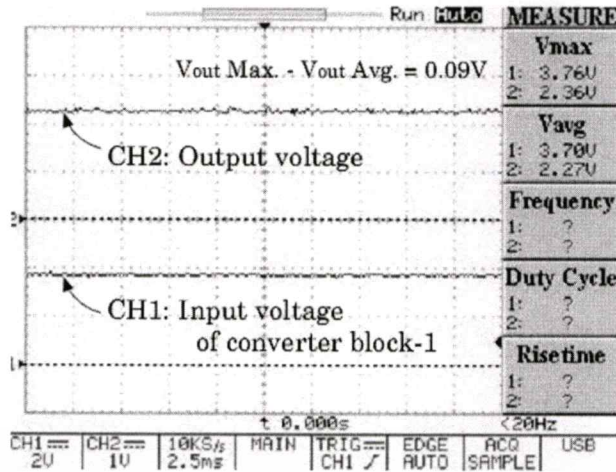
จากรูปที่ 4.5 และ รูปที่ 4.6 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการทดลอง กรณีที่มีการเปลี่ยนแปลงทางด้านอินพุต โดยการนำตัวต้านทานค่า 5 โอห์ม มาต่ออนุกรมทางด้านอินพุต ซึ่งผลที่ได้ค่าแรงดันเอาต์พุตจะลดลง เมื่อมีการต่อตัวต้านทานเพิ่มเข้าไป จาก 2.35 โวลต์ เป็น 2.07 โวลต์

4.2.3 การทดลอง กรณีที่มีการปรับเปลี่ยนค่าตัวคาปาซิเตอร์ในวงจร



รูปที่ 4.7 สัญญาณอินพุตและสัญญาณรีปเปล เมื่อ  $C_1 = C_2 = 2.67 \mu F$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.8 สัญญาณอินพุตและสัญญาณรีปีล เมื่อ  $C_1 = 2.2\mu F$  และ  $C_2 = 2.67\mu F$

จากรูปที่ 4.7 และ รูปที่ 4.8 แสดงสัญญาณเอาต์พุตที่ได้จากการทดลอง ปรับเปลี่ยนค่าตัวคาปาซิเตอร์ ซึ่งในการทดลองได้ปรับเปลี่ยนค่า  $C_1$  ของคอนเวอร์เตอร์ชุดที่ 1 จาก  $2.67\mu F$  เป็น  $2.2\mu F$  แต่ค่า  $C_2$  ของคอนเวอร์เตอร์ชุดที่ 2 คงค่าเดิมที่  $2.67\mu F$  ทำให้การเปลี่ยนแปลงของรีปีลเพิ่มขึ้นจาก 0.03 โวลต์ เป็น 0.09 โวลต์

### 4.3 การจำลองวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น 4 โหมดและการต่อร่วมกันแบบขนาน

#### 4.3.1 การจำลองการทำงาน

การจำลองการทำงานจะแสดงผลของอัตราส่วนการแปลงผันทั้ง 4 โหมดการแปลงผัน โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม SPICE ดังนี้

ค่าแรงดันอินพุต  $V_{in} = 0.75V$

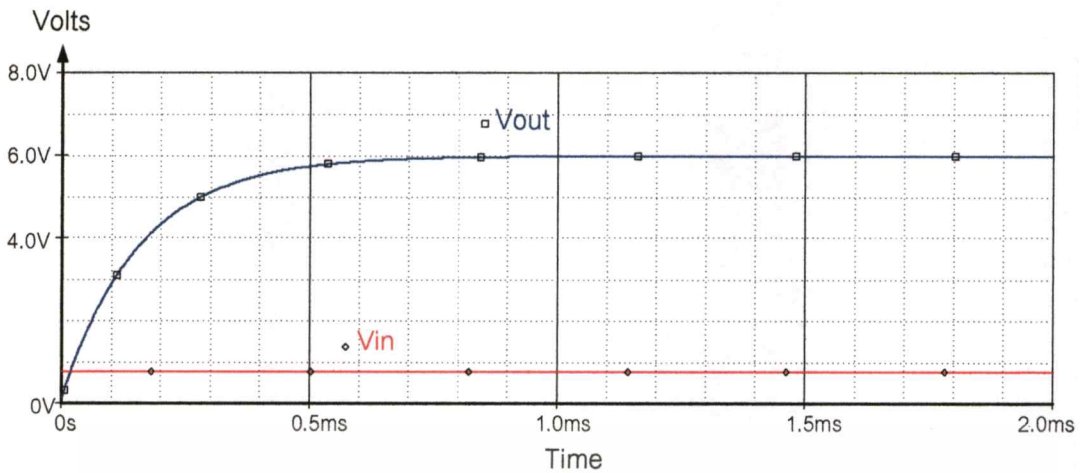
ค่าความถี่ในการสวิตช์  $f = 1MHz$

คิวตีไซเคิล  $D = 0.5$

คาปาซิเตอร์  $C = 2\mu F$

ค่าความต้านทานของสวิตช์  $R_{on} = 0.2\Omega$

เมื่อทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม SPICE ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.9

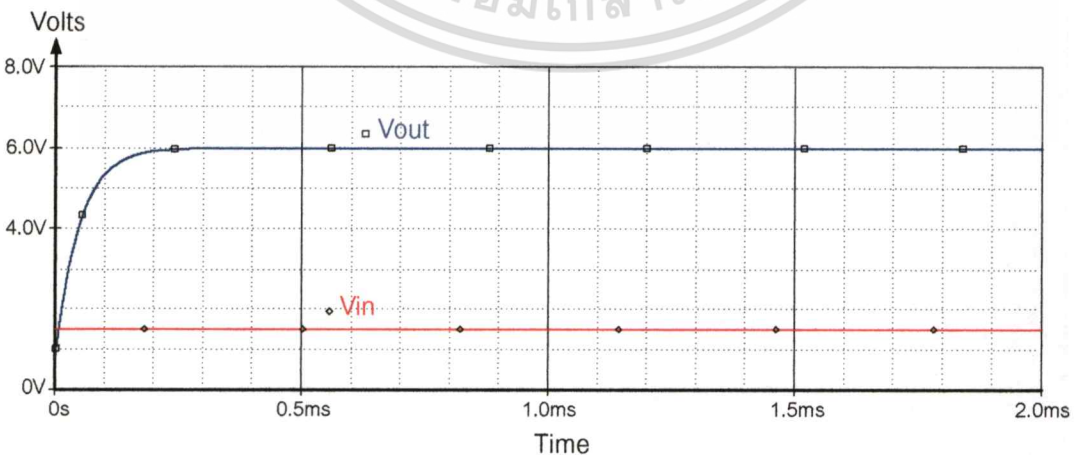


รูปที่ 4.9 กราฟแรงดันอินพุตกับเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 8 เท่า

จากรูปที่ 4.9 ระดับสัญญาณอินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่แรงดัน 0.75 โวลต์ เมื่อผ่านวงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่มีอัตราการแปลงผันเท่ากับ 8 เท่า ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 6 โวลต์ ตามสมการ

$$\begin{aligned} V_{out} &= 8V_{in} \\ &= 8(0.75) \\ &= 6V \end{aligned}$$

โหมดการแปลงผัน 4 เท่า จะกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม SPICE ที่ค่าแรงดันอินพุต  $V_{in} = 1.50V$  และค่าพารามิเตอร์อื่นๆเหมือนกับโหมดการแปลงผัน 8 เท่า เมื่อทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม SPICE ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.10



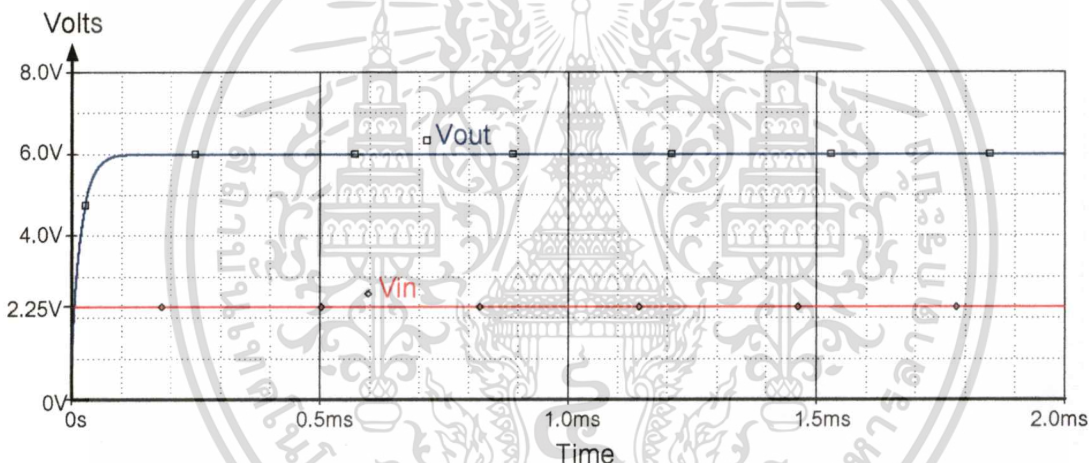
รูปที่ 4.10 กราฟแรงดันอินพุตกับเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 4 เท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากรูปที่ 4.10 ระดับสัญญาณอินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่แรงดัน 1.50 โวลต์ เมื่อผ่าน วงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่มีอัตราการแปลงผันเท่ากับ 4 เท่า ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 6 โวลต์ ตามสมการ

$$\begin{aligned} V_{out} &= 4V_{in} \\ &= 4(1.50) \\ &= 6V \end{aligned}$$

โหมดการแปลงผัน 8/3 เท่า จะกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วย โปรแกรม SPICE ที่ค่าแรงดันอินพุต  $V_{in} = 2.25V$  เมื่อทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม SPICE ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.11

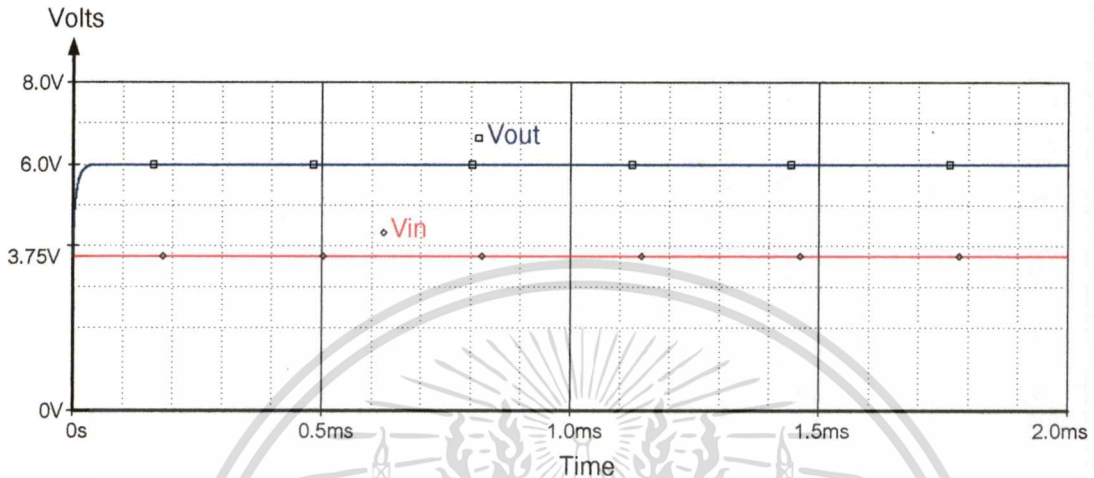


รูปที่ 4.11 กราฟแรงดันอินพุตกับเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 8/3 เท่า

จากรูปที่ 4.11 ระดับสัญญาณอินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่แรงดัน 2.25 โวลต์ เมื่อผ่าน วงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่มีอัตราการแปลงผันเท่ากับ 8/3 เท่า ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 6 โวลต์ ตามสมการ

$$\begin{aligned} V_{out} &= \left(\frac{8}{3}\right)V_{in} \\ &= \left(\frac{8}{3}\right)(2.25) \\ &= 6V \end{aligned}$$

โหมดการแปลงผัน 8/5 เท่า จะกำหนดค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม SPICE ค่าแรงดันอินพุต  $V_{in} = 3.75V$  และค่าพารามิเตอร์อื่นๆเหมือนกับโหมดการแปลงผัน 8 เท่า เมื่อทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม SPICE ผลที่ได้แสดงดังรูปที่ 4.12



รูปที่ 4.12 กราฟแรงดันอินพุตกับเอาต์พุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 8/5 เท่า

จากรูปที่ 4.12 ระดับสัญญาณอินพุตเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่แรงดัน 3.75 โวลต์ เมื่อผ่านวงจรคอนเวอร์เตอร์ ที่มีอัตราการแปลงผันเท่ากับ 8/5 เท่า ทำให้ได้แรงดันเอาต์พุตเท่ากับ 6 โวลต์ ตามสมการ

$$\begin{aligned} V_{out} &= \left(\frac{8}{5}\right) V_{in} \\ &= \left(\frac{8}{5}\right) (3.75) \\ &= 6V \end{aligned}$$

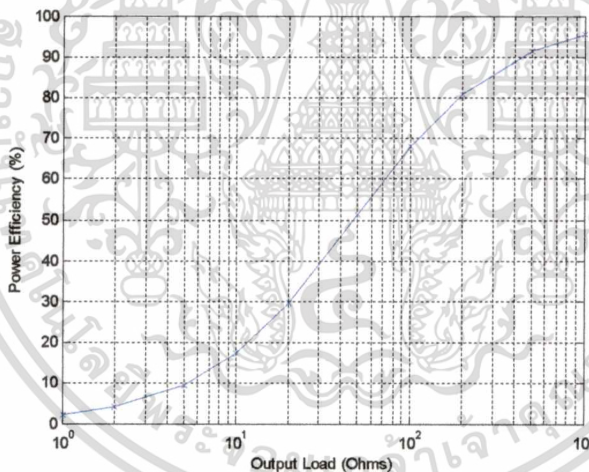
#### 4.3.2 การทดลองวงจรสมมูลและค่าประสิทธิภาพทางกำลังไฟฟ้า

วงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้นที่มีการแปลงผัน 4 โหมด เมื่อกำหนดให้ ค่าความต้านทานภายในของสวิตช์มีค่าเท่ากับ 0.2 โอห์ม จะคำนวณค่าความต้านทานสมมูลในวงจรคอนเวอร์เตอร์ในโหมดการแปลงผันต่างๆ ได้ ตามตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ค่าพารามิเตอร์และค่าความต้านทานภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 4 โหมด

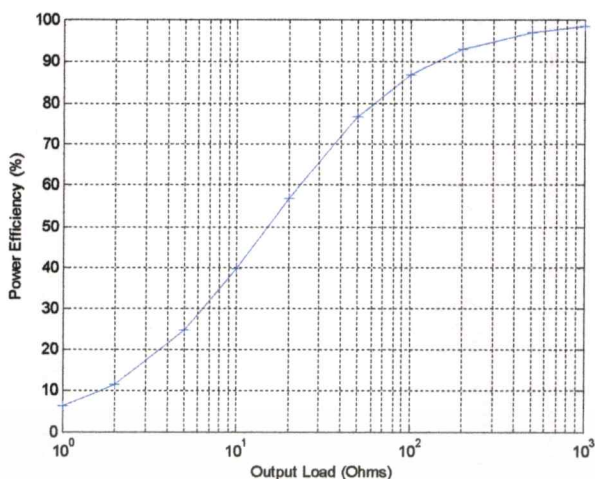
ระดับแรงดันอินพุต	อัตราการแปลงผัน	ค่าความต้านทานภายใน $R_{SC}$		
		เมื่อ $D = 0.5$ และ $R_{on} = 0.2\Omega$		
$V_{ref} \leq V_{in} < 2V_{ref}$	8	$\frac{93-68D}{D(1-D)} \cdot R_{on}$	$236R_{on}$	$47.2\Omega$
$2V_{ref} \leq V_{in} < 3V_{ref}$	4	$\frac{13+12D}{D(1-D)} \cdot R_{on}$	$76R_{on}$	$15.2\Omega$
$3V_{ref} \leq V_{in} < 5V_{ref}$	$\frac{8}{3}$	$\frac{101-68D}{9D(1-D)} \cdot R_{on}$	$29.77R_{on}$	$5.95\Omega$
$5V_{ref} \leq V_{in}$	$\frac{8}{5}$	$\frac{69+44D}{25D(1-D)} \cdot R_{on}$	$14.56R_{on}$	$2.91\Omega$

นำค่า  $R_{SC}$  แทนในวงจรสมมูลตามรูปที่ 3.50 และคำนวณค่าประสิทธิภาพของวงจร ตามสมการที่ (3.102) ที่โหลดขนาดต่างๆ ได้ผลดังนี้

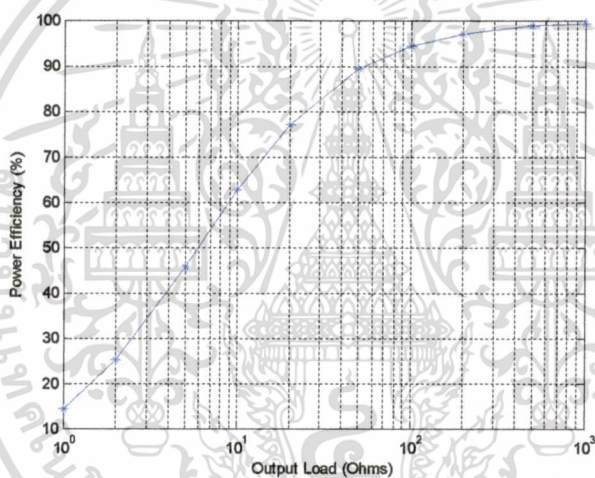


รูปที่ 4.13 กราฟค่าประสิทธิภาพทางกำลังไฟฟ้า โหมดการแปลงผัน 8 เท่า

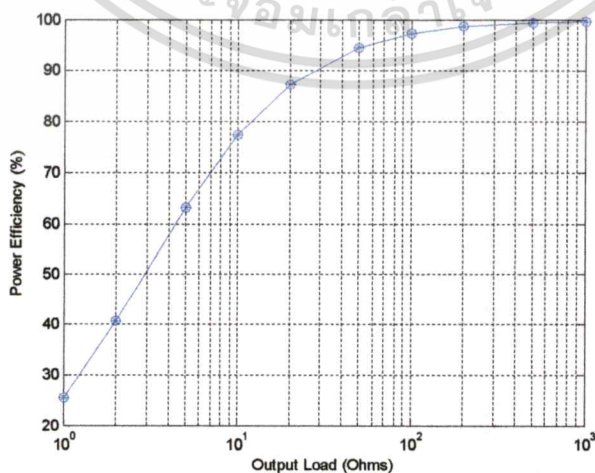
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 กราฟค่าประสิทธิภาพทางกำลังไฟฟ้า โหมคการแปลงผัน 4 เท่า

