



ผลกระทบของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ต่อกำลังสูญเสีย และอัตราการขยายแรงดันของวงจรทบ
แรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

วิทยานิพนธ์

ของ

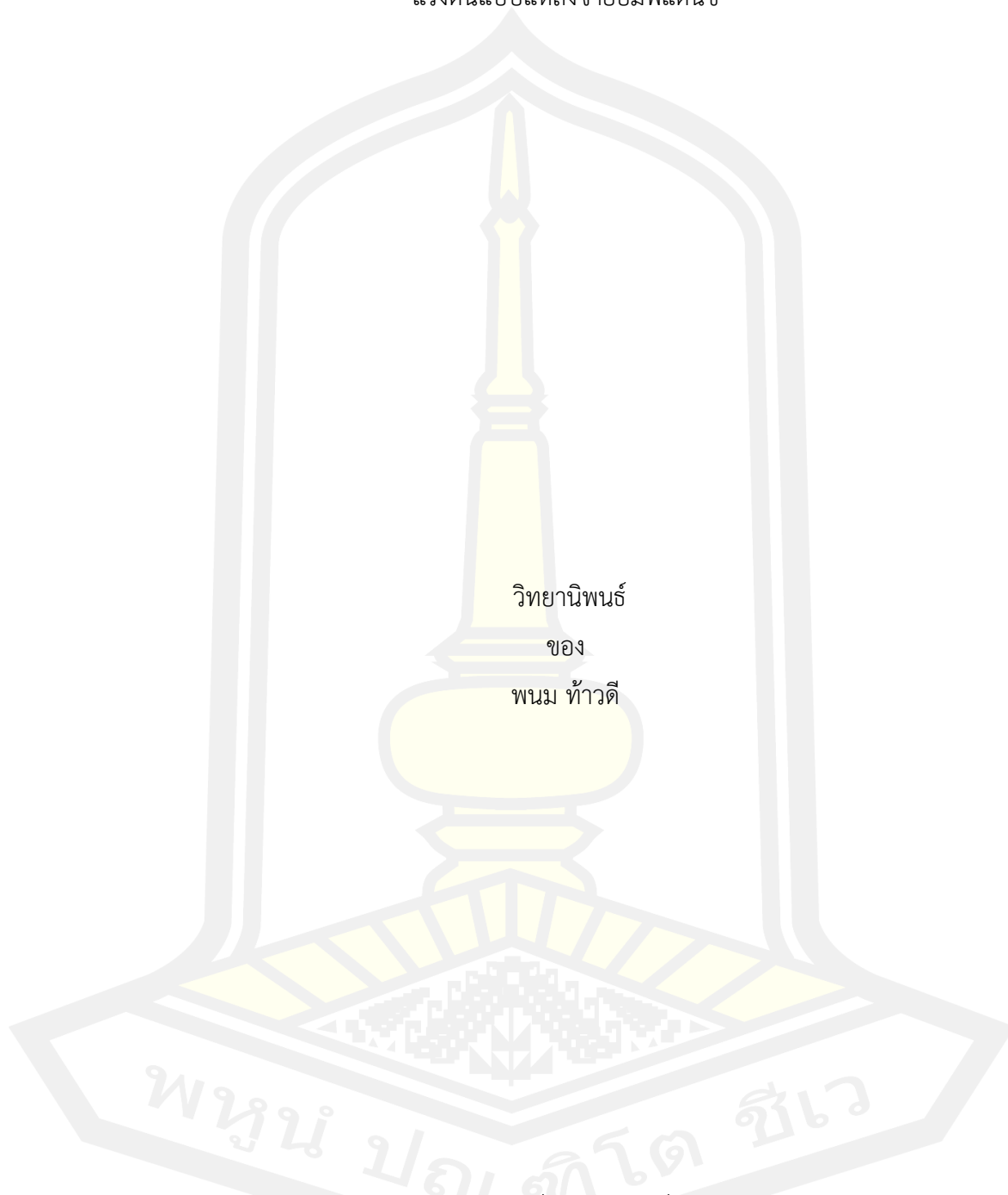
พนม ท้าวดี

เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์

กันยายน 2565

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

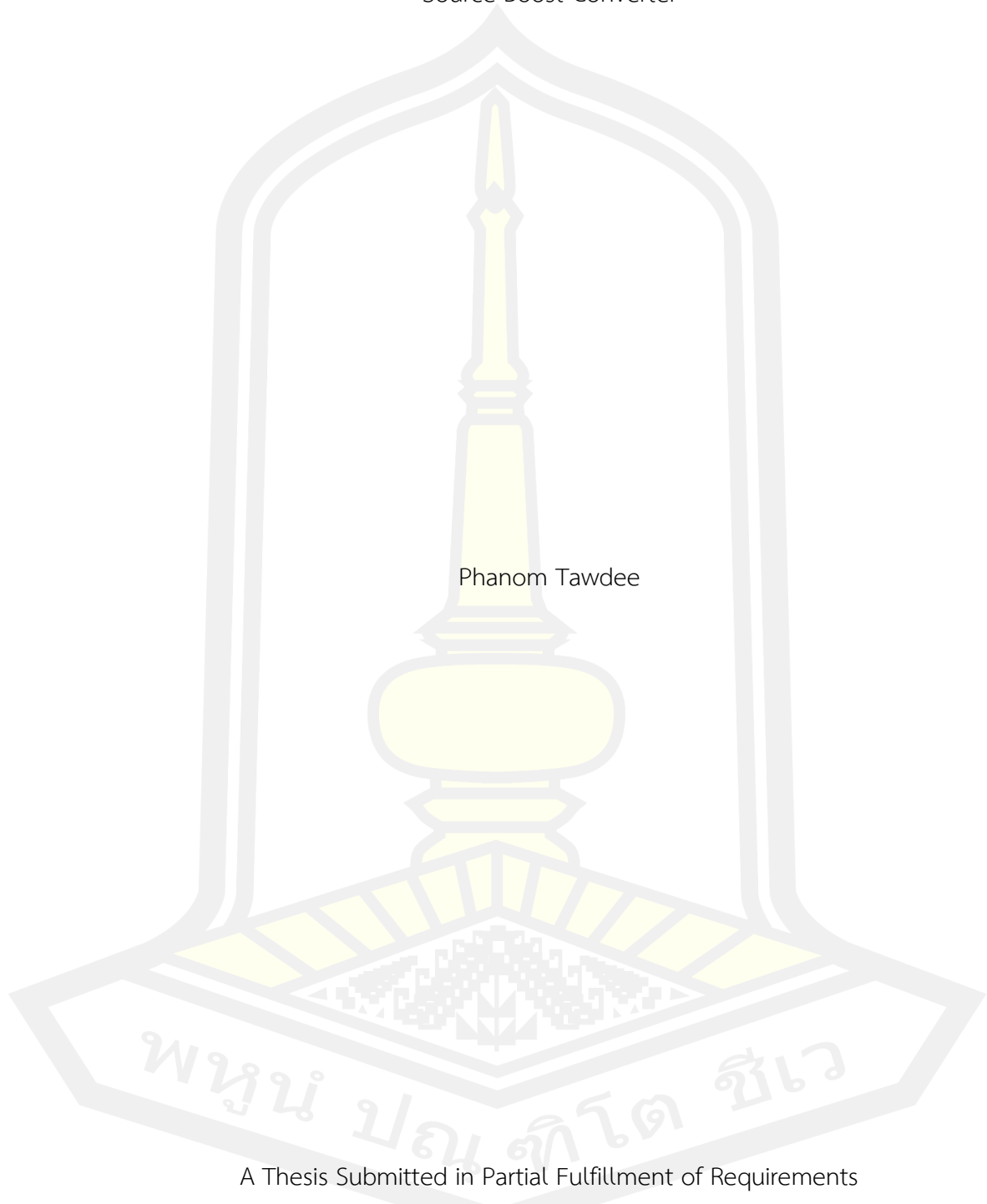
ผลกระทบของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ต่อกำลังสูญเสีย และอัตราการขยายแรงดันของวงจรทบ
แรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์



เสนอต่อมหาวิทยาลัยมหาสารคาม เพื่อเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
กันยายน 2565

ลิขสิทธิ์เป็นของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

Effects of Zero Voltage Switching Circuit on Power losses and Voltage Gain of Z
Source Boost Converter



Phanom Tawdee

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

September 2022

Copyright of Mahasarakham University



คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์ ได้พิจารณาวิทยานิพนธ์ของนายพนม ท้าวดี แล้ว
เห็นสมควรรับเป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชา
วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัยมหาสารคาม

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์

.....ประธานกรรมการ

(รศ. ดร. อนันต์ เครือทรัพย์ถาวร)

.....อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

(รศ. ดร. ชลธิ์ โพธิ์ทอง)

.....กรรมการ

(รศ. ดร. วรวัฒน์ เสงี่ยมวิบูล)

.....กรรมการ

(ผศ. ดร. นิวัฒน์ อังควิศิษฐพันธ์)

.....กรรมการ

(ผศ. ดร. ชัยยงค์ เสริมผล)

มหาวิทยาลัยขอนแก่นให้รับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตร
ปริญญา ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ ของมหาวิทยาลัย
มหาสารคาม

.....
(รศ. ดร. เกียรติศักดิ์ ศรีประทีป)

คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์

.....
(รศ. ดร. กริสน์ ชัยมูล)

คณบดีบัณฑิตวิทยาลัย

ชื่อเรื่อง	ผลกระทบของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ต่อกำลังสูญเสีย และอัตราการขยายแรงดันของวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์		
ผู้วิจัย	พนม ท้าวดี		
อาจารย์ที่ปรึกษา	รองศาสตราจารย์ ดร. ชลธิ โพร้ทอง		
ปริญญา	ปรัชญาดุษฎีบัณฑิต	สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์
มหาวิทยาลัย	มหาวิทยาลัยมหาสารคาม	ปีที่พิมพ์	2565