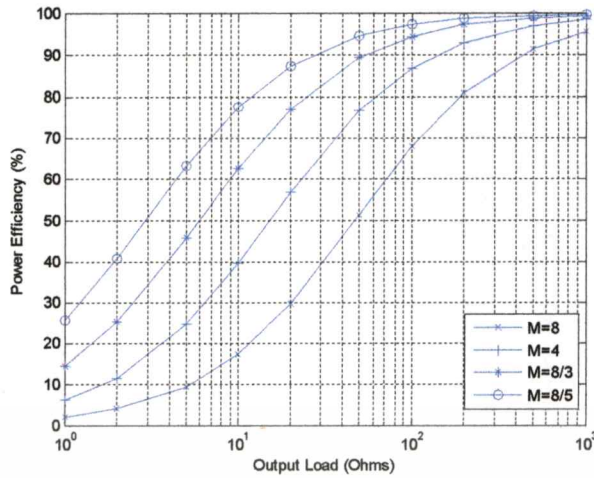


รูปที่ 4.15 กราฟค่าประสิทธิภาพทางกำลังไฟฟ้า โหมคการแปลงผัน 8/3 เท่า



รูปที่ 4.16 กราฟค่าประสิทธิภาพทางกำลังไฟฟ้า โหมคการแปลงผัน 8/5 เท่า

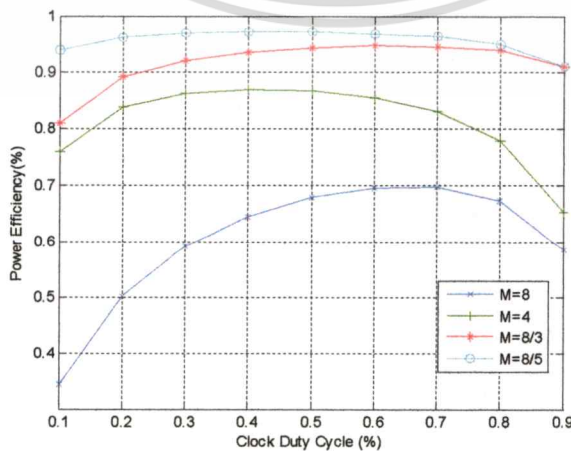
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.17 กราฟค่าประสิทธิภาพทางกำลังไฟฟ้าเปรียบเทียบกันทั้ง 4 โหมดการแปลงผัน

ตารางที่ 4.2 ค่าควิตีไซเคิลที่ทำให้ค่าความต้านทานภายในต่ำสุดและได้ค่าประสิทธิภาพสูงสุดในวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้ง 4 โหมด

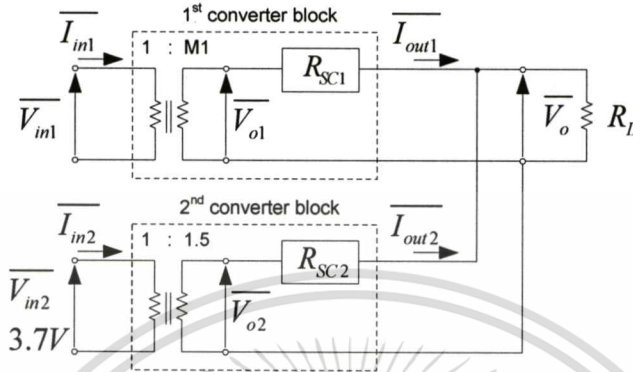
ระดับแรงดันอินพุต	อัตรา การแปลงผัน	ค่าความต้านทาน $R_{SC}$	ค่าควิตีไซเคิล D ที่ได้ประสิทธิภาพสูงสุด
$V_{ref} \leq V_{in} < 2V_{ref}$	8	$\frac{93-68D}{D(1-D)} \cdot R_{on}$	0.658
$2V_{ref} \leq V_{in} < 3V_{ref}$	4	$\frac{13+12D}{D(1-D)} \cdot R_{on}$	0.419
$3V_{ref} \leq V_{in} < 5V_{ref}$	$\frac{8}{3}$	$\frac{101-68D}{9D(1-D)} \cdot R_{on}$	0.636
$5V_{ref} \leq V_{in}$	$\frac{8}{5}$	$\frac{69+44D}{25D(1-D)} \cdot R_{on}$	0.438



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 4.18 กราฟค่าประสิทธิภาพทางกำลังไฟฟ้าที่ควิตีไซเคิลต่างๆ ทั้ง 4 โหมดการแปลงผัน  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3.3 การทดลองต่อขนานวงจรคอนเวอร์เตอร์

นำวงจรคอนเวอร์เตอร์ แบบแปลงขึ้นที่มี 4 โหมกการแปลงผันซึ่งมีค่าพารามิเตอร์ตามตารางที่ 4.1 มาต่อขนานกับวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีอัตราการแปลงผัน 3/2 เท่า ดังแสดงในรูปที่ 4.18

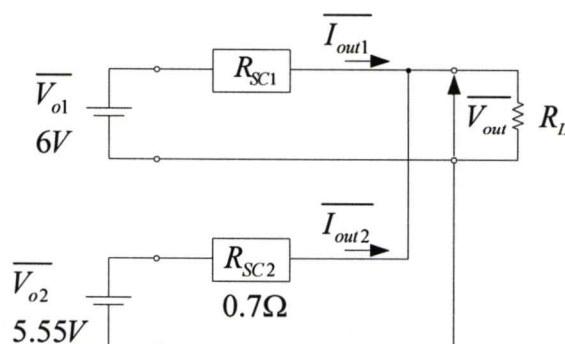


รูปที่ 4.19 การต่อขนานวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่มีค่าสมมูลต่างกัน

เมื่อกำหนดให้แรงดันอินพุตของวงจรคอนเวอร์เตอร์ตัวที่ 2 ต่อกับลิเทียมแบตเตอรี่ ที่มีแรงดันเท่ากับ 3.7 โวลต์ ดังนั้นเมื่อผ่านการแปลงผันที่อัตราส่วน 3/2 เท่า จะได้ค่าแรงดัน  $\overline{V_{o2}}$  เท่ากับ 5.55 โวลต์ เมื่อกำหนดให้ ค่าคิวติไซเคิล  $D=0.5$  คำนวณค่าความต้านทานภายใน  $R_{SC2}$  ได้เท่ากับ

$$\begin{aligned} R_{SC2} &= \frac{3+D}{4D(1-D)} \cdot R_{on} \\ &= \frac{3+0.5}{4(0.5)(1-0.5)} \cdot 0.2 \\ &= 0.7\Omega \end{aligned}$$

นำค่าพารามิเตอร์วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ 1 และที่ 2 มาเขียนใหม่ได้ดังรูปที่ 4.20



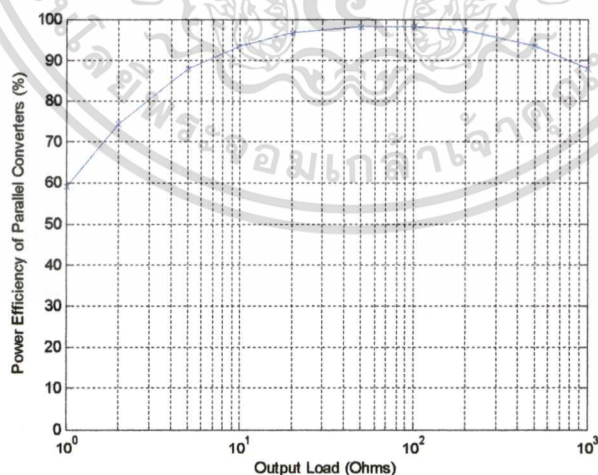
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 4.20 การต่อขนานวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ 1 และ วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ 2  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามเผยแพร่ผลไปและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำค่า  $R_{SC1}$  ในโหมดการแปลงผันทั้ง 4 โหมดแทนค่าลงในวงจรคอนเวอร์เตอร์ตามรูปที่ 4.20 และคำนวณค่าแรงดันเอาต์พุต จะได้ค่าตามตารางที่ 4.3

ตารางที่ 4.3 ค่าแรงดันเอาต์พุตและค่าประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ต่อขนานกัน

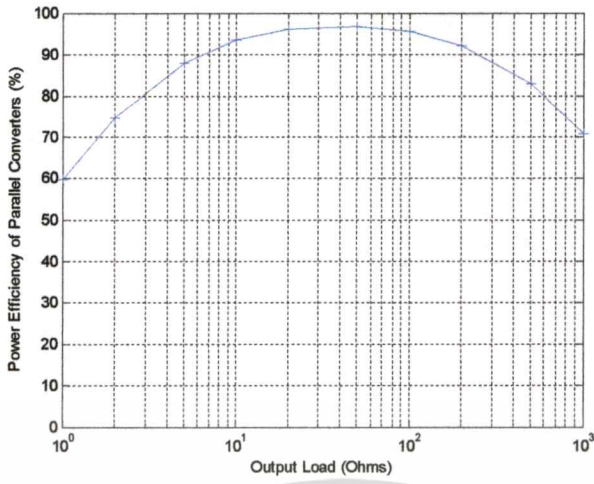
1 <sup>st</sup> converter block ระดับแรงดันอินพุต	อัตรา การแปลงผัน (M1)	$R_{SC1}$ ( $\Omega$ )	$V_{Sum}$ (V)	เมื่อ $R_L = 100\Omega$	
				$V_{out}$ (V)	$\eta$ (%)
$V_{ref} \leq V_{in} < 2V_{ref}$	8	47.2	5.56	5.52	97.98
$2V_{ref} \leq V_{in} < 3V_{ref}$	4	15.2	5.57	5.53	95.22
$3V_{ref} \leq V_{in} < 5V_{ref}$	$\frac{8}{3}$	5.95	5.60	5.55	90.00
$5V_{ref} \leq V_{in}$	$\frac{8}{5}$	2.91	5.63	5.60	84.28

ค่าประสิทธิภาพตามตารางที่ 4.3 เป็นผลจากการนำคอนเวอร์เตอร์ 2 วงจร มาต่อขนานกัน ซึ่งจะพบว่าค่าประสิทธิภาพที่ได้ จะสูงกว่าการต่อใช้งานวงจรคอนเวอร์เตอร์เดี่ยว รูปแสดงค่าประสิทธิภาพทั้ง 4 โหมดการแปลงผัน เมื่อมีโหลดขนาดต่างๆ แสดงดังรูปที่ 4.21 – รูปที่ 4.24 และผลการเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพวงจรคอนเวอร์เตอร์ตามรูป 4.19 ที่อัตราการแปลงผัน ทั้ง 4 โหมดแสดงได้ ดังรูปที่ 4.25

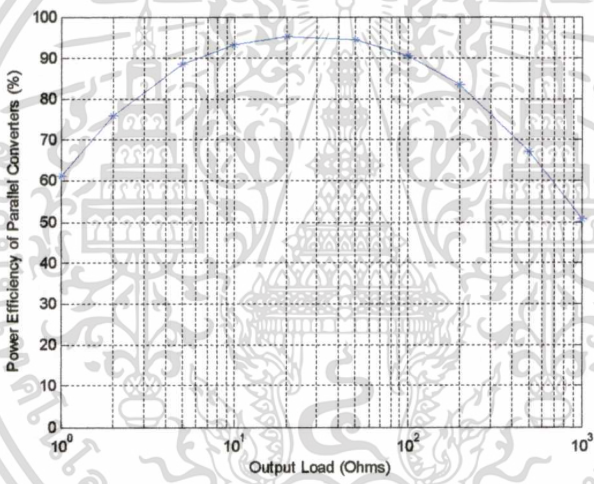


รูปที่ 4.21 ค่าประสิทธิภาพวงจรคอนเวอร์เตอร์ตามรูป 4.19 ที่อัตราการแปลงผัน M1=8

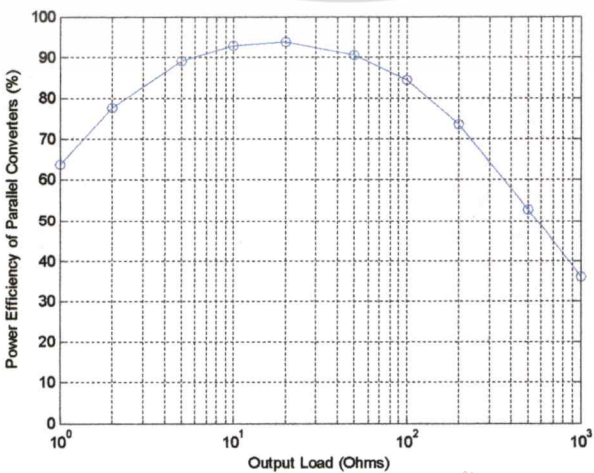
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



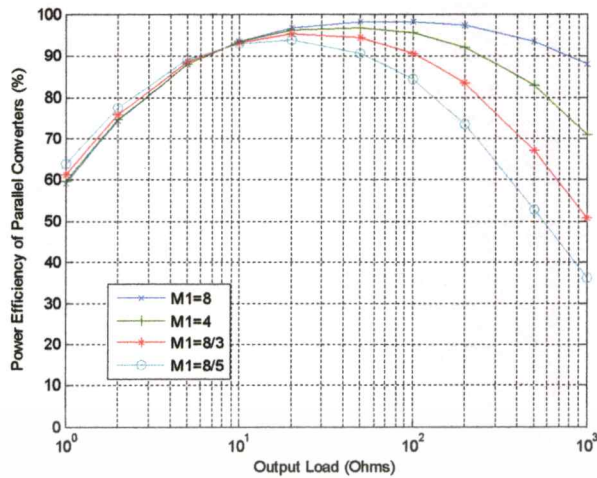
รูปที่ 4.22 ค่าประสิทธิภาพวงจรคอนเวอร์เตอร์ตามรูป 4.19 ที่อัตราการแปลงผัน M1=4



รูปที่ 4.23 ค่าประสิทธิภาพวงจรคอนเวอร์เตอร์ตามรูป 4.19 ที่อัตราการแปลงผัน M1=8/3



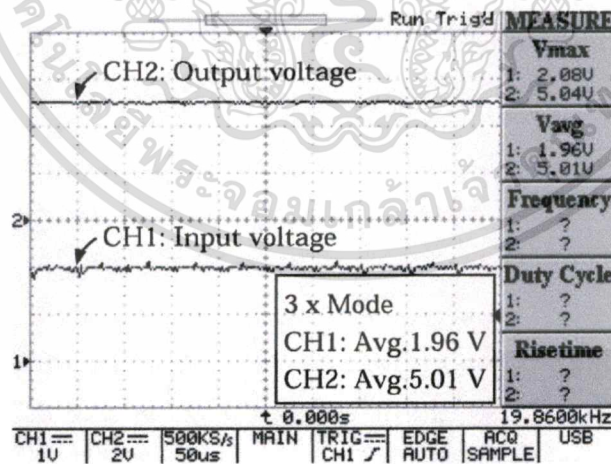
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
รูปที่ 4.24 ค่าประสิทธิภาพวงจรคอนเวอร์เตอร์ตามรูป 4.19 ที่อัตราการแปลงผัน M1=8/5



รูปที่ 4.25 เปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพวงจรคอนเวอร์เตอร์ตามรูป 4.19 ที่อัตราการแปลงผัน ทั้ง 4 โหมด

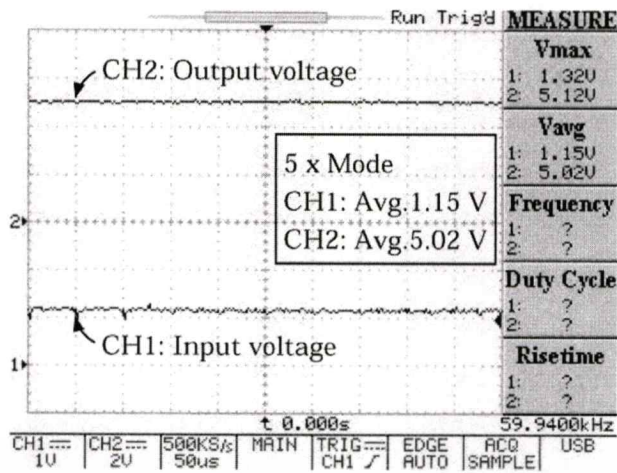
#### 4.4 การทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้น

ในการทดลองวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงขึ้นนี้ เนื่องจากมีอุปกรณ์ที่เป็นสวิตช์จำนวนจำกัด จึงได้ทำการทดลอง กรณีที่มีอัตราการแปลงผันที่ 3 เท่า และ 5 เท่าโดยการทดลองจะใช้ทรานซิสเตอร์เป็นสวิตช์และคาปาซิเตอร์ที่  $1\mu F$  ความถี่ในการสวิตช์ 20 kHz และโหลด เป็นตัวต้านทานที่  $R_L = 10k\Omega$



รูปที่ 4.26 แรงดันอินพุตและเอาต์พุตที่โหมคการแปลงผัน 3 เท่า

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.27 แรงดันอินพุตและเอาต์พุตที่โหมคการแปลงผัน 5 เท่า

จากรูปที่ 4.26 แสดงแรงดันอินพุต 1.96 โวลท์ ที่โหมคการแปลงผัน 3 เท่า ซึ่ง ได้แรงดันเอาต์พุต ที่ 5.01 โวลท์ ส่วนรูปที่ 4.27 แรงดันอินพุต 1.15 โวลท์ ที่โหมคการแปลงผัน 5 เท่า ได้แรงดันเอาต์พุต ที่ 5.02 โวลท์



## บทที่ 5

### สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ออกแบบจากสวิตซ์คาปาซิเตอร์ ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ เป็นงานวิจัยร่วมกับผู้เชี่ยวชาญ ประเทศญี่ปุ่น ซึ่งได้ทำการ สร้างออกมาเป็นชิพขนาดเล็ก มีสัญญาณรบกวนต่ำ ซึ่งเป็นจุดที่ต่างกับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบ Buck, Boost หรือ Buck-Boost คอนเวอร์เตอร์ ที่มีขนาดใหญ่ และต้องใช้อินดักเตอร์เป็นตัวกลางในการสะสมพลังงาน จึงทำให้วงจรมีผลเกี่ยวกับสัญญาณรบกวนทางไฟฟ้า

การประยุกต์ใช้งานวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบสวิตซ์คาปาซิเตอร์ ถูกนำมาใช้ในเครื่องมือสื่อสาร เครื่องมืออุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์ ตัวตรวจจับในอุตสาหกรรม เพื่อเป็นตัวแปลงพลังงานไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง สำหรับช่วยจ่ายพลังงานไฟฟ้าให้กับโหลด ร่วมกับแบตเตอรี่ หรือการแปลงพลังงานจากพลังงานสะอาด เช่น แผงโซลาร์เซลล์ เพื่อเสริมการใช้พลังงานในตัวอุปกรณ์ให้นานขึ้น การประยุกต์ใช้งานสวิตซ์คาปาซิเตอร์เดี่ยว หรือการต่อยอดกันแบบขนานนี้ ปัจจุบันได้พัฒนาออกมาใช้อย่างกว้างขวาง เพื่อรองรับการใช้งานในโลกปัจจุบัน และอนาคต

ผลของงานวิจัยได้นำเสนอหลักทฤษฎีและการวิเคราะห์ค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรซึ่งมีประโยชน์อย่างมากสำหรับการนำไปพัฒนาต่อยอดทางด้านวงจรคอนเวอร์เตอร์ เพื่อใช้สำหรับพลังงานทดแทนและตัวตรวจจับแบบไร้สาย การเปรียบเทียบเกี่ยวกับค่าประสิทธิภาพของวงจรคอนเวอร์เตอร์ สรุปได้ว่าเมื่อนำวงจรคอนเวอร์เตอร์มาต่อขนานกัน สามารถให้ประสิทธิภาพสูงขึ้น เนื่องจากค่าความต้านทานภายในวงจรคอนเวอร์เตอร์จะขนานกัน จึงทำให้ค่าความต้านทานรวมของวงจรคอนเวอร์เตอร์ลดลง ผลทำให้ประสิทธิภาพสูงขึ้น และถ้านำวงจรคอนเวอร์เตอร์รับพลังงานอินพุตแยกแหล่งจ่ายกัน จะมีประโยชน์ที่วงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำมาต่อขนานกันจะสามารถช่วยลดค่าความต้านทานภายในและช่วยจ่ายพลังงานให้กับโหลด ด้วย

## บรรณานุกรม

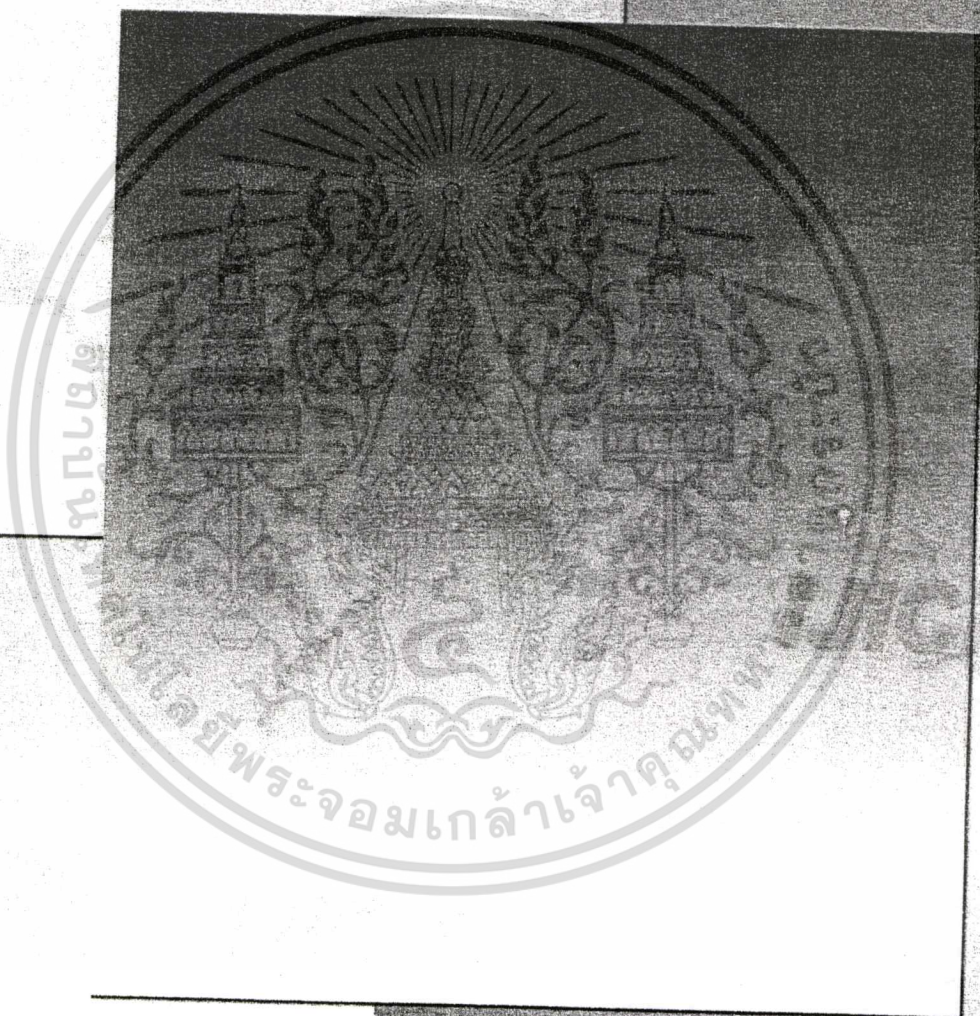
- [1] “ตัวเก็บประจุ” เข้าถึงได้ที่ <http://th.wikipedia.org/wiki> เข้าถึงเมื่อวันที่ 10 ตุลาคม 2552
- [2] ไสว พงศ์สวัสดิ์ “อิเล็กทรอนิกส์กำลัง”, มิตรนราการพิมพ์ เมษายน 2544
- [3] ผศ. ดร. อัมพวัน จุลเสวีวงศ์ “ วงจรไฟฟ้า 1(Electric Circuits1)” คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปี พ.ศ. 2552
- [4] Muhammad H. Rashid, “Power Electronics”, Prentics Hall International, Inc., 1988.
- [5] Ned Mohad, Tore M. Undeland and William P. Robbins, “Power Electronics”, John Wiley&Sons, Inc., USA., 1989.
- [6] ROBERT F. COUGHLIN “Principles and Applications of Semiconductors and Circuits” PRENTICE-HALL, INC., ENGLEWOOD CLIFFS, NEW JERSEY.
- [7] S. K. Siri, C.Q. Lee and T. F. Wu, “Current distribution control for parallel connected converters” *Part I, IEEE, Aerospace and Electronics*, vol. 28, no.3, pp.829-840, 1992
- [8] R. Giral, L. M. Salamero and S. Singer, “Interleaved converters operation based on CMC”, *IEEE, Power Electronics*, vol.14, no.2 pp.643-652, 1999.
- [9] Y. Panov and M. M. Jovanovic, “Design considerations for 12-V/1.5-V, 50-A voltage regulator models”, *IEEE, Power Electronics*, vol.16, no.16, pp.776-783,2001.
- [10] S. K. Mazumder, A. H. Nayfeh and A. Borojevic, “Robust control of parallel DC-DC buck converters by combining integral-variable-structure and multiple-sliding surface control schemes”, *IEEE, Power Electronics*, vol.17, no.3, pp.428-437, 2002.
- [11] S. K. Mazumder, M. Tahir and S. L. Kamisetty, “Wireless PWM control of a parallel DC/DC buck converter”, *IEEE, Power Electronics*, vol.20, no.6, pp.1280-1286, 2005.
- [12] Y. M. Lai, Y. M. Tsang and S. C. Tan, “Wireless control of parallel-connected DC/DC power converter”, *Proc. of the 2005 ECTI Int. Conf.*, vol.1 Pattaya, Thailand, pp.125-128,2005.
- [13] S. C. Tan, Y. M. Lai and K. Y. C. Wong, “An alternative configuration for digitally controlled parallel connected DC-DC power converters”, *Proc. of the 2005 ECTI Int. Conf.*, vol.1 Pattaya, Thailand, pp.173-176, 2005.
- [14] T. Saito, S. Tasaki and H. Torikai, “Interleaved buck converters based on winner-take-all switching”, *IEEE, Circuits & Syst. I*, vol.52, no.8, pp.1666-1672, 2005.
- [15] Y. Qui, M. Xu, K. Yao, J. Sun and F. C. Lee, “Multi frequency small signal model for buck and multi phase buck converters”, *IEEE, Power Electronics*, vol.21, no.5, pp.1185-1192, 2006.
- [16] Y. Ishikawa and T. Saito, Synchronization and chaos in multiple-input parallel DC-DC converters with WTA switching, *IEICE, Fundamentals*, vol.E90-A, no.6, pp.1162-1169, 2007.
- [17] T. Kabe, S. Parui, H. Torikai, S. Banerjee and T. Saito, “Analysis of current mode controlled DC-DC converters through piecewise linear models”, *IEICE, Fundamentals*, vol.E90-A, no.2, pp.448-456, 2007.
- [18] Z. T. Zhusubaliyev and E. Mosekilde, “Torus birth bifurcations in a dc/dc converter”, *IEEE, Circuits & Syst. I*, vol.53, no.8 pp.1839-1850, 2006.
- [19] I. Harada, F. Ueno, T. Inoue, and I. Oota, “Characteristics analysis of Fibonacci type SC transformer”, *IEICE, Fundamentals*, vol.E75-A, no.6, pp.655-662, 1992.
- [20] N. Hara, I. Oota, F. Ueno, and T. Inoue, “A new ring type set-up switched-capacitor DC-DC converter with low inrush current at start up and low current ripple in steady state”, *IEEE*, vol.J81-CII, no.7 pp.600-612, 1998.

- [21] N. Hara, I. Oota, I. Harada and F. Ueno, "Programmable ring type switching capacitor DC-DC converters", *IEEJ*, vol.J82-CII, no.2, pp.56-68, 1999.
- [22] T. Tanzawa and T. Tanaka, "A dynamic analysis of a Dickson charge pump circuit", *IEEE, Solid-State Circuits*, vol.32, no.8. pp.1237-1240, 1997.
- [23] T. Myono, A. Uemoto, S. Kawai, E. Nishibe, S. Kikushi, T. Iijima and H. Kobayashi, "High-efficiency charge-pump circuits with large current output for mobile equipment applications", *IEICE, Electron.*, vol.E84-C, no.10, pp.1602-1611, 2001.
- [24] K. Min and J. Ahn, "CMOS charge pumps using cross-coupled charge transfer switches with improved voltage pumping gain and low gate-oxide stress for low-voltage memory circuits", *IEICE, Electron.*, vol.E85-C, no.1, pp.225-229, 2002.
- [25] K. Eguchi, F. Ueno, H. Zhu, T. Tabata and T. Inoue, "Design of a charge-average type SC DC-DC converter for cellular phone", *IEEJ*, vol.125-C, no.1, pp.37-42, 2005.
- [26] C. L. Wei, L. Y. Wu, H. H. Yang, C. H. Tsai, B. D. Liu and S. J. Chang, "A versatile step-up/step-down switch-capacitor-based DC-DC converter", *IEICE, Electronics*, vol. E91-C, no.5, pp.809-812, 2008.
- [27] K. Eguchi, T. Inoue, I. Oota, H. Zhu, and F. Ueno, "Analysis of a  $2x/1.5x/1x$  mode DC-DC converter designed by using switched-capacitor techniques", *Int. J. of Intelligent Engineering and systems*, vol. 1 Issue1, pp.1-8, 2008.
- [28] K. Eguchi, I. Oota, S. Terada, T. Inoue, "A design method of switched-capacitor power converters by employing a ring-type power converter", *Int. J. of Innovative Computing, Information and Control*, vol.5 no.10(A), pp.2927-2938. 2009.
- [29] S. Arayawat, S. Pongswatd, P. Ukakimapurn, and T. Trisuwannawat, "Isolated Current Feedback Control for Buck Converter", *Proc. on the IEEE Conference on Electron Devices and Solid-State Circuits*, pp.379-382, Dec 19-21, 2005.
- [30] A. Chaikla, S. Pongswatd, H. Sasaki, K. Fujimoto, and M. Yahara, "A simple voltage controlled oscillator using bootstrap circuits and NAND RS-FF," *IEEJ Trans. on Electronics, Information, and Systems*, Vol. 127, No. 11, pp. 1947-1948, 2007.
- [31] S. Pongswatd, A. Julsereewong, K. Tirasesth, H. Sasaki, and Y. Shi, "A Voltage/Current Controlled Oscillator Using OTAs and RS Flip Flop", *SICE Annual Conference 2008*, pp.601-604, 2008.
- [32] K.Eguchi, F.Ueno, and T.Inoue, "Design of a  $3/2$  step-up SC DC-DC Converter for diode-lamps," *T.IEE of Japan*, Vol.125-C, No.3, pp.528-529, March2005.
- [33] J.A.Starzyk, T.W.Jan, and F.Qiu, "A DC-DC charge pump design based on voltage doublers," *IEEETrans. Circuit&Syst.-I*, Vol.48, No.3, March 2001.
- [34] Kei Eguchi, Sawai Pongswatd, Kitti Tirasesth and Hirofumi Sasaki, "Synthesis and Analysis of a Multiple-Input Parallel SC DC-DC Converter", *ECTI-CON2009*, pp306-309, May 6-9, 2009.
- [35] Kei Eguchi, Tatsuya Sugimura, Sawai Pongswatd, Kitti Tirasesth and Hirofumi Sasaki, "Design of a Multiple-Input Parallel SC DC-DC Converter and Its Efficiency Estimation Method", *ISII2009*, Vol.3, No.3(A), September 2009.
- [36] Kei Eguchi, Sawai Pongswatd, H. Zhu, Kitti Tirasesth, Hirofumi Sasaki, Takahiro Inoue, "A Multiple-Input SC DC-DC Converter with Battery Recharge Process", *ICINIS09*, November 1-3, 2009.
- [37] Kei Eguchi, Sawai Pongswatd, Kitti Tirasesth, Hirofumi Sasaki, Takahiro Inoue "OPTIMAL DESIGN OF A SINGLE-INPUT PARALLEL DC-DC CONVERTER DESIGNED BY SWITCHED CAPACITOR TECHNIQUE" *International Journal of Innovative Computing, Information &Control (IJICIC)*, Vol. 6, No.1, Jan. 2010.

# IJICIC

Volume 6, Number 1, Jan 2010

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



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

# International Journal of Innovative Computing, Information and Control

## Editor-in-Chief

**Peng Shi**, Faculty of Advanced Technology, University of Glamorgan, Pontypridd, CF37 1DL, United Kingdom (E-mail: pshi@glam.ac.uk)

## Co-Editor-in-Chief

**Jeng-Shyang Pan**, Department of Electronic Engineering, National Kaohsiung University of Applied Sciences, Kaohsiung 807, Taiwan (E-mail: jspan@cc.kuas.edu.tw)

## Executive Editor

**Yan Shi**, School of Industrial Engineering, Tokai University, 9-1-1, Toroku, Kumamoto 862-8652, Japan (E-mail: yshi@ktmail.tokai-u.jp)

## Advisory Board

Steve P. Banks, *UK*

Wai-Chi Fang, *USA*

V. Lakshmikantham, *USA*

Witold Pedrycz, *Canada*

Junzo Watada, *Japan*

Lotfi A. Zadeh, *USA*

Tianyou Chai, *China*

Tom Heskes, *Netherlands*

Jerry M. Mendel, *USA*

Bion L. Pierson, *USA*

Takeshi Yamakawa, *Japan*

Chin-Chen Chang, *Taiwan*

Lakhmi C. Jain, *Australia*

Masaharu Mizumoto, *Japan*

Jianrong Tan, *China*

Naoyoshi Yubazaki, *Japan*

## Associate Editors

Ramesh Agarwal, *USA*

Ozer Ciftcioglu, *Netherlands*

Hugang Han, *Japan*

Hsiang-Cheh Huang, *Taiwan*

Katsuari Kamei, *Japan*

Lei Li, *Japan*

Magdi Mahmoud, *Saudi Arabia*

Jagadis C. Misra, *India*

Zensho Nakao, *Japan*

Nikos Nikolaidis, *Greece*

Fuji Ren, *Japan*

M. N. S. Swamy, *Canada*

Shuoyu Wang, *Japan*

Edwin Engin Yaz, *USA*

Michael V. Basin, *Mexico*

Liya Ding, *Macau*

Tzung-Pei Hong, *Taiwan*

Gerardo Iovane, *Italy*

Jien Kato, *Japan*

Bin-Yih Liao, *Taiwan*

Anatolii Martynyuk, *Ukraine*

Saeid Nahavandi, *Australia*

Sing Kiong Nguang, *New Zealand*

Pavel Pakshin, *Russia*

Xiangshi Ren, *Japan*

Kok-lay Teo, *Australia*

Yuanqing Xia, *China*

Jianqiang Yi, *China*

Kebir Boukas, *Canada*

Vasile Dragan, *Romania*

Xiangpei Hu, *China*

Bin Jiang, *China*

Ching-Ting Lee, *Taiwan*

Wenyuan Liu, *China*

Angelo Miele, *USA*

Masahiro Nakano, *Japan*

Ngoc Thanh Nguyen, *Poland*

Charles E. M. Pearce, *Australia*

Hirofumi Sasaki, *Japan*

Shaocheng Tong, *China*

Mingqing Xiao, *USA*

Lindu Zhao, *China*

**IJICIC**

Volume 6, Number 1, Jan 2010

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

**Sponsored by Qinhuangdao Yanda Intelligent Informatics Inc.**

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

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
 ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# International Journal of Innovative Computing, Information and Control

Volume 6, Number 1, January 2010

## CONTENTS

### Special Issue Papers

- Special Issue on Recent Advances in Stochastic Systems Theory and Its Applications 1  
*Hideaki Sakai*
- Dynamical Models for Automobile Movements 3  
*Toshiyuki Aoki and Sueo Sugimoto*
- Stochastic Optimal Tracking with Preview by State Feedback for Linear Discrete-Time Markovian Jump Systems 15  
*Gou Nakura*
- Kalman Filter Based LEQG Control of a Parallel-Structured Single-Link Flexible Arm Mounted on Moving Base 29  
*Yuichi Sawada and Junki Kondo*
- Pattern Dynamics of Stochastic Synchronization Phenomena on Coupled Multi-State Chaotic Oscillators 43  
*Masahiro Wada, Masahiro Tanaka and Yoshifumi Nishio*
- Transferable Representation of Maneuverable Spaces for Anticipative Road Following in a Naturally Complex Scene 53  
*Kohji Kamejima*
- On the Spatio-Temporal Structure in the Stochastic Diffusive SI Model 63  
*Masaaki Ishikawa*
- Optimization of Observations for LQG Control Systems by an Information Theoretic Approach 75  
*Yoshiki Takeuchi and Masatoshi Inoue*
- On-Line Residual Life Estimation for Condition Based Maintenance of Rotating Equipment 89  
*Satoru Goto, Yuhki Adachi, Shinji Katafuchi, Toshihiko Furue, Yoshitaka Uchida Mitsuhiro Sueyoshi, Hironori Hatazaki and Masatoshi Nakamura*
- Scene Reconstruction from a Single Image for Circular Motion Blur 103  
*Wikky Fawwaz Al Maki, Tomomi Hori, Takanori Kitagawa and Sueo Sugimoto*
- A Three-Stage Method to Select Informative Genes for Cancer Classification 117  
*Mohd Saberi Mohamad, Sigeru Omatu, Michifumi Yoshioka and Safaai Deris*
- Modeling of Sensor Error Equations for GPS/INS Hybrid Systems 127  
*Makoto Tanikawara, Yukihiro Kubo and Sueo Sugimoto*
- Money Demand Function in Japan through Cointegration Analysis 139  
*Yoshitaka Sawada, Yoji Morita and Shigeyoshi Miyagawa*

(Continued)

# International Journal of Innovative Computing, Information and Control

Volume 6, Number 1, January 2010

## CONTENTS (Continued)

Modeling Ionosphere VTEC over Japan Based on GNSS Regression Models and GEONET <i>Seigo Fujita, Hiroaki Yamamoto, Tsutomu Iura, Yukihiro Kubo and Suelo Sugimoto</i>	155
Parameter Estimation of Term Structures Modeled by Stochastic Hyperbolic Systems <i>Shin Ichi Aihara and Arunabha Bagchi</i>	171
Identification of Errors-in-Variables Models from Quantized Input-Output Measurements via Bias-Compensated Instrumental Variable Type Method <i>Masato Ikenoue, Shunshoku Kanae, Zi-Jiang Yang and Kiyoshi Wada</i>	183
Estimation of Densities for Heston-Type Models through the Malliavin-Thalmaier Method and Its Application to the Calculation of Greeks <i>Arturo Kohatsu-Higa and Kazuhiro Yasuda</i>	199
<b>Regular Papers</b>	
Optimal Design of a Single-Input Parallel DC-DC Converter Designed by Switched Capacitor Techniques <i>Kei Eguchi, Sawai Pongswatd, Kitti Tirasesth, Hirofumi Sasaki and Takahiro Inoue</i>	215
Applying Fuzzy Genetic Algorithms to Solve a Fuzzy Inventory with Backorder Problem <i>Teng-San Shih, Jin-Shieh Su, Ching-Fen Fuh and Huey-Ming Lee</i>	229
Simulating Fuzzy Numbers for Solving Fuzzy Equations with Constraints Using Genetic Algorithms <i>Feng-Tse Lin</i>	239
Automatic Detection of GGO Candidate Regions by Using Density and Shape Features <i>Hyoungseop Kim, Yoshifumi Katsumata, Yoshinori Itai, Joo Kooi Tan and Seiji Ishikawa</i>	255
Group Assessment Methods Based on Two Algorithms of the Linear Fuzzy Linguistic <i>Lily Lin and Huey-Ming Lee</i>	263
Adaptive Fuzzy Control for a Class of Uncertain Nonlinear Systems via LMI Approach <i>Hugang Han</i>	275
PSOGP: A Genetic Programming Based Adaptable Evolutionary Hybrid Particle Swarm Optimization <i>Muhammad Rashid and A. Rauf Baig</i>	287
Direct Fuzzy Model Reference Controller for SISO Nonlinear Plants Using Observer <i>Mojtaba Ahmadi Khanesar and Mohammad Teshnehlab</i>	297
The Modeling and Simulation of a Class of Hyperchaos <i>Wenjuan Wu, Zengqiang Chen and Zhuzhi Yuan</i>	307
Video Compression and Encryption Based-on Multiple Chaotic Systems <i>Qinchun Qian, Zengqiang Chen and Zhuzhi Yuan</i>	315

(Continued)

# International Journal of Innovative Computing, Information and Control

Volume 6, Number 1, January 2010

## CONTENTS (Continued)

- Decision Support Based on Information System with Fuzzy Weights for Menu Planning 323  
*Tomoko Kashima, Shimpei Matsumoto, Hiroaki Ishii and Hugang Han*
- A Study on the Design of Express Courier Service Network Based on the Cut-off Time  
Adjustments 335  
*Hyun Jeung Ko, Hee Jeong Lee and Chang Seong Ko*
- Network Design for Strategic Alliance in Express Courier Services: A Fuzzy Set Approach 349  
*Ki Ho Chung, Chang Seong Ko, Yoon Min Hwang and Jae Jeung Rho*
- Three-Dimension Sound Localization by Binaural Model Using Self Organizing Map 361  
*Zhong Zhang, Kazuaki I, Tetsuo Miyake, Takashi Imamura and Satoshi Horihata*
- Neurofuzzy Drilling Force-Based Control in an Ethernet-Based Application 373  
*Agustin Gajate, Rodolfo E. Haber and Raul M. del Toro*
- LMI Approach to Design Fault Detection Filter for Discrete-Time Switched Systems  
with State Delays 387  
*Yong Wang, Wei Wang and Dong Wang*
- Enhancing Topic Tracking for Chinese News Web Pages with Temporal Information  
and Key Web Contexts 399  
*Jing Qiu, Lejian Liao and Peng Li*
- Design of Robust Optimal Eigenvalue-Assignable Output Feedback PID Controllers  
for Linear Uncertain Multivariable Systems via Orthogonal-Functions Approach  
and Genetic Algorithm 409  
*Wen-Hsien Ho, Shinn-Horng Chen, Jyh-Horng Chou and Tung-Chia Wang*

# International Journal of Innovative Computing, Information and Control

## AIMS AND SCOPE OF IJICIC

The primary aim of the International Journal of Innovative Computing, Information and Control (IJICIC) is to publish high-quality papers of new developments and trends, novel techniques and approaches, innovative methodologies and technologies on the theory and applications of intelligent systems, information and control. The IJICIC is a peer-reviewed English language journal and is published monthly.