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้มีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาผลกระทบของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ที่มีต่อกำลังสูญเสียและอัตราการขยายแรงดันของวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ โดยวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์เป็นวงจรพื้นฐานที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งถูกต่อแบบขนานกับสวิตช์สารกึ่งตัวนำของวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ การศึกษาดำเนินการด้วยการปรับค่าตัวเก็บประจุและค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์แล้วศึกษาผลกระทบที่เกิดขึ้นผ่านโปรแกรมคอมพิวเตอร์ (พีซีเอ็ม) และวงจรที่จัดสร้างขึ้น นอกจากนี้ยังได้ศึกษาค่าแรงดันและกระแสยอดที่เกิดบนสวิตช์เพื่อศึกษาความเครียดที่เกิดกับสวิตช์อันจะมีผลต่ออายุการใช้งานสวิตช์ และ ค่าระลอกคลื่นแรงดันและกระแสขาออกเพื่อศึกษาคุณภาพสัญญาณขาออก ผลการทดสอบพบว่า เมื่อค่าความเก็บประจุและค่าความเหนี่ยวนำของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์เพิ่มขึ้นจะส่งผลให้กำลังสูญเสียเนื่องจากการสวิตช์ซึ่งลดลงอย่างมาก แต่กำลังสูญเสียการนำกระแสมีค่าสูงขึ้น ในขณะที่อัตราการขยายแรงดันมีค่าลดลง ในขณะเดียวกัน ความเครียดแรงดันบนสวิตช์มีค่าลดลงในขณะที่ความเครียดกระแสมีค่าสูงขึ้น ส่วนคุณภาพคลื่นแรงดันขาออกมีค่าดีในช่วงค่าความเก็บประจุและความเหนี่ยวนำเฉพาะเท่านั้น ในขณะที่คุณภาพคลื่นกระแสมีค่าดีขึ้นเมื่อค่าความเก็บประจุและค่าความเหนี่ยวนำมากขึ้น

คำสำคัญ : วงจรทบแรงดัน, วงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์, วงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์, กำลังสูญเสีย, อัตราขยายแรงดัน

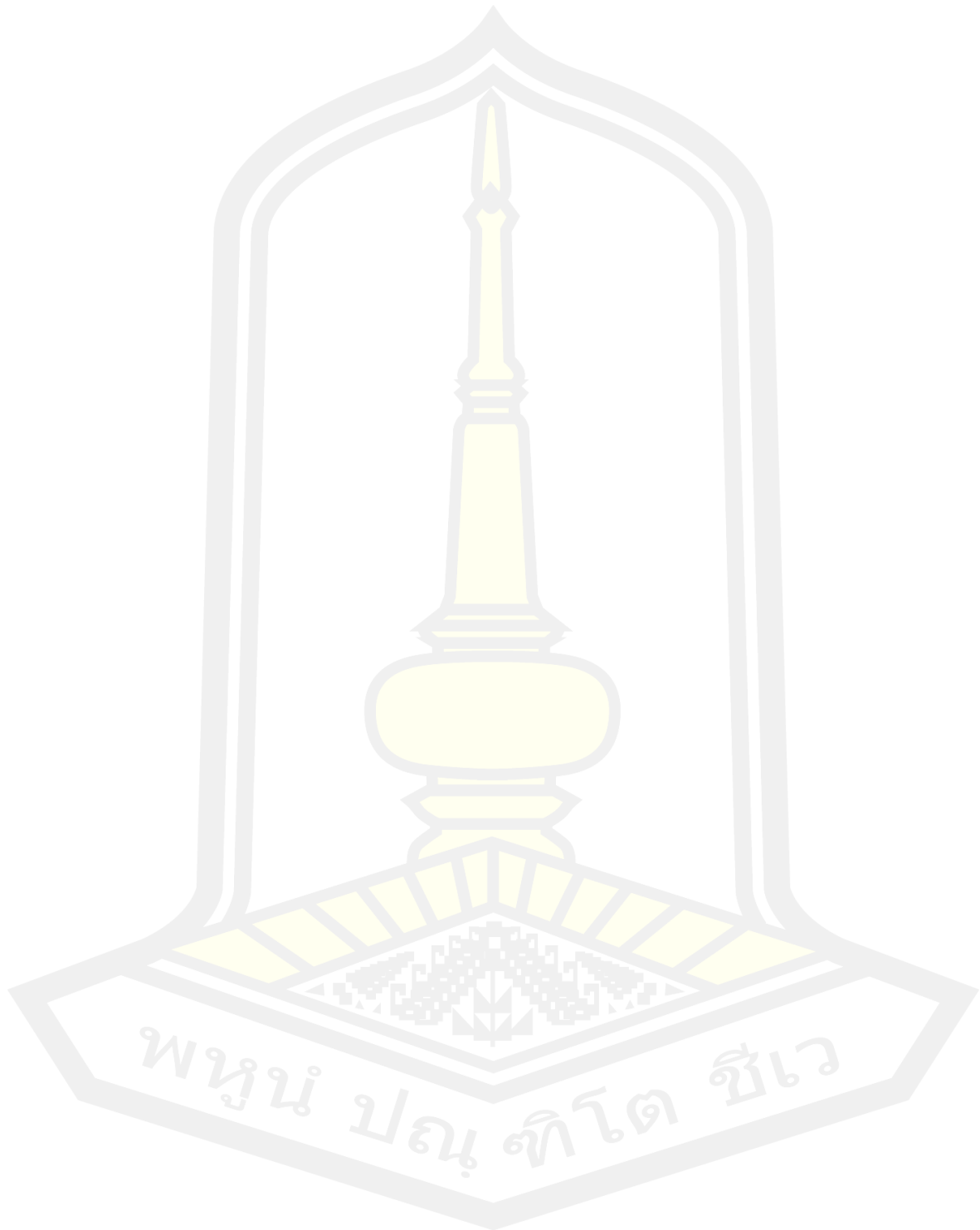
TITLE	Effects of Zero Voltage Switching Circuit on Power losses and Voltage Gain of Z Source Boost Converter		
AUTHOR	Phanom Tawdee		
ADVISORS	Associate Professor Chonlatee Photong , Ph.D.		
DEGREE	Doctor of Philosophy	MAJOR	Electrical and Computer Engineering
UNIVERSITY	Maharakham University	YEAR	2022