The scope of the IJICIC is in the broad areas of intelligent systems, information and control, includes but not limited to:

### 1. Intelligent Systems and Innovative Computing

Artificial intelligence and expert systems, approximate reasoning, fuzzy systems and rough sets, fuzzy optimization and decision making, evolutionary computation, intelligent information systems, image and speech signal processing, human-machine learning, neural networks, knowledge discovery, data mining, clustering and data analysis, decision support systems, intelligent fault detection and identification, knowledge-based systems, hybrid intelligent systems, soft computing, management science

### 2. Information and Control

Information theory and applications, optimal, adaptive, predictive, robust, fuzzy and reliable control and filtering on linear and nonlinear systems, stochastic systems, hybrid systems, supervisory systems, guidance and navigation systems, real-time systems, discrete event systems, signal and image processing, system identification, optimization techniques, robustness analysis, learning systems, fault detection, robotics and motion control, manufacturing systems, power systems, networked control systems, environmental and bio-engineering, complex and large scale systems, bioinformatics, control education, transportation systems

## SUBSCRIPTION

Library/Institutional/ Individual Rates:

Hard copy (Printing): JPY66,000

CD: JPY33,000

Hard copy with CD: JPY90,000

The charge includes postage, packing, handling and surface delivery of all issues.

### IJICIC Editorial Office

Tokai University, Kumamoto Campus

9-1-1, Toroku, Kumamoto 862-8652, Japan

Phone: +81-96-386-2666

Fax: +81-96-386-2666

E-mail: [office@ijicic.org](mailto:office@ijicic.org)

©2010 ICIC INTERNATIONAL ISSN 1349-4198 PRINTED IN JAPAN

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## OPTIMAL DESIGN OF A SINGLE-INPUT PARALLEL DC-DC CONVERTER DESIGNED BY SWITCHED CAPACITOR TECHNIQUES

KEI EGUCHI<sup>1</sup>, SAWAI PONGSWATD<sup>2</sup>, KITTI TIRASESTH<sup>2</sup>  
HIROFUMI SASAKI<sup>3</sup> AND TAKAHIRO INOUE<sup>4</sup>

<sup>1</sup>Department of Technology Education  
Shizuoka University

836, Ohya, Suruga-ku, Shizuoka, 422-8529, Japan  
ekeguch@ipc.shizuoka.ac.jp

<sup>2</sup>Faculty of Engineering

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Ladkrabang, Bangkok, 10525 Thailand  
{ klsawai; ktkitti }@kmitl.ac.th

<sup>3</sup>School of Industrial Engineering  
Tokai University

9-1-1 Toroku, Kumamoto-shi, Kumamoto, 862-8652 Japan  
hsasaki@ktmail.tokai-u.jp

<sup>4</sup>Department of Electrical and Computer Engineering  
Kumamoto University

2-40-1, Kurokami, Kumamoto, 860-8555, Japan  
pt-inoue@cs.kumamoto-u.ac.jp

Received October 2008; revised March 2009

**ABSTRACT.** *In the design of parallel-connected power converters, theoretical analysis to clarify the influence of process fluctuation is important, because the characteristic of a converter which consists of many circuit components is strongly influenced by the fluctuation of those components. Concerning parallel-connected switched-capacitor (SC) DC-DC converters, 1. the optimal setting of a duty factor to achieve best efficiency and 2. the change in characteristics caused by fluctuation of circuit components are analyzed in this paper. The validity of the theoretical analyses is confirmed by SPICE simulations and experiments. The results of this study are as follows: 1. The optimal setting of duty factor  $D$  can be derived by the proposed theoretical formulas, because the theoretical results correspond well with the simulated results. 2. The fluctuation of on-resistances affects power efficiency in proportion to the decrease of output load  $R_L$ . The value of the total SC resistance is important in power efficiency  $\eta$ , for example, an increase of 20 % in the total SC resistance causes a decrease of 2.2 % in efficiency when  $R_L = 5\Omega$ . 3. When fluctuation of input voltages is caused, the influence on power efficiency  $\eta$  increases according to output load  $R_L$ . 4. In the case of the fluctuation of capacitance, the influence of ripple factor  $R$  depends on fluctuating directions of capacitances.*

**Keywords:** DC-DC converters, Power converters, Switched capacitor circuits, Fluctuation analysis, Parallel-connected converters, Power efficiency

**1. Introduction.** In the field of portable electronics, switching converters [1-24] which offer large current outputs are becoming important due to the voltage lowering of semiconductor processes. For this reason, design analyses have been performed concerning parallel-connected DC-DC converters employing buck converters or boost converters [1]-[11]. For example, concerning single-input parallel DC-DC converters, parallel-connected

buck converters controlled by wireless pulse width modulation (PWM) were analyzed by Mazumder et al., Lai et al., and so on [6] - [8]. On the other hand, concerning multiple-input parallel DC-DC converters, parallel-connected buck converters controlled by winner-take-all (WTA) switching were analyzed by Ishikawa et al. [11]. These parallel-connected DC-DC converters can provide advantages such as improvement of reliability and fault tolerance. For this reason, single-input parallel DC-DC converters have been considered for lower voltages with higher current capabilities in the microprocessors. On the other hand, multiple-input parallel DC-DC converters have been considered for clean energy power supplies such as wind generators, solar-cells, and so on.

Distinct from such converters with magnetic elements, as far as the authors know, detailed analyses concerning parallel-connected DC-DC converters using switched-capacitor (SC) techniques have not been performed yet. Although the power efficiency of SC power converters is inferior to that of converters such as buck converters and boost converters, SC power converters offer thin circuit composition, light-weight and low-noise, because they can be realized by only power switches and capacitors. For this reason, design analyses have been proposed concerning single SC power converters [14-23]. For example, the ring-type DC-DC converter and its analysis method were proposed by Hara et al. [16], and the dynamic analysis of the Dickson-type power DC-DC converter was performed by Tanzawa et al [17]. However, as compared with these single SC DC-DC converters, the analysis of parallel-connected SC DC-DC converters is not sufficient. For example, fluctuation analysis is necessary in parallel-connected SC power converters. Unlike conventional DC-DC converters with magnetic elements, the performance of SC power converters are greatly influenced by the fluctuation of circuit components, because the SC power converter consists of many circuit components. In particular, the number of the circuit components of a parallel SC DC-DC converter is much larger than that of a single SC DC-DC converter. Furthermore, to alleviate the reduction of power efficiency caused by fluctuation, optimal control [25-28] of clock pulses is required. In previous studies [14-24], the optimal setting of duty factor has not been considered yet.

In this paper, the optimal design of a parallel-connected SC DC-DC converter with the fluctuation of circuit components is discussed. The parallel-connected converter used in the theoretical analyses consists of SC step-down converters realizing a  $2/3 \times$  mode of operation [20]. First, the optimal setting of duty factor  $D$  is analyzed to achieve the highest level of efficiency. The theoretical analysis concerning the optimal setting is performed by deriving an equivalent parallel-connected SC converter circuit. Next, to clarify the influence of fluctuation on on-resistances, theoretical analysis is performed concerning output voltage and power efficiency. Furthermore, concerning the ripple factor, the influence of fluctuation on capacitance is analyzed theoretically. The validity of these theoretical analyses is confirmed by SPICE simulations.

**2. Circuit Structure.** Figure 1 shows the block diagram of the single-input parallel SC DC-DC converter. The converter consists of  $N$  ( $= 2, 3, \dots$ ) converter blocks. As an example of an SC DC-DC converter, the step-down converter shown in Figure 1 (b) [20] is employed. In Figure 1,  $k$  ( $= 1, \dots, N$ )-th converter block is driven by 2-phase clock pulses  $\Phi_{1,k}$  and  $\Phi_{2,k}$ , synchronously. By controlling power switches  $S_{1,k}$  and  $S_{2,k}$ , each converter block performs  $2/3$  step-down conversion.

Figure 2 shows the instantaneous equivalent circuits of the converter block. In Figure 2,  $R_{onk}^1$  denotes the on-resistance of power switches. In the case of *State* - T1, capacitors  $C_k^1 \sim C_k^3$  and input voltage  $V_{in}$  are connected in series via power switch  $S_{1,k}$ . In this timing,

<sup>1</sup>SC power converters are known as implementable converters, because they do not require magnetic elements. In the converter block implemented into a chip, the direction of fluctuation in on-resistances is

stepped-down voltage is obtained from the left-terminal of  $C_k^2$  (see Figure 2 (a)). Hence, the electric charge in capacitors  $C_k^2$  and  $C_k^3$  is consumed by output load  $R_L$ . However, in the case of *State - T2*, electric charges in  $C_k^1 \sim C_k^3$  are averaged by parallel-connecting these capacitors. 2/3 step-down conversion is achieved by iterating these processes.

### 3. Theoretical Analysis.

**3.1. Equivalent circuit.** First, the equivalent circuit of the converter block is analyzed theoretically. In this analysis, we assume that 1. parasitic elements are not effective and 2. the time constant is much larger than the period of clock pulses.

In the steady state, differential values of electric charges in  $C_k^n$  ( $(k = 1, 2, \dots, N)$  and  $(n \in \{1, 2, 3\})$ ) and  $C_k^o$  satisfy

$$\Delta q_{T1}^n + \Delta q_{T2}^n = 0, \quad (1)$$

where  $\Delta q_{T1}^n$  and  $\Delta q_{T2}^n$  denote electric charges when *State - T1* and *State - T2*, respectively. The intervals of *State - T1* and *State - T2*,  $T1$  and  $T2$ , satisfy the following conditions:

$$\begin{aligned} T &= T1 + T2, \\ T1 &= DT \\ \text{and } T2 &= (1 - D)T, \end{aligned} \quad (2)$$

where  $T$  is a period of the clock pulse and  $D$  denotes the duty factor.

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

$$\begin{aligned} \Delta q_{T1, V_{in}} &= \Delta q_{T1}^1 \\ \text{and} \\ \Delta q_{T1, V_{out}} &= -\Delta q_{T1}^1 + \Delta q_{T1}^o + \Delta q_{T1}^2 \\ &= -\Delta q_{T1}^1 + \Delta q_{T1}^o + \Delta q_{T1}^3. \end{aligned} \quad (3)$$

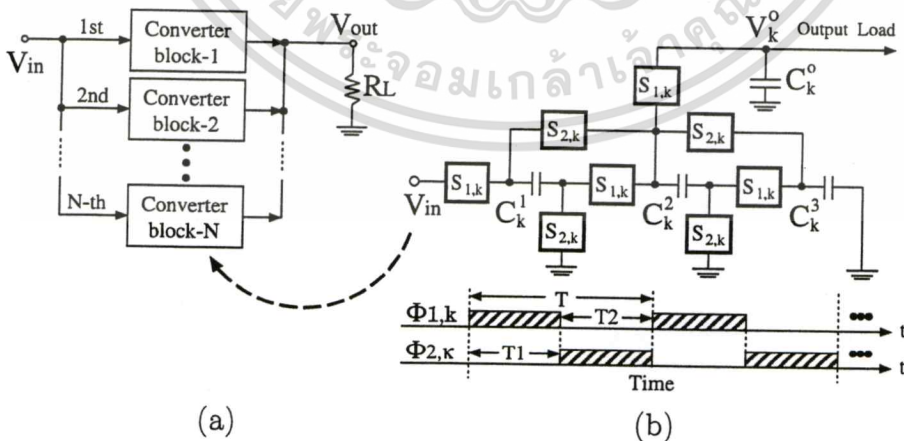


FIGURE 1. Single-input parallel DC-DC converter designed by using SC technique. (a) Block diagram. (b) An example of a converter block.

almost the same. Therefore, to simplify the theoretical analysis, we assume that all the power switches in the converter block have the same on-resistances.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

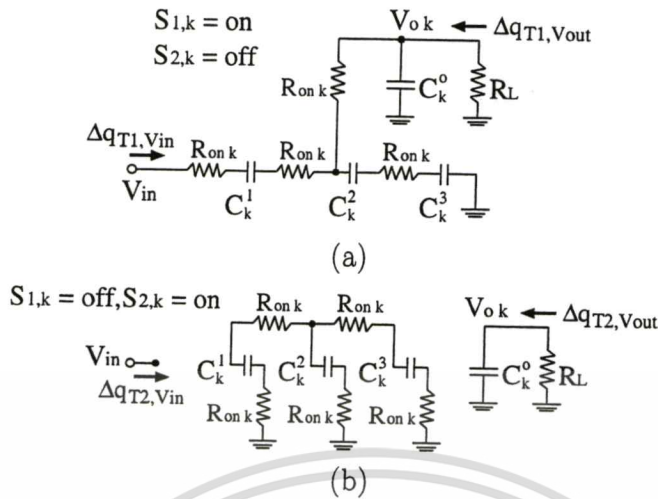


FIGURE 2. Instantaneous equivalent converter block circuits. (a) *State - T1*. (b) *State - T2*.

On the other hand, in the case of *State - T2*, differential values of electric charges in the input terminal and the output terminal,  $\Delta q_{T2,V_{in}}$  and  $\Delta q_{T2,V_{out}}$ , are given by

$$\begin{aligned} \Delta q_{T2,V_{in}} &= 0 \\ \text{and } \Delta q_{T2,V_{out}} &= \Delta q_{T2}^o, \end{aligned} \quad (4)$$

where differential values of electric charges in  $C_k^n$ 's satisfy the following equation:

$$\Delta q_{T2}^1 + \Delta q_{T2}^2 + \Delta q_{T2}^3 = 0. \quad (5)$$

Here, averaged input current  $\overline{I_{in}}$  and averaged output current  $\overline{I_{out}}$  are given by

$$\begin{aligned} \overline{I_{in}} &= (\Delta q_{T1,V_{in}} + \Delta q_{T2,V_{in}})/T \\ &= \Delta q_{V_{in}}/T \end{aligned}$$

and

$$\begin{aligned} \overline{I_{out}} &= (\Delta q_{T1,V_{out}} + \Delta q_{T2,V_{out}})/T \\ &= \Delta q_{V_{out}}/T, \end{aligned} \quad (6)$$

where  $\Delta q_{V_{in}}$  and  $\Delta q_{V_{out}}$  are electric charges in the input and the output, respectively. From (1) and (3) ~ (6), the relation between  $\overline{I_{in}}$  and  $\overline{I_{out}}$  is derived by

$$\overline{I_{out}} = -\frac{3}{2}\overline{I_{in}}. \quad (7)$$

In Figure 2, the energy consumed by resistors in one period,  $W_T$ , can be expressed by

$$W_T = W_{T1} + W_{T2}, \quad (8)$$

where

$$W_{T1} = \frac{2R_{onk}}{T1}(\Delta q_{T1}^1)^2 + \frac{R_{onk}}{T1}(\Delta q_{T1}^2)^2 + \frac{R_{onk}}{T1}(\Delta q_{T1}^1 - \Delta q_{T1}^2)^2$$

and

$$W_{T2} = \frac{2R_{onk}}{T2}(\Delta q_{T2}^1)^2 + \frac{R_{onk}}{T2}(\Delta q_{T2}^2)^2 + \frac{2R_{onk}}{T2}(\Delta q_{T2}^3)^2$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

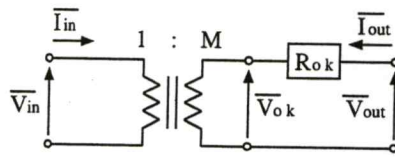


FIGURE 3. The general form of the equivalent circuit.

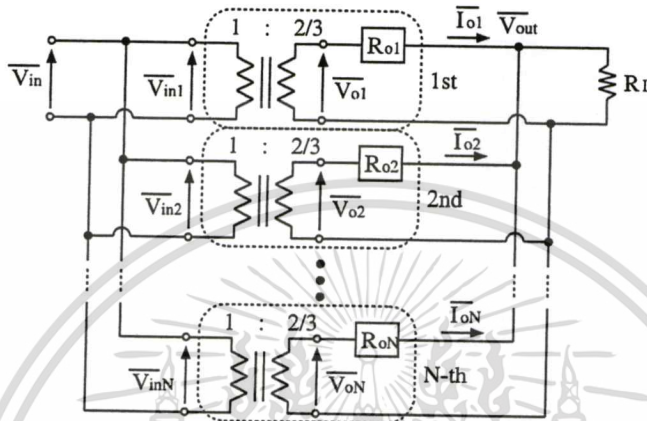


FIGURE 4. Equivalent circuit of a parallel-connected SC DC-DC converter.

From (1) ~ (6),  $W_{T1}$  and  $W_{T2}$  shown in (8) can be rewritten as

$$W_{T1} = \frac{2R_{ok}}{DT} (\Delta q_{V_{out}})^2$$

and

$$W_{T2} = \frac{11R_{ok}}{9(1-D)T} (\Delta q_{V_{out}})^2, \tag{9}$$

respectively.

Here, it is known that a general equivalent circuit of SC power converters can be expressed by the circuit shown in Figure 3, where  $R_{ok}$  denotes SC resistance,  $M$  is the ratio of an ideal transformer, and  $\overline{V}_{in}$  and  $\overline{V}_{out}$  denote averaged input voltage and averaged output voltage, respectively. In Figure 3, consumed energy  $W_T$  is defined by

$$W_T = W_{T1} + W_{T2}$$

$$\triangleq \left(\frac{\Delta q_{V_{out}}}{T}\right)^2 \cdot R_{ok} \cdot T. \tag{10}$$

By substituting (9) into (10), resistance  $R_{ok}$  in Figure 3 can be expressed by

$$R_{ok} = \frac{7D - 18}{9D(D - 1)} \cdot R_{onk}. \tag{11}$$

In (11), resistance  $R_{ok}$  becomes a minimum value when

$$\frac{dR_{ok}}{dD} = 0 \quad \text{and} \quad 0 < D < 1. \tag{12}$$

From (11) and (12), the optimal duty factor to achieve the highest level of efficiency is  $D \simeq 0.56$ . Furthermore, as shown in (11) and (12), the fluctuation of  $R_{onk}$  is irrelevant to the setting of duty factor  $D$ .