ABSTRACT

This thesis has an objective to study effects of a zero voltage switching circuit on power losses and voltage gain of an impedance (z) source voltage boost converter. The zero voltage switching circuit under investigation has a common structure of a capacitor and an inductor. The zero voltage switching circuit is connected in parallel with a semiconductor of a z source voltage boost converter. The study was done by adjusting values of the capacitor and the inductor of the zero voltage switching circuit while the effects were observed using computer program (PSIM) and the experimental circuit. In addition, the peak values of voltage and current seen at the switch (stresses and lifetime of the switch) as well as, output voltage and current ripples (output quality) were examined. The test results showed that when the values of capacitance and inductance of the zero voltage switching circuit increased, the switching power loss significantly reduced but the conduction power loss increased, while the voltage gain decreased. On the other hand, the voltage stress on the switch reduced but current stress increased. In addition, the output voltage had better waveform quality only at the specific values of the capacitor and inductor, while the output current had when the values of the capacitor and inductor increased.

Keyword : Boost converter, impedance source inverter, zero voltage switching circuit,

power losses, voltage gain



กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จสมบูรณ์ได้ด้วยความกรุณาและความช่วยเหลืออย่างสูงยิ่งจาก
รองศาสตราจารย์ ดร.ชลธิ์ โพธิ์ทอง รองศาสตราจารย์ ดร.วรวัฒน์ เสงี่ยมวิบูล ผู้ช่วย
ศาสตราจารย์ ดร.นิวัตร อังควิศิษฐพันธ์ และ รองศาสตราจารย์ ดร. อนันต์ เครือทรัพย์ถาวร
ผู้ทรงคุณวุฒิ

ขอขอบคุณ คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม ให้ความช่วยเหลือด้านเครื่องมือ
และอุปกรณ์ต่าง ๆ ในการทำวิทยานิพนธ์ให้เสร็จสมบูรณ์

ขอขอบคุณ คณะวิทยาศาสตร์และวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตเฉลิม
พระเกียรติ จังหวัดสกลนคร ที่ให้ทุนการศึกษา ตลอดจนให้ความช่วยเหลือด้านเครื่องมือและอุปกรณ์
ต่าง ๆ ในการทำวิทยานิพนธ์ให้เสร็จสมบูรณ์

ขอขอบคุณพี่ ๆ เพื่อน ๆ ทั้งปริญญาเอกและปริญญาโทวิศวกรรมไฟฟ้าและคอมพิวเตอร์ทุก
คนที่ให้ความช่วยเหลือเรื่องการเรียน การสอบทุก ๆ ครั้ง จนสำเร็จการศึกษา

สุดท้ายขอขอบคุณครอบครัว คุณพ่อ คุณแม่ที่ให้กำเนิด ที่ช่วยอบรมเลี้ยงดู และที่คอยให้
กำลังใจ เพื่อให้การเรียนสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