The equivalent circuit shown in Figure 3 can be expressed by the determinant using the Kettenmatrix. Therefore, by using (7) and (11), the equivalent circuit of the converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาค้นคว้าเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

block is given by the following determinant:

$$\begin{bmatrix} \overline{V_{in}} \\ \overline{I_{in}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 3/2 & 0 \\ 0 & 2/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_{ok} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V_{out}} \\ -\overline{I_{out}} \end{bmatrix}. \quad (13)$$

Hence, the equivalent circuit of Figure 1 can be expressed by the circuit shown in Figure 4.

**3.2. Power efficiency.** In Figure 4, by using the law of superposition, output voltage  $\overline{V_{out}}$  is obtained by

$$\overline{V_{out}} = \frac{R_L}{R_L + \left(\sum_{i=1}^N \frac{1}{R_{oi}}\right)^{-1}} V_{sum}, \quad (14)$$

where  $V_{sum}$  denotes the summation of output voltages of converter blocks when output load  $R_L = \infty$ . In (14), voltage  $V_{sum}$  is obtained by

$$V_{sum} = \sum_{j=1}^N \left\{ \frac{\overline{V_{oj}} \left(\sum_{i=1}^N \frac{1}{R_{oi}} - \frac{1}{R_{oj}}\right)^{-1}}{R_{oj} + \left(\sum_{i=1}^N \frac{1}{R_{oi}} - \frac{1}{R_{oj}}\right)^{-1}} \right\}. \quad (15)$$

By using (14) and (15), the electric power consumed by  $R_L$  and  $R_{ok}$ ,  $P_{RL}$  and  $P_{ok}$ , are obtained by

$$P_{RL} = \frac{(\overline{V_{out}})^2}{R_L} \quad \text{and} \quad P_{ok} = \frac{(\overline{V_{ok}} - \overline{V_{out}})^2}{R_{ok}}, \quad (16)$$

respectively. Therefore, power efficiency  $\eta$  can be expressed by

$$\eta = \frac{P_{RL}}{(P_{RL} + P_{o1} + \cdots + P_{oN})}. \quad (17)$$

Here, we define typical values of  $R_{ok}$  and  $\overline{V_{ok}}$  as  $R_o$  and  $\overline{V_o}$ , respectively. Then  $R_{ok}$  and  $\overline{V_{ok}}$  can be expressed by  $R_{ok} = \alpha_{rk} R_o$  and  $\overline{V_{ok}} = \alpha_{vk} \overline{V_o}$ , respectively, where  $\alpha_{rk}$  and  $\alpha_{vk}$  denote fluctuation parameters. Concretely, when  $N = 2$  and  $\overline{V_{o1}} = \overline{V_{o2}} = \overline{V_o}$ , output voltage  $\overline{V_{out}}$  is given by

$$\overline{V_{out}} = \frac{R_L}{R_L + R_s} \overline{V_o}, \quad (18)$$

where total SC resistance  $R_s$  is given by

$$\begin{aligned} R_s &= \frac{R_{o1} R_{o2}}{R_{o1} + R_{o2}} \\ &= \left( \frac{2\alpha_{r1}\alpha_{r2}}{\alpha_{r1} + \alpha_{r2}} \right) \cdot \frac{R_o}{2}. \end{aligned}$$

From (16) ~ (18), power efficiency  $\eta$  can be expressed by

$$\begin{aligned} \eta &= \frac{(\overline{V_{out}})^2 / R_L}{(\overline{V_{out}})^2 / R_L + (\overline{V_o} - \overline{V_{out}})^2 (1/R_{o1} + 1/R_{o2})} \\ &= \frac{R_L}{R_L + R_s}. \end{aligned} \quad (19)$$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

Thus, concerning output voltage  $\overline{V_{out}}$  and power efficiency  $\eta$ , the influence of fluctuation in  $R_{ok}$  can be expressed by  $2\alpha_{r1}\alpha_{r2}/(\alpha_{r1} + \alpha_{r2})$ , because the typical value of  $R_s$  is  $R_o/2$ . As shown in (18) and (19), the influence of fluctuation on  $R_{ok}$  becomes small when  $2\alpha_{r1}\alpha_{r2}/(\alpha_{r1} + \alpha_{r2})$  approaches 1.

Next, to analyze the influence of fluctuation in  $\overline{V_{ok}}$ , we consider the case that  $N = 2$  and  $R_{o1} = R_{o2} = R_o$ . By using the law of superposition, the output voltage  $\overline{V_{out}}$  of Figure 4 can be obtained by

$$\begin{aligned}\overline{V_{out}} &= \frac{R_o//R_L}{R_o + R_o//R_L} \overline{V_{o1}} + \frac{R_o//R_L}{R_o + R_o//R_L} \overline{V_{o2}} \\ &= \left(\frac{\alpha_{v1} + \alpha_{v2}}{2}\right) \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o/2} \overline{V_o},\end{aligned}\quad (20)$$

where

$$R_o//R_L = \left(\frac{1}{R_L} + \frac{1}{R_o}\right)^{-1}.$$

From (16), (17) and (20), efficiency  $\eta$  is given by

$$\begin{aligned}\eta &= \frac{(\overline{V_{out}})^2/R_L}{(\overline{V_{out}})^2/R_L + \{(\overline{V_{o1}} - \overline{V_{out}})^2 + (\overline{V_{o2}} - \overline{V_{out}})^2\}/R_o} \\ &= \frac{R_L}{R_L + \frac{(2R_L + R_o)^2}{2R_o} \cdot \frac{2(\alpha_{v1}^2 + \alpha_{v2}^2)}{(\alpha_{v1} + \alpha_{v2})^2} - \frac{2R_L(R_L + R_o)}{R_o}}.\end{aligned}\quad (21)$$

As shown in (20), output voltage  $\overline{V_{out}}$  is amplified to  $(\alpha_{v1} + \alpha_{v2})/2$  times by the fluctuation of  $\overline{V_{ok}}$ . From equation (21), concerning power efficiency  $\eta$ , the influence of fluctuation depends on  $2(\alpha_{v1}^2 + \alpha_{v2}^2)/(\alpha_{v1} + \alpha_{v2})^2$ . The influence of fluctuation on  $\overline{V_{ok}}$  becomes small when  $2(\alpha_{v1}^2 + \alpha_{v2}^2)/(\alpha_{v1} + \alpha_{v2})^2$  approaches 1.

**3.3. Ripple factor.** In this section, to analyze the influence of fluctuation in capacitances  $C_k^n$  and  $C_k^o$ , we define capacitors in a  $k$ -th converter block as  $C_k^1 = C_k^2 = C_k^3 = C_k^o = \alpha_{Ck} C^2$ , where  $\alpha_{Ck}$  denotes the fluctuation parameter of the capacitors. Furthermore, the influence of on-resistance  $R_{onk}$  in Figure 2 is disregarded to simplify the analysis of the ripple factor. (i.e.  $R_{onk} = 0$ .)

In the case of *State - T1*, output voltage  $V_{ok,T1}(t)$  of  $k$ -th converter block is given by

$$V_{ok,T1}(t) = V_{max,T1} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_{T1}}\right),\quad (22)$$

where  $\tau_{T1}$  is a time constant which is given by  $(5/2)\alpha_{Ck}CR_L$  and  $V_{max,T1}$  denotes output voltage when  $V_{ok,T1}(0)$ .

On the other hand, in the case of *State - T2*, output voltage  $V_{ok,T2}(t)$  is given by

$$\begin{aligned}V_{ok,T2}(t) &= V_{max,T2} \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_{T2}}\right) \\ &= V_{ok,T1}(T_1) \cdot \exp\left(-\frac{t}{\tau_{T2}}\right),\end{aligned}\quad (23)$$

where  $\tau_{T2}$  is a time constant which is obtained by  $\alpha_{Ck}CR_L$ , and  $V_{max,T2}$  denotes the output voltage when  $V_{ok,T2}(0)$ .

<sup>2</sup>To simplify the theoretical analysis, we assume that all the capacitors have the same capacitance.

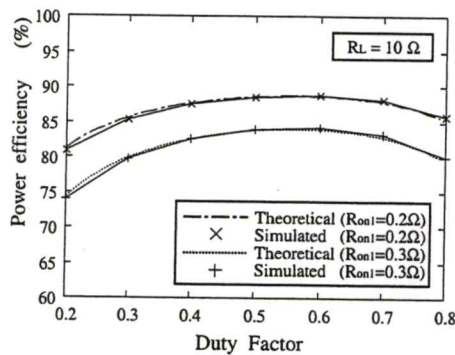


FIGURE 5. Power efficiency of converter block as a function of parameter  $D$ .

Then, output voltage ripple  $\Delta V_{ok}$  is expressed by

$$\begin{aligned}\Delta V_{ok} &= V_{ok,T1}(0) - V_{ok,T2}(T_2) \\ &= V_{max,T1} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{T_1}{\tau_{T1}}\right) \cdot \exp\left(-\frac{T}{\tau_{T2}}\right) \right\}.\end{aligned}\quad (24)$$

Here, average output voltage  $\overline{V}_{ok}$  is obtained by

$$\begin{aligned}\overline{V}_{ok} &= \frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} V_{ok,T1}(t) dt + \frac{1}{T_2} \int_0^{T_2} V_{ok,T2}(t) dt \\ &= \frac{\tau_{T1} V_{max,T1}}{T_1} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{T_1}{\tau_{T1}}\right) \right\} + \frac{\tau_{T2} V_{max,T1}}{T_2} \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{T_2}{\tau_{T2}}\right) \right\} \cdot \exp\left(-\frac{T_1}{\tau_{T1}}\right).\end{aligned}\quad (25)$$

From (24) and (25), output ripple factor  $R$  can be derived by

$$\begin{aligned}R &= \frac{\Delta V_{ok}}{\overline{V}_{ok}} \\ &= \frac{D(1-D)T \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{DT}{\tau_{T1}}\right) \cdot \exp\left(-\frac{T}{\tau_{T2}}\right) \right\}}{D_{ripple}},\end{aligned}\quad (26)$$

where

$$\begin{aligned}D_{ripple} &= \tau_{T1}(1-D) \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{DT}{\tau_{T1}}\right) \right\} \\ &\quad + \tau_{T2}D \cdot \exp\left(-\frac{DT}{\tau_{T2}}\right) \left\{ 1 - \exp\left(-\frac{(1-D)T}{\tau_{T2}}\right) \right\}.\end{aligned}$$

When the input voltage of all the converter blocks is the same and all the converter blocks in Figure 1 operate synchronously, ripple factor  $R$  of the parallel-connected converter can be also expressed by (26), where time constant  $\tau_{T1}$  and  $\tau_{T2}$  of the proposed converter can be given by

$$\begin{aligned}\tau_{T1} &= \frac{5}{2} CR_L \sum_{k=1}^N \alpha_{Ck} \\ \text{and } \tau_{T2} &= CR_L \sum_{k=1}^N \alpha_{Ck},\end{aligned}\quad (27)$$

respectively. As shown in equation (27), the influence in the ripple factor depends on the fluctuating direction of capacitances.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

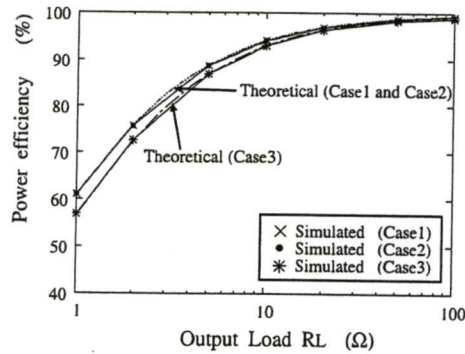


FIGURE 6. Power efficiency of parallel-connected converter with on-resistance fluctuation.

TABLE 1. Setting of parameter  $\alpha_{rk}$ .

Case	$R_{on1}$ ( $\Omega$ )	$R_{on2}$ ( $\Omega$ )	$\alpha_{r1}$	$\alpha_{r2}$	$R_s$ ( $\Omega$ )
1	0.2	0.2	1	1	0.635
2	0.15	0.3	0.75	1.5	0.635
3	0.2	0.3	1	1.5	0.762

\* Typical value of  $R_{ok}$  is  $R_o = 1.27 \Omega$ .

**4. Simulation.** To confirm the validity of the theoretical analyses and circuit design, SPICE simulations were performed under conditions where typical input voltage  $V_{in} = 3.7V$ , the typical value of capacitor  $C = 5\mu F$ , clock frequency  $f = 500kHz$ , and the typical value of on-resistance  $R_{on} = 0.2\Omega$ .

Figure 5 shows the power efficiency of the converter block as a function of parameter  $D$ . In Figure 5, theoretical results were obtained by (14) ~ (16), and (11). As shown in Figure 5, the converter shown in Figure 1 can achieve the best efficiency by setting the duty factor to  $D \simeq 0.56$ . The result of the theoretical analysis agrees well with the simulated result. In other words, the optimal setting of  $D$  can be obtained by (11) and (12). Furthermore, as described in section 3.1, the value of  $D$  which gives the maximum efficiency is the same regardless of the variation of  $R_{onk}$ .

Figure 6 shows the power efficiency of the parallel-connected converter with 2 converter blocks. The theoretical results shown in Figure 6 were obtained by (18) and (19). To clarify the influence of fluctuation in on-resistances, parameter  $\alpha_{rk}$  was set as shown in table 1. In Figure 6, the influence of the fluctuation increases in proportion to the decrease of  $R_L$ . As shown in Figure 6, table 3.3 and equation (19), the value of  $R_s$  is important in the power efficiency since the efficiency of Case1 is almost the same as that of Case2. Concretely, an increase of 20 % in  $R_s$  causes a decrease of 2.2 % in efficiency when  $R_L = 5\Omega$ .

Figure 7 shows the influence of fluctuation on input voltages. In Figure 7, input voltages  $V_{in1}$  and  $V_{in2}$  are fluctuated from the typical value only by  $\pm 0.1V$ . As shown in Figure 7, the theoretical results obtained by (20) and (21) correspond well with the simulated results. When fluctuation of input voltages occurs, the influence of these fluctuations becomes large as  $R_L$  increases.

Figure 8 shows ripple factor  $R$  of the parallel-connected converter with 2 converter blocks. In Figure 8, values of capacitors are fluctuated from the typical value by 20%. As shown in Figure 8, the validity of the theoretical analysis in section 3.3 can be confirmed.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้拿去ใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

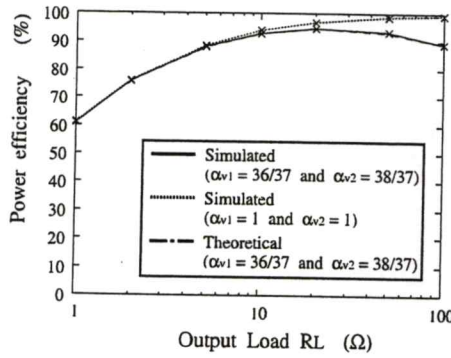


FIGURE 7. Power efficiency of parallel-connected converter with input fluctuation.

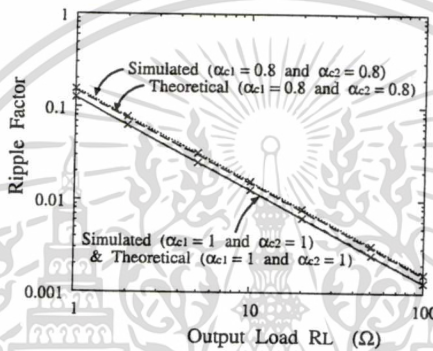


FIGURE 8. Ripple factor of parallel-connected converter with capacitance fluctuation.

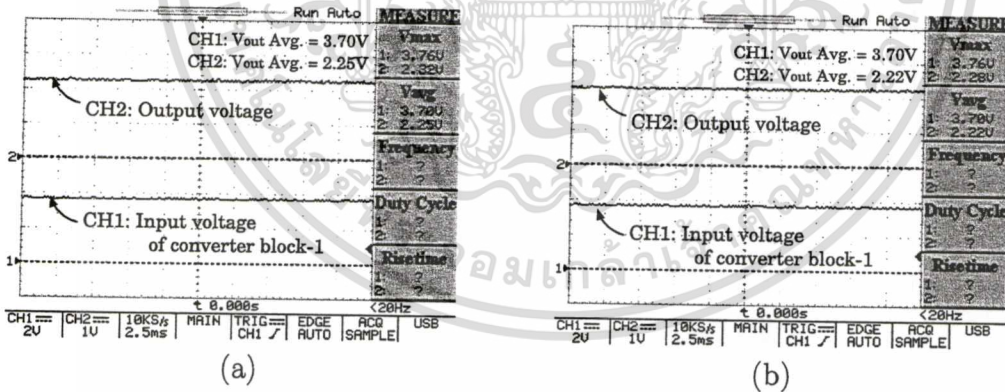


FIGURE 9. Output voltage obtained by experimental circuit with on-resistance fluctuation. (a) Without external resistor. (b) With external resistor  $R_{ex} = 1\Omega$ .

5. **Experiment.** To verify the proposed technique, experiments were performed involving a single-input parallel DC-DC converter with 2 converter blocks. The experimental circuit was built with commercially available transistors 2SK2493 on a bread board<sup>3</sup>. The experiments were performed under conditions where input voltage  $V_{in} = 3.7V$ ,

<sup>3</sup>In the experiment, circuit properties such as power efficiency and ripple noise were not examined, because the experimental circuit was built with commercially available transistors on the bread board. For example, unlike an IC chip, the parasitic resistance of the bread board is very large. The IC implementation and experiments are left to a future study.

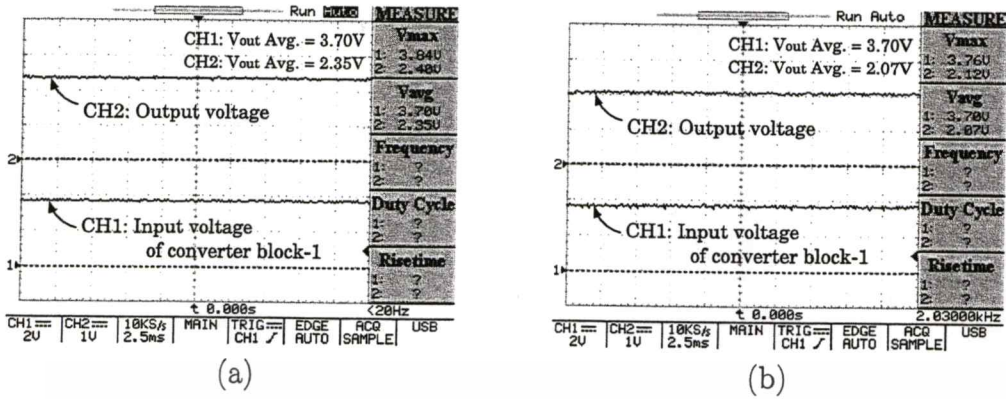


FIGURE 10. Output voltage obtained by experimental circuit with input fluctuation. (a) Without input resistor. (b) With input resistor  $R_{in} = 5\Omega$ .