พนม ท้าวดี

พนม ปณ ทิวโต ชีเว

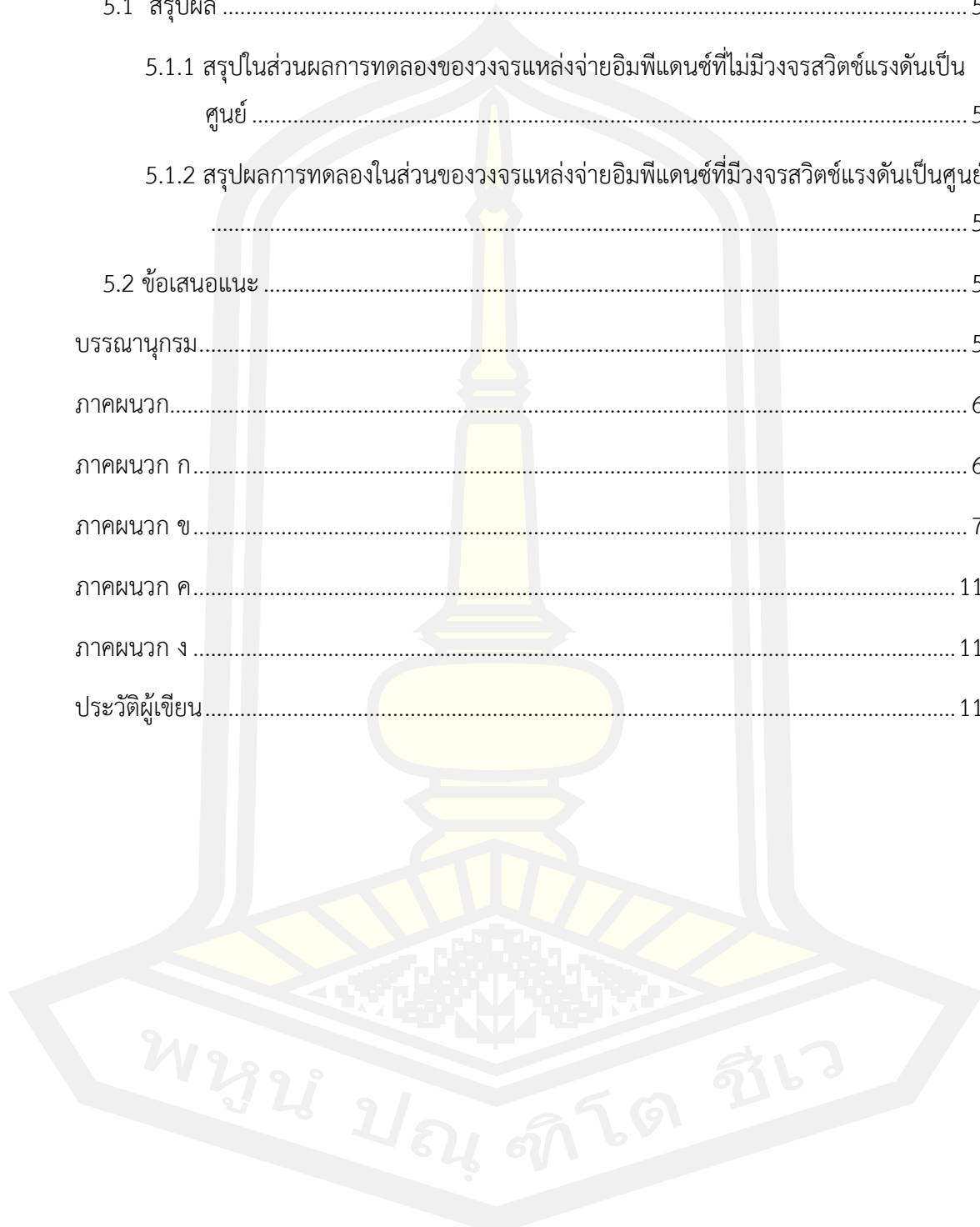
สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ช
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ฉ
สารบัญภาพ.....	ฐ
บทที่ 1.....	1
1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย.....	1
1.2 ความมุ่งหมายของการวิจัย.....	5
1.3 วิธีดำเนินการวิจัย (โดยย่อ).....	5
1.4 ขอบเขตการศึกษาวิจัย.....	6
1.5 การวิเคราะห์ข้อมูล.....	6
1.6 ผลที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัยครั้งนี้.....	7
บทที่ 2.....	8
2.1 วงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์.....	8
2.1.1 โครงสร้างของวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์.....	8
2.1.2 หลักการทำงานของวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์.....	9
2.1.3 การออกแบบอุปกรณ์สำหรับวงจรทบระดับแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์.....	12
2.1.4 การประยุกต์ใช้งานวงจรทบระดับแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์.....	12
2.2 วงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์.....	13
2.2.1 โครงสร้างของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์.....	14

2.2.2	หลักการทํางานของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์.....	15
2.2.3	การออกแบบอุปกรณ์สำหรับวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์.....	15
2.2.3.1	ตัวเหนี่ยวนำด้านเข้า (L_1).....	15
2.2.3.2	ตัวเก็บประจุด้านออก (C_1).....	16
2.2.3.3	ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ (L_2).....	16
2.2.3.4	ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_2, C_3).....	16
2.3	งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง	17
2.4	คอนเวอร์เตอร์	19
2.4.1	คอนเวอร์เตอร์แบบทบระดับแรงดันกระแสตรง (Boost Converter).....	20
2.4.1.1	วิเคราะห์เมื่อสวิตช์ปิด	21
2.4.1.2	วิเคราะห์เมื่อสวิตช์เปิด.....	21
2.4.2	คอนเวอร์เตอร์แบบทอนระดับแรงดันกระแสตรง (Buck Converter).....	23
2.4.2.1	วิเคราะห์เมื่อสวิตช์ปิด	24
2.4.2.2	วิเคราะห์เมื่อสวิตช์เปิด.....	25
2.5	การออกแบบวงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง	26
2.5.1	ตัวเหนี่ยวนำ (Inductor)	26
2.5.1.1	แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core).....	26
2.5.2	การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ.....	28
2.5.2.1	ข้อกำหนดในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำสวิตชิง	28
2.5.2.2	ขีดจำกัดในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำสวิตชิง.....	29
2.5.3	การเลือกหรือกำหนดขนาดแกนเหล็กโดยใช้วิธีการคำนวณแบบ A_p (Area Approach)	29
2.5.3.1	ขั้นตอนการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ.....	30
2.5.4	เพาเวอร์มอสเฟต (Power Mosfet)	33

2.5.5 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด.....	34
2.5.6 การเลือกตัวเก็บประจุในวงจรกำลังของวงจรทบทแรงดันคิซีทุติยคอนเวอร์เตอร์แบบ ขนาน	34
2.6 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulates, PWM)	35
บทที่ 3	37
3.1 โครงสร้างวงจรทบทแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์	37
3.2 หลักการทำงานของวงจรทบทแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์	38
3.3 การคำนวณค่าและคุณสมบัติอุปกรณ์ในวงจร	38
3.3.1 การออกแบบและสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์.....	38
3.3.1.1 การออกแบบวงจรอิมพีแดนซ์.....	38
3.4 การเลือกอุปกรณ์สวิตช์	40
3.5 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุม	41
3.5.1 วงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ความถี่.....	42
3.5.2 วงจรขับนำเกตด้วยไอซี TLP250	42
3.5.3 วงจรเดดไทม์ (Dead Time Circuit)	43
3.6 ขั้นตอนการทดลองและแผนสำหรับวิธีการเก็บผลการทดลอง.....	43
บทที่ 4	45
4.1. ผลการจำลองการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์	45
4.1.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ไม่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์.	45
4.1.2 ผลการจำลองการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์	49
4.2 การประมาณค่ากำลังสูญเสียของวงจร	53
4.2.1 การหาค่ากำลังสูญเสียของการสวิตช์ขณะนำกระแส (P_{cond}).....	53
4.3.2 การหาค่ากำลังสูญเสียของการสวิตช์ขณะเปิดและปิดสวิตช์ (P_{SW-On}, P_{SW-Off}).....	55

บทที่ 5	57
5.1 สรุปผล	57
5.1.1 สรุปในส่วนผลการทดลองของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ไม่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็น ศูนย์	57
5.1.2 สรุปผลการทดลองในส่วนของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์	58
5.2 ข้อเสนอแนะ	58
บรรณานุกรม.....	59
ภาคผนวก.....	65
ภาคผนวก ก.....	66
ภาคผนวก ข.....	71
ภาคผนวก ค.....	115
ภาคผนวก ง.....	116
ประวัติผู้เขียน.....	119



สารบัญตาราง

	หน้า
ตารางที่ 1 ข้อมูลเกี่ยวกับลวดทองแดง [48]	32
ตารางที่ 2 แสดงค่าระดับแรงดันและกระแส ค่าระลอกคลื่นแรงดันและกระแส และอัตราการขยายแรงดันของวงจรอิมพีแดนซ์ที่ค่า ดิวตี้ไซเคิลระหว่าง 0.1 0.2 0.3 และ 0.4	46
ตารางที่ 3 แสดงค่าแรงดันยอด(V_{peak}) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4	49
ตารางที่ 4 แสดงค่ากระแสยอด(I_{peak}) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4	50
ตารางที่ 5 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก(Vripple) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4	50
ตารางที่ 6 แสดงค่าระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก(Iripple) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4	50
ตารางที่ 7 แสดงค่าแรงดันขาออก(V_{out}) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4	51
ตารางที่ 8 แสดงค่ากำลังสูญเสียของสวิตช์ในช่วงนำกระแส P_{cond} ในวงจร Z source ที่มีวงจร ZVS	54
ตารางที่ 9 แสดงค่ากำลังสูญเสียของสวิตช์ P_{SW-ON} ในวงจร Z source ที่มีวงจร ZVS	55
ตารางที่ 10 แสดงค่ากำลังสูญเสียของสวิตช์ P_{SW-OFF} ในวงจร Z source ที่มีวงจร ZVS	56