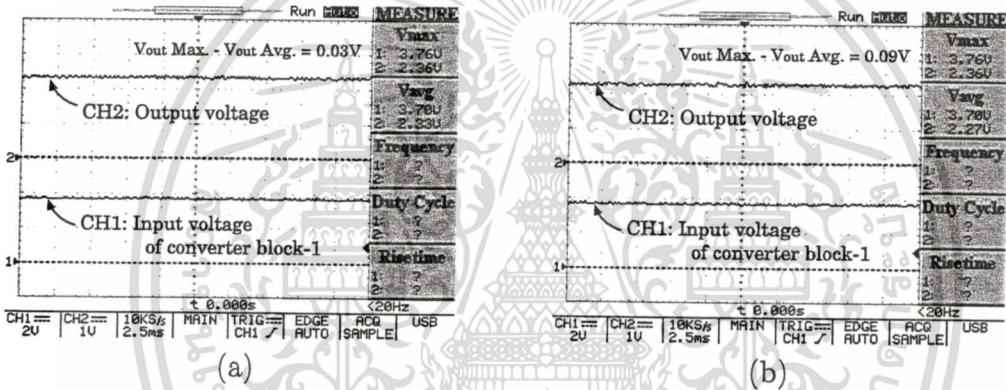


FIGURE 11. Output voltage obtained by experimental circuit with capacitance fluctuation. (a)  $C_1^n = 2.67 \mu\text{F}$  and  $C_2^n = 2.67 \mu\text{F}$ . (b)  $C_1^n = 2.2 \mu\text{F}$  and  $C_2^n = 2.67 \mu\text{F}$ .

capacitors  $C_k^1 = C_k^2 = C_k^3 = C_k^o = 2.2\mu\text{F}$ , clock frequency  $1/T = 20 \text{ kHz}$ , output load  $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ .

Figure 9 shows the output voltage obtained by the experimental circuit with on-resistance fluctuation. In Figure 9, the fluctuation of on-resistance was realized by connecting an external resistor  $R_{ex} = 1\Omega$  to the power switches of the converter block-1 in series. As Figure 9 shows, the output voltage decreases by the increase of  $R_s$ .

Figure 10 shows the output voltage obtained by the experimental circuit with input fluctuation. In Figure 10, the fluctuation of input voltage was realized by connecting an input resistor  $R_{in} = 5\Omega$  to the input terminal of the converter block-1 in series, and the output load was set to  $R_L = 20 \text{ k}\Omega$ . As Figure 10 shows, the output voltage decreases with the fluctuation of the input voltage.

Figure 11 shows the output voltage obtained by the experimental circuit with capacitance fluctuation. In Figure 11, the fluctuation of capacitance was realized by connecting a capacitor  $C_{ex} = 0.47\mu\text{F}$  to  $C_k^n$  in parallel. As Figure 11 shows, the ripple voltage increases with the fluctuation of the capacitor.

From Figures 9 ~ 11, the experimental results indicate the same tendency as the results of the theoretical analysis!

6. **Conclusion.** In this paper, the change in characteristics caused by the fluctuation of circuit components has been analyzed concerning a single-input parallel SC DC-DC converter. The influence of the fluctuation of circuit components was clarified by the proposed technique though fluctuation analysis concerning single-input parallel SC power converters has not been performed until now.

Through theoretical analyses, SPICE simulations and experiments, the following results are obtained: 1. The optimal setting of duty factor  $D$  can be derived by the proposed theoretical formulas, because the theoretical results correspond well with the simulated results. 2. The fluctuation of on-resistances affects power efficiency in proportion to the decrease of the output load. The value of the total SC resistance is important in power efficiency  $\eta$ , for example, an increase of 20 % in the total SC resistance causes a decrease of 2.2 % in efficiency when  $R_L = 5\Omega$ . 3. When the fluctuation of input voltages occurs, the influence in the power efficiency becomes large according to the increase of  $R_L$ . 4. In case of the fluctuation of capacitances, the influence on ripple factor  $R$  depends on fluctuating directions of capacitances.

The results described in this paper can provide basic information to design single-input parallel SC power converters. Although the theoretical analysis was conducted by using 2/3 step-down converters, all single-input parallel SC DC-DC converters can be expressed by the equivalent circuit obtained by the theoretical analysis. Hence, by changing the value of the SC resistance, the results of the theoretical analysis can be applied to other SC converters. The formulas derived by theoretical analysis will be useful for designing single-input parallel SC power converters.

**Acknowledgement.** This work is supported by the Ministry of Education, Culture, Sports, Science and Technology, Grant-in-Aid for Scientific Research (B), 18360184, 2008. The CAD tools used in this work are supported by VLSI Design and Education Center (VDEC), the University of Tokyo in collaboration with On-Semiconductor, Nippon Motorola LTD., HOYA Corporation, and KYOCERA Corporation.

## REFERENCES

- [1] S. K. Siri, C. Q. Lee and T. F. Wu, Current distribution control for parallel connected converters: Part I, *IEEE, Aerospace and Electronics*, vol.28, no.3, pp.829-840, 1992.
- [2] S. K. Siri, C. Q. Lee and T. F. Wu, Current distribution control for parallel connected converters: Part II, *IEEE, Aerospace and Electronics*, vol.28, no.3, pp.841-851, 1992.
- [3] R. Giral, L. M. Salamero and S. Singer, Interleaved converters operation based on CMC, *IEEE, Power Electronics*, vol.14, no.2, pp.643-652, 1999.
- [4] Y. Panov and M. M. Jovanovic, Design considerations for 12-V/1.5-V, 50-A voltage regulator models, *IEEE, Power Electronics*, vol.16, no.6, pp.776-783, 2001.
- [5] S. K. Mazumder, A. H. Nayfeh and A. Borojevic, Robust control of parallel DC-DC buck converters by combining integral-variable-structure and multiple-sliding-surface control schemes, *IEEE, Power Electronics*, vol.17, no.3, pp.428-437, 2002.
- [6] S. K. Mazumder, M. Tahir and S. L. Kamisetty, Wireless PWM control of a parallel DC/DC buck converter, *IEEE, Power Electronics*, vol.20, no.6, pp.1280-1286, 2005.
- [7] Y. M. Lai, Y. M. Tsang and S. C. Tan, Wireless control of parallel-connected DC/DC power converters, *Proc. of the 2005 ECTI Int. Conf.*, vol.1, Pattaya, Thailand, pp.125-128, 2005.
- [8] S. C. Tan, Y. M. Lai and K. Y. C. Wong, An alternative configuration for digitally controlled parallel connected DC-DC power converters, *Proc. of the 2005 ECTI Int. Conf.*, vol.1, Pattaya, Thailand, pp.173-176, 2005.
- [9] T. Saito, S. Tasaki and H. Torikai, Interleaved buck converters based on winner-take-all switching, *IEEE, Circuits & Syst.I*, vol.52, no.8, pp.1666-1672, 2005.
- [10] Y. Qiu, M. Xu, K. Yao, J. Sun and F. C. Lee, Multifrequency small signal model for buck and multiphase buck converters, *IEEE, Power Electronics*, vol.21, no.5, pp.1185-1192, 2006.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปเผยแพร่โดยไม่ได้รับอนุญาต

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [11] Y. Ishikawa and T. Saito, Synchronization and chaos in multiple-input parallel DC-DC converters with WTA switching, *IEICE, Fundamentals*, vol.E90-A, no.6, pp.1162-1169, 2007.
- [12] T. Kabe, S. Parui, H. Torikai, S. Banerjee and T. Saito, Analysis of current mode controlled DC-DC converters through piecewise linear models, *IEICE, Fundamentals*, vol.E90-A, no.2, pp.448-456, 2007.
- [13] Z. T. Zhusubaliyev and E. Mosekilde, Torus birth bifurcations in a dc/dc converter, *IEEE, Circuits & Syst.I*, vol.53, no.8, pp.1839-1850, 2006.
- [14] I. Harada, F. Ueno, T. Inoue and I. Oota, Characteristics analysis of Fibonacci type SC transformer, *IEICE, Fundamentals*, vol.E75-A, no.6, pp.655-662, 1992.
- [15] N. Hara, I. Oota, F. Ueno and T. Inoue, A new ring type set-up switched-capacitor DC-DC converter with low inrush current at start-up and low current ripple in steady state, *IEEJ*, vol.J81-CII, no.7, pp.600-612, 1998.
- [16] N. Hara, I. Oota, I. Harada and F. Ueno, Programmable ring type switched-capacitor DC-DC converters, *IEEJ*, vol.J82-CII, no.2, pp.56-68, 1999.
- [17] T. Tanzawa and T. Tanaka, A dynamic analysis of the Dickson charge pump circuit, *IEEE, Solid-State Circuits*, vol.32, no.8, pp.1237-1240, 1997.
- [18] T. Myono, A. Uemoto, S. Kawai, E. Nishibe, S. Kikuchi, T. Iijima and H. Kobayashi, High-efficiency charge-pump circuits with large current output for mobile equipment applications, *IEICE, Electron.*, vol.E84-C, no.10, pp.1602-1611, 2001.
- [19] K. Min and J. Ahn, CMOS charge pumps using cross-coupled charge transfer switches with improved voltage pumping gain and low gate-oxide stress for low-voltage memory circuits, *IEICE, Electron.*, vol.E85-C, no.1, pp.225-229, 2002.
- [20] K. Eguchi, F. Ueno, H. Zhu, T. Tabata and T. Inoue, Design of a charge-average type SC DC-DC converter for cellular phone, *IEEJ*, vol.125-C, no.1, pp.37-42, 2005.
- [21] C. L. Wei, L. Y. Wu, H. H. Yang, C. H. Tsai, B. D. Liu and S. J. Chang, A versatile step-up/step-down switched-capacitor-based DC-DC converter, *IEICE, Electronics*, vol.E91-C, no.5, pp.809-812, 2008.
- [22] K. Eguchi, T. Inoue, I. Oota, H. Zhu and F. Ueno, Analysis of a  $2x/1.5x/1x$  mode DC-DC converter designed by using switched-capacitor techniques, *Int. J. of Intelligent Engineering and Systems*, vol.1, Issue 1, pp.1-8, 2008.
- [23] K. Eguchi, I. Oota, S. Terada, T. Inoue, A design method of switched-capacitor power converters by employing a ring-type power converter, *Int. J. of Innovative Computing, Information and Control*, vol.5, no.10(A), pp.2927-2938, 2009.
- [24] K. Eguchi, T. Sugimura, S. Pongswatd, K. Tirasesth, H. Sasaki, Design of a multiple-input parallel SC DC-DC converters and its efficiency estimation method, *ICIC Express Letters*, vol.3, no.3(A), pp.531-536, 2009.
- [25] C. H. Hsieh, W. H. Ho and J. H. Chou, Optimal PID controllers design of PWM feedback time-varying systems using orthogonal-functions approach and genetic algorithm *Int. J. of Innovative Computing, Information and Control*, vol.5, no.2, pp.387-397, 2009.
- [26] X. Wang, Numerical solution of optimal control for scaled systems by hybrid functions, *Int. J. Innovative Computing, Information and Control*, vol.4, no.4, pp.849-856, 2008.
- [27] R. Padhi, P. Prabhat and S. N. Balakrishnan, Reduced order optimal control synthesis of a class of nonlinear distributed parameter systems using single network adaptive critic design, *Int. J. of Innovative Computing, Information and Control*, vol.4, no.2, pp.457-470, 2008.
- [28] R. Wang and J. Zhao, Exponential stability analysis for discrete-time switched linear systems with time-delay, *Int. J. of Innovative Computing, Information and Control*, vol.3, no.6(B), pp.1557-1564, 2007.



2009 6th International Conference  
on Electrical Engineering/Electronics,  
Computer, Telecommunications,  
and Information Technology

# ECTI-CON 2009

May 6th - 9th, 2009

Ambassador City Jomtien  
Pattaya, Chonburi, Thailand

ISBN 978-1-4244-3388-9  
IEEE Catalog Number: CFP0906E  
Library of Congress: 2008910219



**NTC**  
National Telecommunications Commission

**NECTEC**  
a member of NSTDA

**IEEE**  
THAILAND SECTION

# Synthesis and Analysis of a Multiple-Input Parallel SC DC-DC Converter

Kei Eguchi

Department of Technology Education  
Shizuoka University

836 Ohya, Suruga-kuShizuoka, 422-8529 Japan

Sawai Pongswatd

Faculty of Engineering

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Ladkrabang, Bangkok, 10525 Thailand

Kitti Tirasesth

Faculty of Engineering

King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Ladkrabang, Bangkok, 10525 Thailand

Hirofumi Sasaki

School of Industrial Engineering  
Tokai University

9-1-1 Toroku, Kumamoto, 862-8652 Japan

**Abstract**—As compared with parallel converters employing buck converters or boost converters, the analysis of multiple-input parallel switched-capacitor (SC) DC-DC converters is not sufficient. In this paper, a multiple-input parallel DC-DC converter designed by using SC techniques is proposed for mobile back-lighting applications, and handy theoretical formulas are given concerning the power efficiency and equivalent circuit. The proposed parallel converter consists of two different kinds of converter blocks: 1. a  $1.5\times$  step-up SC DC-DC converter employing an input voltage from a lithium battery and 2. a novel step-up converter employing an input voltage from solar cells. The proposed converter can offer the output voltage for display back-lighting from solar energy, because the proposed step-up converter can achieve not only a large step-up conversion ratio but also a wide input range. Hence, the proposed converter will enable us to realize a long battery life, reduction of heat, and so on. Furthermore, derived theoretical formulas will be helpful to estimate circuit characteristics, because theoretical results agree well with SPICE simulation results. The validity of circuit design is confirmed by simulations and experiments.

## I. INTRODUCTION

Switched-capacitor (SC) power converters [1]-[5] can achieve thin circuit composition, light-weight and low-noise, because no magnetic elements are required to realize the SC converter. For this reason, in the field of portable electronics, SC DC-DC converters have been used as a driver circuit of white LEDs for display back-lighting, a building block of battery management systems, and so on. In SC power converters, the ratio of the voltage conversion is predetermined by circuit structure. For this reason, single SC converters realizing  $2\times$  or  $1.5\times$  step-up conversion [3] have been proposed for back-lighting applications, because the output regulation methods such as on-resistance control scheme, pulse width modulation (PWM) scheme, etc. decrease the power efficiency. However, it is difficult to improve power efficiency further by adjusting a voltage conversion ratio.

In this paper, a multiple-input parallel DC-DC converter designed by using SC techniques is proposed to solve this problem, and handy theoretical formulas are given concerning the power efficiency and equivalent circuit. The proposed

parallel converter consists of two different kinds of converter blocks: 1. a  $1.5\times$  step-up SC DC-DC converter [3] employing an input voltage from a lithium battery and 2. a novel step-up converter employing an input voltage from solar cells. By converting an input voltage from solar cells, the proposed multiple-input parallel converter achieves a long battery life.

Multiple-input parallel converters have been considered for clean energy power supplies such as solar cells, wind generators, etc. In previous studies, multiple-input parallel converters [1]-[2] have been realized by employing converters with magnetic elements, such as buck converters, boost converters, etc. However, as far as authors know, multiple-input parallel SC DC-DC converter are not proposed yet. As compared with these parallel converters employing buck converters or boost converters [1]-[2], the analysis of multiple-input parallel SC DC-DC converters is not sufficient. Furthermore, conventional parallel converters [1]-[2] have been synthesized by connecting same DC-DC converters in parallel. To design multiple-input parallel converters by SC techniques, different type of converter blocks is required according to the type of input voltages, because the ratio of the voltage conversion is predetermined by circuit structure. Especially, SC power converters which can be utilized in the wide input range and has a large step-up conversion ratio is required, because the voltage from solar cells is sensitive to weather condition. However, conventional SC DC-DC converters which have a large step-up conversion ratio [4]-[5] cannot be utilized in the wide input range. To solve this problem, we propose a novel step-up converter realizing a large step-up conversion ratio. Unlike conventional converters [4]-[5], capacitors connected in parallel with an input terminal are charged separately according to the amplitude level of input voltage from solar cells. By cascading these capacitors, the proposed step-up converter offers not only a large step-up conversion ratio but also a wide input range.

Concerning the proposed multiple-input parallel converter, SPICE simulations and experiments are performed to confirm the validity of circuit design.

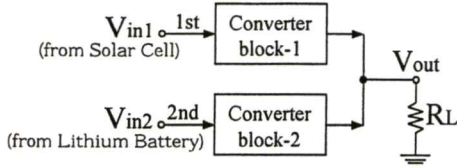


Fig. 1. Block diagram of proposed multiple-input parallel converter.

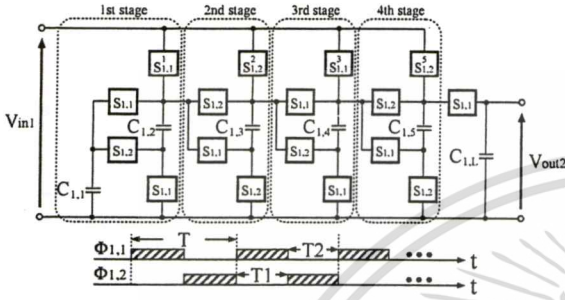


Fig. 2. Proposed SC step-up converter for input from solar cells.

## II. CIRCUIT STRUCTURE

Fig.1 shows the block diagram of the proposed multiple-input parallel SC DC-DC converter. The converter consists of 2 converter blocks, where the 1st block is the proposed SC step-up converter for an input from solar cells and the 2nd block is a  $1.5\times$  step-up DC-DC converter for an input from a lithium battery.

Fig.2 shows the proposed SC step-up converter in the case of 4-stage. The proposed converter consists of 13 power switches and 6 capacitors. In Fig.2, power switches  $S_{1,1}$  and  $S_{1,2}$  are driven by 2-phase pulses  $\Phi_{1,1}$  and  $\Phi_{1,2}$ , respectively. The power switches  $S_{1,1}^1$ ,  $S_{1,2}^2$ ,  $S_{1,1}^3$ , and  $S_{1,2}^4$  are opened corresponding to the range of  $V_{ref} \leq V_{in1} < 2V_{ref}$ ,  $2V_{ref} \leq V_{in1} < 3V_{ref}$ ,  $3V_{ref} \leq V_{in1} < 5V_{ref}$ , and  $V_{in1} \geq 5V_{ref}$ , respectively.

The interval of  $\Phi_{1,1}$  and  $\Phi_{1,2}$  is set to

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

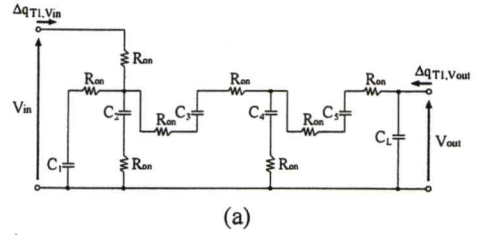
where  $T$  is a period of the clock pulse and  $D$  denotes a duty factor. By controlling  $S_{1,1}$  and  $S_{1,2}$ , the converter performs a DC-DC conversion.

As an example of SC DC-DC converters, the step-up converter proposed in [3] is employed. The circuit properties of the proposed multiple-input parallel converter will be described in the following section.

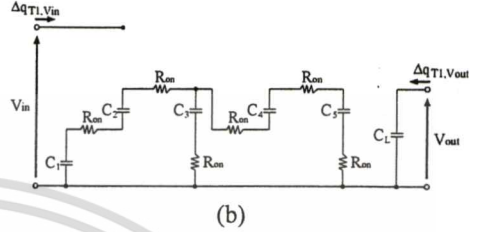
## III. THEORETICAL ANALYSIS

### A. Equivalent Circuit

First, the equivalent circuit for the proposed SC step-up converter is analyzed. To save space, only the analysis in the case of  $V_{in1} = V_{ref}$  is described. In the theoretical analysis, we assume that 1. parasitic elements are not effective and 2. time constant is quite larger than a period of the clock pulse.



(a)



(b)

Fig. 3. Instantaneous equivalent circuits when  $V_{in1} = V_{ref}$ . (a) State-T1. (b) State-T2.