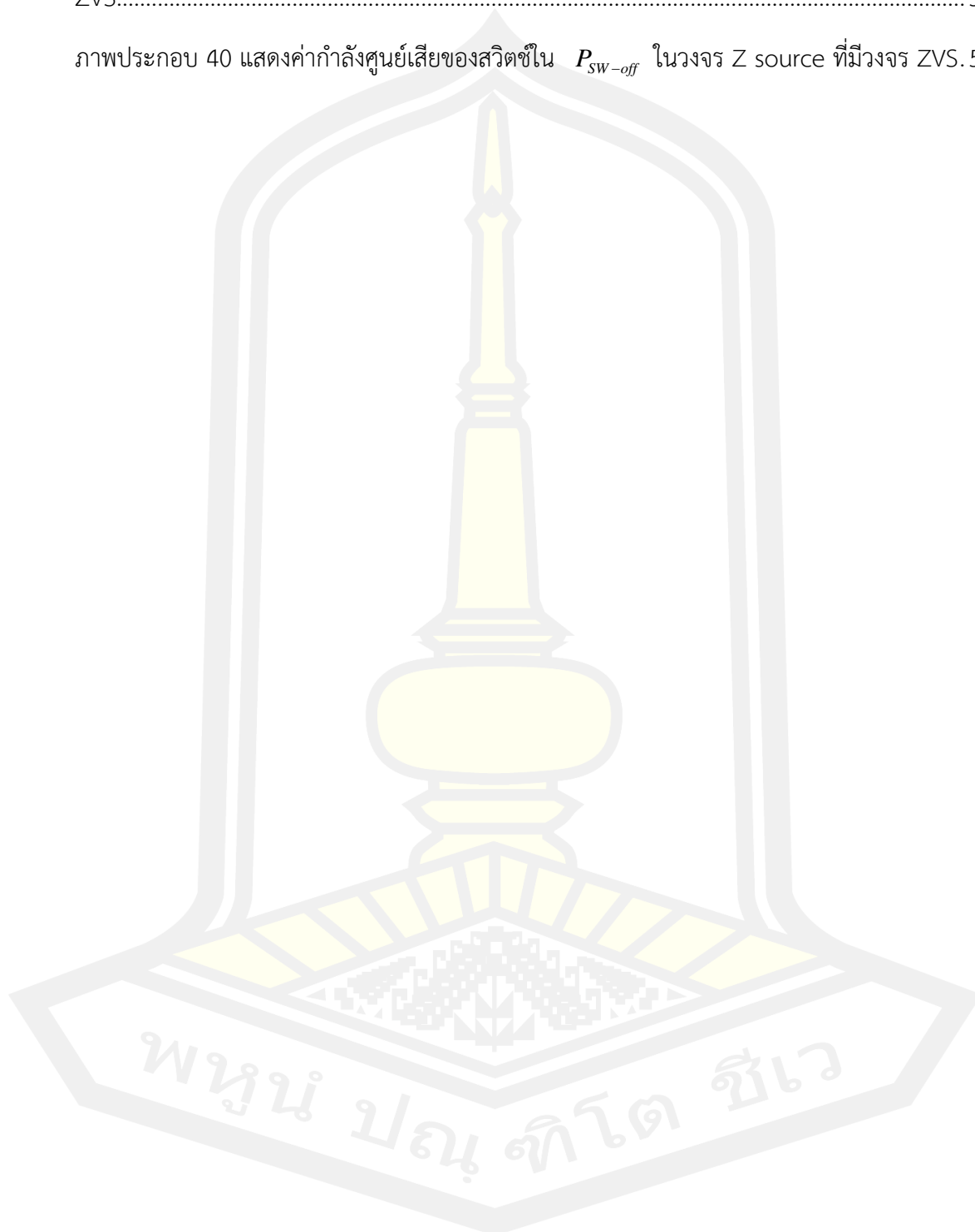
สารบัญภาพ

	หน้า
ภาพประกอบ 1 วงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ [33].....	3
ภาพประกอบ 2 แสดงวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์เบื้องต้น [26].....	8
ภาพประกอบ 3 วงจรสมมูลของแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ [41]	10
ภาพประกอบ 4 โหมดการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ [41].....	12
ภาพประกอบ 5 คลื่นกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ เมื่อทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง [41].....	12
ภาพประกอบ 6 หลักการสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ [31].....	13
ภาพประกอบ 7 วงจรหลักการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ [41]	14
ภาพประกอบ 8 รูปคลื่นของวงจรแรงดันศูนย์ [31]	14
ภาพประกอบ 9 วงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ [32]	14
ภาพประกอบ 10 ตัวอย่างวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์	15
ภาพประกอบ 11 วงจร Three-phase z-source rect [43]	17
ภาพประกอบ 12 วงจร Isolated dc–dc converters with soft-switching techniques [44] ..	17
ภาพประกอบ 13 วงจรแปลงผันที่ใช้เทคนิคการสวิตช์แรงดันศูนย์ที่นำเสนอโดย [45].....	18
ภาพประกอบ 14 วงจร Bidirectional Power Flow Z Source DC-DC Converter นำเสนอโดย [33].....	18
ภาพประกอบ 15 วงจร Z Source Inverter นำเสนอโดย [26]	19
ภาพประกอบ 16 วงจรสมมูลของวงจรทบทระดับแรงดันกระแสตรง	20
ภาพประกอบ 17 วงจรการทำงาน of วงจรทบทระดับแรงดันกระแสตรง.....	21
ภาพประกอบ 18 วงจรสมมูลของวงจรทบทระดับแรงดันกระแสตรง.....	24
ภาพประกอบ 19 วงจรการทำงาน of วงจรทบทระดับแรงดันกระแสตรง	24
ภาพประกอบ 20 ลักษณะของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่าง ๆ [46].....	27

ภาพประกอบ 21 เส้นโค้งฮิสเตอรีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ [46].....	28
ภาพประกอบ 22 ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด 6H20 7H20 และ 7H10 [47]... ..	28
ภาพประกอบ 23 วงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ใช้ในการทดลอง	37
ภาพประกอบ 24 วงจรชุดควบคุม	41
ภาพประกอบ 25 วงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ความถี่โดยใช้ไอซีเบอร์ SG3525.....	42
ภาพประกอบ 26 วงจรขับนำเกตโดยใช้ไอซีเบอร์ TLP250	42
ภาพประกอบ 27 แสดงวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ไม่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์.....	46
ภาพประกอบ 28 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันยอด (Vpeak) ที่ตกคร่อมสวิตช์ ในขณะที่ วงจรทำงานที่ค่า D=0.1, 0.2, 0.3 และ 0.4	46
ภาพประกอบ 29 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสยอด (Ipeak) ที่ไหลผ่านสวิตช์ ในขณะที่วงจร ทำงานที่ค่า D=0.1, 0.2, 0.3 และ 0.4	47
ภาพประกอบ 30 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ค่า D=0.1, 0.2, 0.3 และ 0.4	47
ภาพประกอบ 31 แสดงค่า ระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก (Iripple) ที่ค่า D=0.1,0.2,0.3,0.4.....	47
ภาพประกอบ 32 แสดงค่า Vgain ที่ค่า D=0.1, 0.2, 0.3 และ 0.4	48
ภาพประกอบ 33 แสดงวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์.....	49
ภาพประกอบ 34 แสดงค่าแรงดันยอด(Vpeak) เมื่อปรับค่าค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความ เหนี่ยวนำ L_4	51
ภาพประกอบ 35 แสดงค่ากระแสยอด(Ipeak) เมื่อปรับค่าค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความ เหนี่ยวนำ L_4	51
ภาพประกอบ 36 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก(Vripple) เมื่อปรับค่าค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4	52
ภาพประกอบ 37 แสดงค่าระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก(Iripple) เมื่อปรับค่าค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4	52
ภาพประกอบ 38 แสดงอัตราขยาย เมื่อปรับค่าค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4	52