Fig.3 shows instantaneous equivalent circuits of the proposed step-up converter. In Fig.3,  $R_{on}^1$  denotes an on-resistance of power switches. In the steady state, differential values of the electric charges in  $C_{1,k}$  ( $k = \{1, 2, 3, 4, 5, L\}$ ) satisfy

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

where  $\Delta q_{T1}^k$  and  $\Delta q_{T2}^k$  denote electric charges when State-T1 and State-T2, respectively. In the case of State-T1, differential values of the electric charges in the input and the output terminals,  $\Delta q_{T1,V_{in}}$  and  $\Delta q_{T1,V_{out}}$ , are given by

$$\begin{aligned} \Delta q_{T1,V_{in}} &= \Delta q_{T1}^1 + \Delta q_{T1}^2 - \Delta q_{T1}^3 \\ \text{and} \quad \Delta q_{T1,V_{out}} &= \Delta q_{T1}^5 + \Delta q_{T1}^L, \end{aligned} \quad (3)$$

$$\text{where} \quad \Delta q_{T1}^5 = \Delta q_{T1}^3 + \Delta q_{T1}^4.$$

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

$$\Delta q_{T2,V_{in}} = 0 \quad \text{and} \quad \Delta q_{T2,V_{out}} = \Delta q_{T2}^L. \quad (4)$$

Furthermore, in Fig.3, the following conditions are satisfied :

$$\begin{aligned} \Delta q_{T2}^1 &= \Delta q_{T2}^2, \\ \Delta q_{T2}^4 &= \Delta q_{T2}^1 + \Delta q_{T2}^3, \\ \text{and} \quad \Delta q_{T2}^4 + \Delta q_{T2}^5 &= 0. \end{aligned} \quad (5)$$

Here, average currents of the input and the output are given by

$$\begin{aligned} \overline{I_{in}} &= (\Delta q_{T1,V_{in}} + \Delta q_{T2,V_{in}})/T = \Delta q_{V_{in}}/T \\ \text{and} \quad \overline{I_{out}} &= (\Delta q_{T1,V_{out}} + \Delta q_{T2,V_{out}})/T = \Delta q_{V_{out}}/T, \end{aligned} \quad (6)$$

<sup>1</sup>SC power converters are known as an implementable converter, because they do not require magnetic elements. In the converter block implemented into a chip, the direction of fluctuation in on-resistances is almost the same. Therefore, to simplify the theoretical analysis, we assume that all the power switches in the converter block have the same on-resistances.

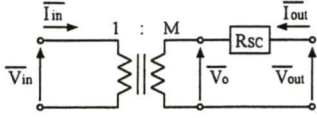


Fig. 4. General form of equivalent circuit.

where  $\Delta q_{V_{in}}$  and  $\Delta q_{V_{out}}$  are electric charges in the input and the output, respectively. From Eqs.(2) ~ (6), the following equation is derived:

$$\overline{I_{in}} = -8\overline{I_{out}}. \quad (7)$$

In Fig.3, the energy consumed by resistors in one period,  $W_T$ , can be expressed by

$$W_T = W_{T1} + W_{T2}, \quad (8)$$

where

$$W_{T1} = \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q_{T1}^1)^2 + \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q_{T1}^2)^2 + \frac{2R_{on}}{T1} (\Delta q_{T1}^3)^2 + \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q_{T1}^4)^2 + \frac{2R_{on}}{T1} (\Delta q_{T1}^5)^2 + \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q_{T1}^1 + \Delta q_{T1}^2 - \Delta q_{T1}^3)^2 \quad (9)$$

and

$$W_{T2} = \frac{2R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^1)^2 + \frac{R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^3)^2 + \frac{3R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^5)^2. \quad (10)$$

From Eqs.(2) ~ (7), Eqs. (9) and (10) can be rewritten as

$$W_{T1} = \frac{93R_{on}}{DT} (\Delta q_{V_{out}})^2 \quad (11)$$

$$\text{and } W_{T2} = \frac{25R_{on}}{(1-D)T} (\Delta q_{V_{out}})^2. \quad (12)$$

Here, a general equivalent circuit of SC power converters [3] can be given by the circuit shown in Fig.4, where  $R_{SC}$  is called an SC resistance,  $M$  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 consumed energy  $W_T$  in Fig.4 can be expressed by

$$W_T = W_{T1} + W_{T2} = \left(\frac{\Delta q_{V_{out}}}{T}\right)^2 \cdot R_{SC} \cdot T. \quad (13)$$

By substituting Eqs.(11) and (12) into Eq.(13), SC resistance  $R_{SC1}$  when  $V_{in1} = V_{ref}$  is given by

$$R_{SC1} = \frac{93 - 68D}{D(1-D)} \cdot R_{on} \quad (14)$$

Therefore, by using Eqs.(7) and (14), the equivalent circuit of the proposed step-up converter is given by the following determinant:

$$\begin{bmatrix} \overline{V_{in1}} \\ \overline{I_{in1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/M1 & 0 \\ 0 & M1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_{SC1} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V_{out1}} \\ -\overline{I_{out1}} \end{bmatrix}, \quad (15)$$

where  $M1 = 8$ . To save space, only the conversion mode in the case of  $V_{in1} = V_{ref}$  is discussed in this manuscript.

Table 1 Theoretical results of other conversion ratios.

Input range	M1	$R_{SC1}$
$V_{ref} \leq V_{in1} < 2V_{ref}$	8	$\frac{93 - 68D}{D(1-D)} \cdot R_{on}$
$2V_{ref} \leq V_{in1} < 3V_{ref}$	4	$\frac{13 + 12D}{D(1-D)} \cdot R_{on}$
$3V_{ref} \leq V_{in1} < 5V_{ref}$	$\frac{8}{3}$	$\frac{101 - 68D}{9D(1-D)} \cdot R_{on}$
$5V_{ref} \leq V_{in1}$	$\frac{8}{5}$	$\frac{69 + 44D}{25D(1-D)} \cdot R_{on}$

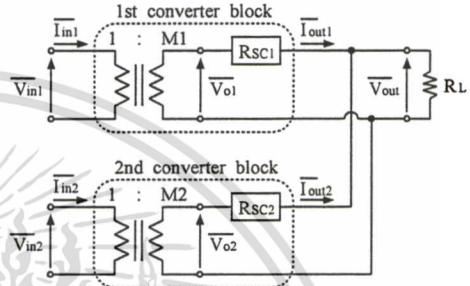


Fig. 5. Equivalent circuit of proposed multiple-input parallel converter.

However, other cases can also be analyzed by the same method. Table 1 shows parameters  $M1$  and  $R_{SC1}$  of other conversion ratios.

As Eq.(15) shows, the output voltage of the 1st converter block becomes  $M1 \times V_{in1}$  when  $R_{SC1} \ll R_L$ . From Eq.(15), averaged output voltage  $\overline{V_{out1}}$  is expressed by

$$\overline{V_{out1}} = \frac{R_L}{R_L + R_{SC1}} \cdot M1 \cdot \overline{V_{in1}}. \quad (16)$$

Furthermore, power efficiency  $\eta_1$ <sup>2</sup> can be given by

$$\eta_1 = \frac{R_L \overline{I_{out1}}^2}{R_L \overline{I_{out1}}^2 + R_{SC1} \overline{I_{out1}}^2} = \frac{R_L}{R_L + R_{SC1}}. \quad (17)$$

On the other hand, the equivalent circuit of the 2nd converter block can also be derived by the same analysis method. The equivalent circuit of the 2nd converter block is given by

$$\begin{bmatrix} \overline{V_{in2}} \\ \overline{I_{in2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/M2 & 0 \\ 0 & M2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_{SC2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V_{out2}} \\ -\overline{I_{out2}} \end{bmatrix}, \quad (18)$$

where  $M2 = 3/2$  and  $R_{SC2} = R_{on}(3 + D)/\{4D(1 - D)\}$ . Thus, the equivalent circuit of the proposed parallel converter can be expressed by the circuit shown in Fig.5.

### B. Power Efficiency

In this subsection, the power efficiency of the proposed multiple-input parallel converter will be analyzed.

<sup>2</sup>Of course, the consumed energy of peripheral circuits such as pulse generators, comparators, etc. is disregarded in the power efficiency of Eq.(17).

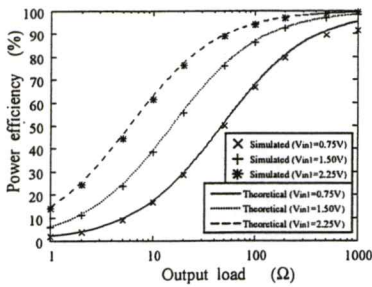


Fig. 6. Power efficiency as function of output load  $R_L$ .

In Fig.5, by using Thevenin's theorem, the output voltage  $\overline{V}_{out}$  is obtained by

$$\overline{V}_{out} = \frac{R_L}{R_L + \frac{R_{SC1}R_{SC2}}{R_{SC1} + R_{SC2}}} V_{sum}, \quad (19)$$

where  $V_{sum}$  denotes the summation of the output voltage of each converter block when the output load  $R_L = \infty$ . The voltage  $V_{sum}$  is given by

$$V_{sum} = \frac{R_{SC2}}{R_{SC1} + R_{SC2}} \overline{V}_{o1} + \frac{R_{SC1}}{R_{SC1} + R_{SC2}} \overline{V}_{o2}. \quad (20)$$

By using Eqs.(19) and (20), the electric power supplied to the output load  $R_L$ ,  $P_{RL}$ , is given by

$$P_{RL} = (\overline{V}_{out})^2 / R_L. \quad (21)$$

On the other hand, the electric power consumed by resistances  $R_{SC1}$  and  $R_{SC2}$ ,  $P_{SC1}$  and  $P_{SC2}$ , are given by

$$P_{SC1} = R_{SC1}(M1 \times \overline{V}_{in1} - \overline{V}_{out})^2 \quad (22)$$

and 
$$P_{SC2} = R_{SC2}(M2 \times \overline{V}_{in2} - \overline{V}_{out})^2, \quad (23)$$

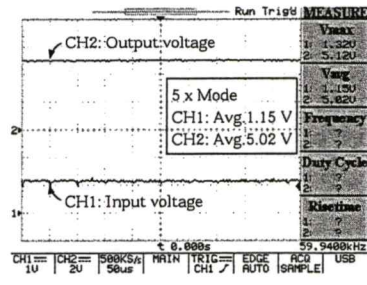
respectively. Therefore, from Eqs.(21) ~ (23), the total power efficiency  $\eta$  can be expressed by

$$\eta = \frac{P_{RL}}{(P_{RL} + P_{SC1} + P_{SC2})}. \quad (24)$$

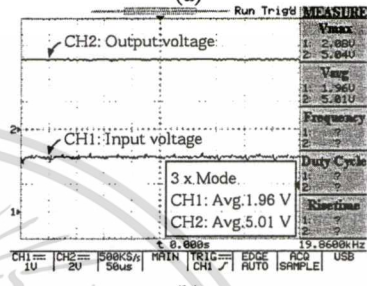
IV. SIMULATION & EXPERIMENT

To confirm the validity of the theoretical analyses, SPICE simulations were performed under the conditions where  $V_{ref} = 0.75V$ ,  $V_{in2} = 3.8V$ ,  $C_{1,k} = C_{2,1} = C_{2,2} = C_{2,L} = 2\mu F$ ,  $T = 1\mu s$ ,  $D = 0.5$ , and  $R_{on} = 0.2\Omega$ . Fig.6 shows the power efficiency of the proposed step-up converter as a function of output load  $R_L$ . Of course, the power efficiency can be improved by using power-switches with small on-resistance. As Fig.6 shows, theoretical results agree well with simulated results. Unlike conventional converters, the proposed converter can achieve various conversion modes.

To confirm the validity of circuit design, experiments were performed regarding to the proposed step-up converter with 3-stages. The experimental circuit was built with commercially available transistors on a bread board. Fig.7 shows the experimental results. In Fig.7, the experiments were performed



(a)



(b)

Fig. 7. Output voltage of experimental circuit. (a) 5 x mode. (b) 3 x mode.

under the conditions where input voltages capacitors  $C_{1,1} \sim C_{1,4} = 1\mu F$ ,  $C_{1,L} = 4.7\mu F$ ,  $R_L = 10k\Omega$ ,  $T = 50\mu s$ , and  $V_{out} = 5V$ . As Fig.7 shows, the proposed step-up converter can realize not only a various conversion ratio but also a wide input range.

V. CONCLUSION

In this paper, a multiple-input parallel DC-DC converter designed by using SC techniques has been proposed. The validity of the circuit design was confirmed by theoretical analyses, SPICE simulations, and experiments.

Concerning power efficiency, derived theoretical formulas will be helpful to estimate circuit characteristics, because theoretical results agreed well with SPICE simulation results. Furthermore, unlike conventional converters, the proposed converter will be able to offer the output voltage for display back-lighting from solar energy, because the proposed step-up converter can achieve not only a large step-up conversion ratio but also a wide input range.

REFERENCES

- [1] Y.Ishikawa and T.Saito, "Synchronization and chaos in multiple-input parallel DC-DC converters with WTA switching," *T.IEICE, Fundamentals*, Vol.E90-A, No.6, pp.1162-1169, June 2007.
- [2] T.Kabe, S.Parui, H.Torikai, S.Banerjee and T.Saito, "Analysis of current mode controlled DC-DC converters through piecewise linear models," *T.IEICE, Fundamentals*, Vol.E90-A, No.2, pp.448-456, Feb. 2007.
- [3] K.Eguchi, F.Ueno, and T.Inoue, "Design of a 3/2 step-up SC DC-DC converter for diode-lamps," *T.IEE of Japan*, Vol.125-C, No.3, pp.528-529, March 2005.
- [4] J.A.Starzyk, T.W.Jan, and F.Qiu, "A DC-DC charge pump design based on voltage doublers," *IEEE Trans. Circuit & Syst.-I*, Vol.48, No.3, March 2001.
- [5] I.Harada, F.Ueno, T.Inoue, and I.Oota, "Characteristics analysis of Fibonacci type SC transformer," *T.IEICE, Fundamentals*, Vol.E75-A, No.6, pp.655-662, June 1992.

ICIC  
International

# ICIC Express Letters

*An International Journal of Research and Surveys*

Co-Editors-in-Chief  
Junzo Watada, Waseda University, Japan  
Yan Shi, Tokai University, Japan

Indexed by *Ei Compendex (Elsevier)*  
*Scopus (Elsevier)*  
*INSPEC (IET)*

## DESIGN OF A MULTIPLE-INPUT PARALLEL SC DC-DC CONVERTER AND ITS EFFICIENCY ESTIMATION METHOD

KEI EGUCHI<sup>1</sup>, TATSUYA SUGIMURA<sup>1</sup>, SAWAI PONGSWATD<sup>2</sup>,  
KITTI TIRASESTH<sup>2</sup> AND HIROFUMI SASAKI<sup>3</sup>

<sup>1</sup>Department of Technology Education  
Shizuoka University  
836 Ohya, Suruga-ku, Shizuoka, 422-8529 Japan  
ekeguch@ipc.shizuoka.ac.jp

<sup>2</sup>Faculty of Engineering  
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang  
Ladkrabang, Bangkok, 10525 Thailand  
{ klsawai; ktkitti }@kmitl.ac.th

<sup>3</sup>School of Industrial Engineering  
Tokai University  
9-1-1 Toroku, Kumamoto-shi, Kumamoto, 862-8652 Japan  
hsasaki@ktmail.tokai-u.jp

Received April 2009; accepted June 2009

**ABSTRACT.** A multiple-input parallel SC (*Switched Capacitor*) DC-DC converter and its efficiency estimation method are proposed in this paper. The proposed parallel converter consists of two different kinds of converter blocks: 1. a  $1.5\times$  step-up SC DC-DC converter employing an input voltage from a lithium battery and 2. a novel step-up converter employing an input voltage from clean energy supplies. Since the proposed step-up converter can achieve not only a large step-up conversion ratio but also a wide input range, the proposed parallel converter enables us to extend battery runtime, reduction of heat, and so on. Furthermore, concerning the proposed converter, theoretical analyses are performed to estimate power efficiency. The proposed analysis technique can be extended to the circuit design of other SC DC-DC converters. The validity of circuit design and theoretical formulas is confirmed by SPICE simulations.

**Keywords:** Power converters, Parallel converters, Switched-capacitor circuits, Charge-pump circuits, Multiple input circuits, Clean energy

**1. Introduction.** Switched-capacitor (SC) DC-DC converters [1]-[5] have been used as an important building block of portable devices, wireless sensor systems, etc. [6], because they require no magnetic elements unlike buck converters, boost converters, and so on. For example, single SC converters realizing  $2\times$  or  $1.5\times$  step-up conversion [3] have been proposed for backlighting applications. However, it is difficult to improve power efficiency further by adjusting a voltage conversion ratio, because the ratio of the voltage conversion is predetermined by circuit structure.

To solve this problem, a multiple-input parallel DC-DC converter designed by using SC techniques is proposed in this paper. The proposed parallel converter consists of two different kinds of converter blocks: 1. a  $1.5\times$  step-up SC DC-DC converter [3] employing an input voltage from a lithium battery and 2. a novel step-up converter employing an input voltage from clean energy supplies. By converting clean energy, the proposed multiple-input parallel converter offers a long battery runtime. In previous studies, multiple-input parallel converters [1]-[2] have been realized by employing inductor-based converters such as buck converters, boost converters, etc. However, as far as the

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

authors know, a multiple-input parallel SC DC-DC converter has not been proposed yet. As compared with these parallel converters employing buck converters or boost converters [1]-[2], the analysis of multiple-input parallel SC DC-DC converters is not sufficient. For this reason, handy theoretical formulas are derived to give design conditions of the multiple-input parallel SC DC-DC converter.

Furthermore, conventional parallel converters [1]-[2] have been synthesized by parallel-connecting same DC-DC converters. However, to design multiple-input parallel converters by using SC techniques, different type of converter blocks is required according to the type of inputs, because the ratio of the voltage conversion is predetermined by circuit structure. In particular, an SC power converter, which can be utilized in the wide input range and has a large step-up conversion ratio, is required, because the voltage from clean energy supplies is sensitive to weather condition. However, conventional SC DC-DC converters which have a large step-up conversion ratio [4]-[5] cannot be utilized in the wide input range. To solve this problem, we propose a novel step-up converter realizing a large step-up conversion ratio. Unlike conventional converters proposed in [4]-[5], capacitors connected in parallel with an input terminal are charged separately according to the amplitude level of input voltage from clean energy supplies. By cascading these capacitors, the proposed step-up converter offers not only a large step-up conversion ratio but also a wide input range.

Concerning the proposed multiple-input parallel converter, SPICE simulations are performed to confirm the circuit properties and the validity of the circuit design.

**2. Circuit Structure.** Figure 1 shows the block diagram of the proposed multiple-input parallel SC DC-DC converter. The converter consists of 2 converter blocks. Figure 2 (a) shows the proposed SC step-up converter with 4-stages. In Figure 2 (a), power switches  $S_{1,1}$  and  $S_{1,2}$  are driven by 2-phase pulses  $\Phi_{1,1}$  and  $\Phi_{1,2}$ , respectively. The power switches  $S_{1,1}^1$ ,  $S_{1,2}^2$ ,  $S_{1,1}^3$  and  $S_{1,2}^5$  are opened corresponding to the range of  $V_{ref} \leq V_{in1} < 2V_{ref}$ ,  $2V_{ref} \leq V_{in1} < 3V_{ref}$ ,  $3V_{ref} \leq V_{in1} < 5V_{ref}$ , and  $V_{in1} \geq 5V_{ref}$ , respectively.

The interval of clock pulses  $\Phi_{1,1}$  and  $\Phi_{1,2}$  is set to

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

where  $T$  is the period of the clock pulse and  $D$  denotes the duty factor. By controlling  $S_{1,1}$  and  $S_{1,2}$ , the converter performs a DC-DC conversion. On the other hand, as an example of the converter block-2, the  $1.5 \times$  step-up converter shown in Figure 2 (b) [3] is employed. In Figure 2 (b), power switches  $S_{2,1}$  and  $S_{2,2}$  are driven by 2-phase clock pulses  $\Phi_{2,1}$  and  $\Phi_{2,2}$ , synchronously. Aimed at mobile backlighting applications, the converter block-2 performs  $3/2$  step-up conversion<sup>1</sup> by controlling  $S_{2,1}$  and  $S_{2,2}$ .

The circuit properties of the proposed multiple-input parallel converter will be described in the following section.

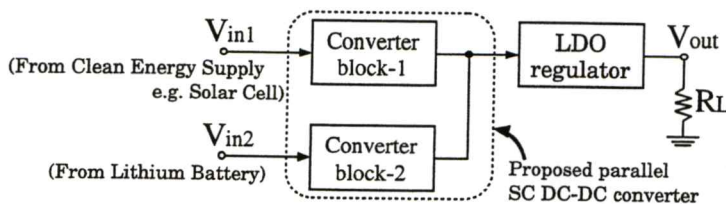


FIGURE 1. Block diagram of proposed multiple-input parallel converter.

<sup>1</sup>In mobile backlighting applications, the stepped-up voltage such as  $4.75 \sim 6.5 \text{ V}$  (Typ. =  $5 \text{ V}$ ) is required to drive some LEDs from the voltage of a lithium battery. The typical voltage of the lithium battery used in the mobile equipments such as cellular phones is about  $3.8 \text{ V}$ .

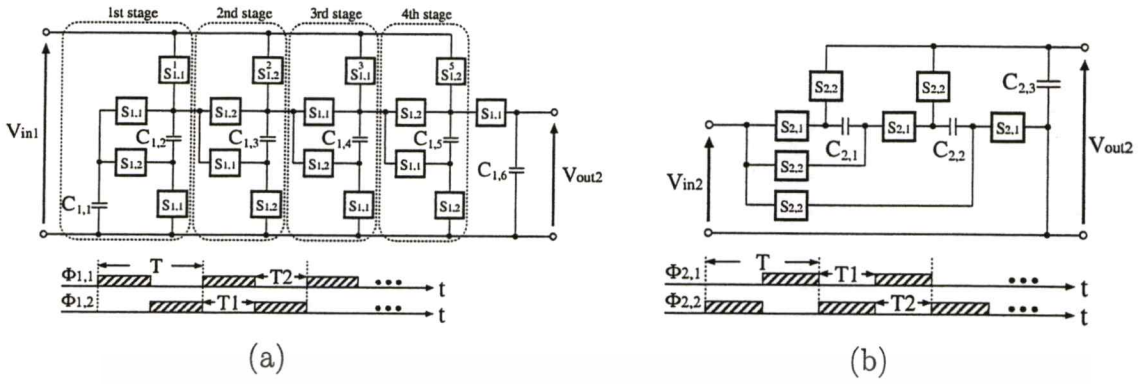


FIGURE 2. Converter blocks. (a) Converter block-1 for input from clean energy supplies. (b) Converter block-2 for input from lithium battery.

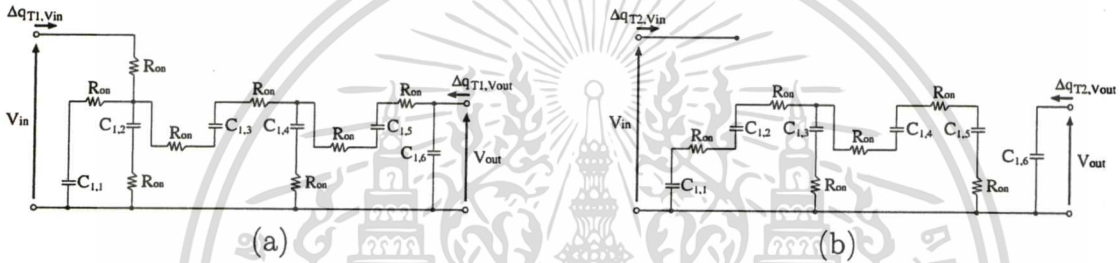


FIGURE 3. Instantaneous equivalent circuits of converter block-1 when  $V_{in1} = V_{ref}$ . (a) *State - T1*. (b) *State - T2*.

**3. Theoretical Analysis.** First, the equivalent circuit for the proposed SC step-up converter is analyzed. To save space, only the analysis in the case of  $V_{in1} = V_{ref}$  is performed. In this analysis, we assume that 1. parasitic elements are not effective and 2. time constant is much larger than the period of the clock pulse.

Figure 3 shows the instantaneous equivalent circuits of the proposed step-up converter. In Figure 3,  $R_{on}$  denotes an on-resistance of power switches. In the steady state, differential values of electric charges in  $C_{1,k}$  ( $k = \{1, 2, \dots, 6\}$ ) satisfy

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

where  $\Delta q_{T1}^k$  and  $\Delta q_{T2}^k$  denote electric charges when *State - T1* and *State - T2*, respectively. In the case of *State - T1*, differential values of electric charges in the input terminal and the output terminal,  $\Delta q_{T1,V_{in}}$  and  $\Delta q_{T1,V_{out}}$ , are given by

$$\Delta q_{T1,V_{in}} = \Delta q_{T1}^1 + \Delta q_{T1}^2 - \Delta q_{T1}^3 \quad \text{and} \quad \Delta q_{T1,V_{out}} = \Delta q_{T1}^5 + \Delta q_{T1}^6, \quad (3)$$

where

$$\Delta q_{T1}^5 = \Delta q_{T1}^3 + \Delta q_{T1}^4. \quad (4)$$

On the other hand, in the case of *State - T2*, differential values of electric charges in the input terminal and the output terminal,  $\Delta q_{T2,V_{in}}$  and  $\Delta q_{T2,V_{out}}$ , are given by

$$\Delta q_{T2,V_{in}} = 0 \quad \text{and} \quad \Delta q_{T2,V_{out}} = \Delta q_{T2}^6. \quad (5)$$

Furthermore, the following conditions are satisfied :

$$\Delta q_{T2}^1 = \Delta q_{T2}^2, \quad \Delta q_{T2}^4 = \Delta q_{T2}^1 + \Delta q_{T2}^3 \quad \text{and} \quad \Delta q_{T2}^4 + \Delta q_{T2}^5 = 0. \quad (6)$$

Here, averaged input current  $\overline{I_{in}}$  and averaged output current  $\overline{I_{out}}$  are given by

$$\overline{I_{in}} = (\Delta q_{T1,V_{in}} + \Delta q_{T2,V_{in}})/T = \Delta q_{V_{in}}/T \quad (7)$$

$$\text{and } \overline{I_{out}} = (\Delta q_{T1,V_{out}} + \Delta q_{T2,V_{out}})/T = \Delta q_{V_{out}}/T, \quad (8)$$

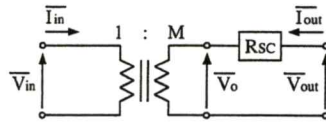


FIGURE 4. General form of equivalent circuit.

where  $\Delta q_{V_{in}}$  and  $\Delta q_{V_{out}}$  are electric charges in the input and the output, respectively. From Eqs.(2) ~ (8), the following equation is derived:

$$\overline{I_{in}} = -8 \overline{I_{out}}. \quad (9)$$

In Figure 3, the consumed energy in one period,  $W_T$ , can be expressed by

$$W_T = W_{T1} + W_{T2}, \quad (10)$$

where

$$W_{T1} = \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q_{T1}^1)^2 + \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q_{T1}^2)^2 + \frac{2R_{on}}{T1} (\Delta q_{T1}^3)^2 + \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q_{T1}^4)^2 \\ + \frac{2R_{on}}{T1} (\Delta q_{T1}^5)^2 + \frac{R_{on}}{T1} (\Delta q_{T1}^1 + \Delta q_{T1}^2 - \Delta q_{T1}^3)^2 + \sum_{k=1}^6 \frac{1}{2C} \left( \frac{\Delta q_{T1}^k}{T} T1 \right)^2 \quad (11)$$

and

$$W_{T2} = \frac{2R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^1)^2 + \frac{R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^3)^2 + \frac{3R_{on}}{T2} (\Delta q_{T2}^5)^2 + \sum_{k=1}^6 \frac{1}{2C} \left( \frac{\Delta q_{T2}^k}{T} T2 \right)^2. \quad (12)$$

From Eqs.(2) ~ (8), Eqs. (11) and (12) can be rewritten as

$$W_{T1} = \frac{93R_{on}}{DT} (\Delta q_{V_{out}})^2 + \frac{24D^2 + D^2(1-D)^2}{2C} (\Delta q_{V_{out}})^2 \\ \text{and } W_{T2} = \frac{25R_{on}}{(1-D)T} (\Delta q_{V_{out}})^2 + \frac{24(1-D)^2 + (1-D)^4}{2C} (\Delta q_{V_{out}})^2. \quad (13)$$

Here, a general equivalent circuit of SC power converters [3] can be given by the circuit shown in Figure 4, where  $R_{SC}$  denotes the SC resistance,  $M$  is the ratio of an ideal transformer, and  $\overline{V_{in}}$  and  $\overline{V_{out}}$  denote averaged input voltage and averaged output voltage, respectively. The consumed energy  $W_T$  in Figure 4 can be expressed by

$$W_T = W_{T1} + W_{T2} = \left( \frac{\Delta q_{V_{out}}}{T} \right)^2 \cdot R_{SC} \cdot T. \quad (14)$$

By substituting Eq.(13) into Eq.(14), SC resistance  $R_{SC1}$  when  $V_{in1} = V_{ref}$  is given by

$$R_{SC1} = \frac{93 - 68D}{D(1-D)} \cdot R_{on} + \frac{\{D^2 + (1-D)^2\} \{24 + (1-D)^2\}}{2Cf}, \quad (15)$$

where  $f (= 1/T)$  denotes a clock frequency of the converter block. The equivalent circuit shown in Figure 4 can be expressed by the determinant using a Kettenmatrix. Therefore, by using Eqs.(9) and (15), the equivalent circuit of the proposed step-up converter is given by the following determinant:

$$\begin{bmatrix} \overline{V_{in1}} \\ \overline{I_{in1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/M1 & 0 \\ 0 & M1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_{SC1} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V_{out1}} \\ -\overline{I_{out1}} \end{bmatrix}, \quad (16)$$

where  $M1 = 8$ . To save space, only the conversion mode in the case of  $V_{in1} = V_{ref}$  was discussed in this manuscript. However, other cases can also be analyzed by the same method. Table 1 shows parameters  $M1$  and  $R_{SC1}$  of other conversion ratios. As Table 1 shows, the 2nd term of  $R_{SC1}$  can be disregarded when the time constant is large.

Table 1 Theoretical results of other conversion ratios.

Input range	M1	$R_{SC1}$
$V_{ref} \leq V_{in1} < 2V_{ref}$	8	$\frac{93 - 68D}{D(1-D)} \cdot R_{on} + \frac{\{D^2 + (1-D)^2\}\{24 + (1-D)^2\}}{2Cf}$
$2V_{ref} \leq V_{in1} < 3V_{ref}$	4	$\frac{13 + 12D}{D(1-D)} \cdot R_{on} + \frac{\{D^2 + (1-D)^2\}\{8 + (1-D)^2\}}{2Cf}$
$3V_{ref} \leq V_{in1} < 5V_{ref}$	$\frac{8}{3}$	$\frac{101 - 68D}{9D(1-D)} \cdot R_{on} + \frac{\{D^2 + (1-D)^2\}\{8 + 3(1-D)^2\}}{6Cf}$
$5V_{ref} \leq V_{in1}$	$\frac{8}{5}$	$\frac{69 + 44D}{25D(1-D)} \cdot R_{on} + \frac{\{D^2 + (1-D)^2\}\{8 + 5(1-D)^2\}}{10Cf}$

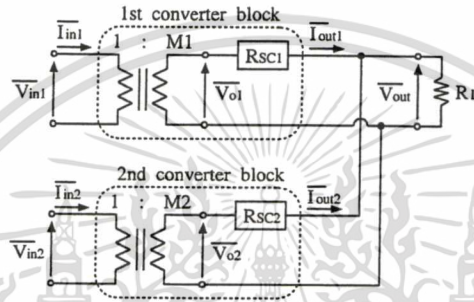


FIGURE 5. Equivalent circuit of proposed multiple-input parallel converter.

On the other hand, the equivalent circuit of the converter block-2 can also be derived by the same analysis method. The equivalent circuit of the converter block-2 is given by

$$\begin{bmatrix} \overline{V_{in2}} \\ \overline{I_{in2}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1/M2 & 0 \\ 0 & M2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & R_{SC2} \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \overline{V_{out2}} \\ -\overline{I_{out2}} \end{bmatrix}, \quad (17)$$

where  $M2 = 3/2$  and

$$R_{SC2} = \frac{(3+D)R_{on}}{4D(1-D)} + \frac{(1+2D^2)\{D^2 + (1-D)^2\}}{4Cf}.$$

Thus, the equivalent circuit of the proposed parallel converter can be expressed by the circuit shown in Figure 5.

In Figure 5, by using Thevenin's theorem, the output voltage  $\overline{V_{out}}$  is obtained by

$$\overline{V_{out}} = \frac{R_L}{R_L + \frac{R_{SC1}R_{SC2}}{R_{SC1} + R_{SC2}}} \left( \frac{R_{SC2}}{R_{SC1} + R_{SC2}} \overline{V_{o1}} + \frac{R_{SC1}}{R_{SC1} + R_{SC2}} \overline{V_{o2}} \right). \quad (18)$$

By using Eq.(18), the electric power supplied to the output load  $R_L$ ,  $P_{RL}$ , is obtained by

$$P_{RL} = (\overline{V_{out}})^2 / R_L. \quad (19)$$

On the other hand, the electric power consumed by resistances  $R_{SC1}$  and  $R_{SC2}$ ,  $P_{SC1}$  and  $P_{SC2}$ , are obtained by

$$P_{SC1} = (M1 \times \overline{V_{in1}} - \overline{V_{out}})^2 / R_{SC1} \quad \text{and} \quad P_{SC2} = (M2 \times \overline{V_{in2}} - \overline{V_{out}})^2 / R_{SC2}, \quad (20)$$

respectively. In Figure 5, the energy of the lithium battery is not consumed by the converter block-1. Thus, when  $V_{in1} \geq V_{ref}$ , the output voltage is provided by the converter block-1. On the other hand, when  $V_{in1} < V_{ref}$ , the output voltage is provided by the converter block-2. From Eqs.(19) and (20), the power efficiency <sup>2</sup> of the proposed parallel

<sup>2</sup>The consumed energy of peripheral circuits such as pulse generators, LDO regulators, etc. is disregarded in Eqs.(20) and (21).

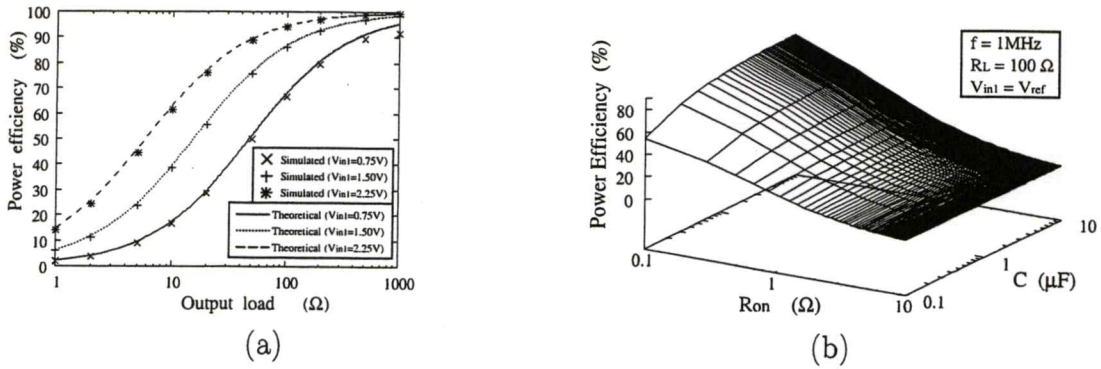


FIGURE 6. Simulation results. (a) Power efficiency of the converter block as a function of output load  $R_L$ . (b) Theoretical power efficiency as functions of on-resistance  $R_{on}$  and capacitance  $C$ .

SC converter,  $\eta$ , can be expressed by

$$\eta = \begin{cases} P_{RL}/(P_{RL} + P_{SC1}) & (\text{if } V_{in1} \geq V_{ref}), \\ P_{RL}/(P_{RL} + P_{SC2}) & (\text{if } V_{in1} < V_{ref}). \end{cases} \quad (21)$$

**4. Simulation.** To confirm the validity of the circuit design and the theoretical analysis, SPICE simulations were performed under the conditions where  $V_{ref} = 0.75 V$ ,  $V_{in2} = 3.8 V$ ,  $C_{1,k} = C_{2,k} = 2 \mu F$ ,  $T(= 1/f) = 1 \mu s$ ,  $D = 0.5$ , and  $R_{on} = 0.2 \Omega$ .

Figure 6 (a) shows the power efficiency of the proposed step-up converter as a function of output load  $R_L$ . As Figure 6 (a) shows, theoretical results agree well with simulated results. Unlike conventional converters, the proposed converter can offer a wide input range. Figure 6 (b) shows the theoretical efficiency of the proposed step-up converter as functions of on-resistance  $R_{on}$  and capacitance  $C$ . From Figure 6 (b), users can estimate the power efficiency of the proposed converter.

**5. Conclusion.** In this paper, a multiple-input parallel SC DC-DC converter has been proposed. The derived theoretical formulas will be helpful to estimate power efficiency, because theoretical results agreed well with SPICE simulation results. By changing the value of the SC resistance, the results of the theoretical analysis can be applied to other SC converters, because all SC DC-DC converters can be expressed by the equivalent circuit obtained by the theoretical analysis. Furthermore, unlike conventional converters, the proposed step-up converter can offer not only a large step-up conversion ratio but also a wide input range. Hence, the proposed converter will enable us to realize a long battery runtime, reduction of heat, and so on.

## REFERENCES

- [1] Y. Ishikawa and T. Saito, Synchronization and chaos in multiple-input parallel DC-DC converters with WTA switching, *IEICE, Fundamentals*, vol.E90-A, no.6, pp.1162-1169, 2007.
- [2] T. Kabe, S. Parui, H. Torikai, S. Banerjee and T. Saito, Analysis of current mode controlled DC-DC converters through piecewise linear models, *IEICE, Fundamentals*, vol.E90-A, no.2, pp.448-456, 2007.
- [3] K. Eguchi, F. Ueno, and T. Inoue, Design of a 3/2 step-up SC DC-DC converter for diode-lamps, *IEE of Japan*, vol.125-C, no.3, pp.528-529, 2005.
- [4] J. A. Starzyk, T. W. Jan, and F. Qiu, A DC-DC charge pump design based on voltage doublers, *IEEE Trans. Circuit & Syst.-I*, vol.48, no.3, pp.350-359, 2001.
- [5] I. Harada, F. Ueno, T. Inoue, and I. Oota, Characteristics analysis of Fibonacci type SC transformer, *IEICE, Fundamentals*, vol.E75-A, no.6, pp.655-662, 1992.
- [6] S. Liang, Y. Tang, and Q. Zhu, Passive wake-up scheme for wireless sensor networks, *ICIC Express Letters*, vol.2, no.2, pp.149-154, 2008.

ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

นายไสว พงศ์สวัสดิ์ เกิดเมื่อวันที่ 9 เมษายน 2514 ที่จังหวัดนครศรีธรรมราช สำเร็จ การศึกษาระดับปริญญาตรี หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมการวัดคุม เมื่อปี การศึกษา 2537 และสำเร็จการศึกษาระดับปริญญาโท หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ในปีการศึกษา 2540 จากภาควิชาวิศวกรรมการวัดคุม คณะ วิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง เข้าศึกษาต่อในระดับ ปริญญาเอกในปีการศึกษา 2550 ปัจจุบัน ทำงานในตำแหน่ง รองศาสตราจารย์ ระดับ 9 และเป็น อาจารย์ประจำหลักสูตรวิศวกรรมอัตโนมัติ คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอม เกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใดๆทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้