ภาพประกอบ 39 แสดงค่ากำลังสูญเสียของสวิตชิ่งในช่วงนำกระแส P_{cond} ในวงจร Z source ที่มีวงจรถูก ZVS..... 54

ภาพประกอบ 40 แสดงค่ากำลังสูญเสียของสวิตชิ่งใน P_{sw-off} ในวงจร Z source ที่มีวงจรถูก ZVS. 56



บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย

การลดลงของแหล่งพลังงานธรรมชาติ อาทิเช่น น้ำมัน ถ่านหิน และก๊าซธรรมชาติ กอปรกับความต้องการพลังงานเพื่อรองรับการเพิ่มขึ้นของจำนวนประชากรโลกที่มีจำนวนสูงขึ้นอย่างต่อเนื่อง ส่งผลให้มีความจำเป็นต้องแสวงหาแหล่งพลังงานทางเลือกอื่นเพื่อเพิ่มกำลังการผลิตพลังงานให้เพิ่มมากขึ้นและเพียงพอต่อความต้องการ แหล่งพลังงานทดแทนจากรังสีอาทิตย์เป็นหนึ่งในแหล่งพลังงานทางเลือกที่น่าสนใจเป็นอย่างยิ่งเนื่องจากมีปริมาณพลังงานมหาศาลเมื่อเปรียบเทียบกับแหล่งพลังงานทดแทนอื่น กระบวนการผลิตพลังงานไม่ต้องการเชื้อเพลิงในการเผาไหม้ และไม่ก่อให้เกิดก๊าซที่เป็นอันตรายต่อสิ่งแวดล้อมหรือมนุษย์ โดยเฉพาะการผลิตพลังงานไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ (Photovoltaic cells) ซึ่งสามารถเปลี่ยนพลังงานรังสีอาทิตย์ให้เป็นพลังงานไฟฟ้าได้โดยตรงโดยไม่มีส่วนเคลื่อนที่หรือเคลื่อนที่เพียงเล็กน้อยเท่านั้น ทำให้ค่าใช้จ่ายในส่วนของการซ่อมบำรุงลดน้อยลงไปด้วย [1]

อย่างไรก็ตาม แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้จากเซลล์แสงอาทิตย์มีค่าน้อยเพียง 1-2 โวลต์ต่อเซลล์ ซึ่งอาจไม่สามารถนำมาใช้ที่ระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับใช้งานปกติที่ 230-380 โวลต์ ได้ ดังนั้นเซลล์แสงอาทิตย์จำนวนหลายเซลล์จึงถูกนำมาต่ออนุกรมเพื่อให้ได้ระดับแรงดันที่สูงขึ้น อย่างไรก็ตาม การต่อเซลล์แสงอาทิตย์แบบอนุกรมในจำนวนที่สูงขึ้นสามารถสร้างความยุ่งยากในการจัดสร้างและเพิ่มความสูญเสียภายในแผงเซลล์ ซึ่งทำให้อายุการใช้งานน้อยลง [2]-[6] แนวทางในการยกระดับแรงดันไฟฟ้าให้สูงขึ้นแนวทางอื่นที่นิยม คือ การใช้วงจรอิเล็กทรอนิกส์ หรือ วงจรอินเวอร์เตอร์ (Inverters) ในการแปลงระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับที่ระดับแรงดันที่สูงขึ้น ซึ่งวงจรอินเวอร์เตอร์ที่สามารถแปลงรูปแบบและระดับแรงดันไฟฟ้าดังกล่าวมีหลายโครงสร้าง แต่อาจสามารถแบ่งได้เป็น 2 ประเภท ได้แก่ วงจรอินเวอร์เตอร์แบบมีหม้อแปลง (inverters with transformers) [7]-[9] และ วงจรอินเวอร์เตอร์แบบไม่มีหม้อแปลง (Transformerless inverters) [10]-[11]

วงจรอินเวอร์เตอร์แบบมีหม้อแปลง มีข้อดีในส่วนของคุณสมบัติการแยกระบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าด้านขาเข้าออกจากโหลดหรือระบบส่งจ่ายไฟฟ้า (Galvanic isolation) อีกทั้งความสามารถในการยกระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่ได้หลังจากการปรับรูปแบบแรงดันจากเซลล์แสงอาทิตย์ให้

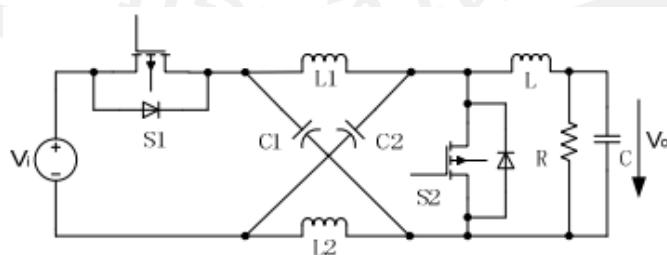
สูงขึ้นได้โดยง่ายด้วยหม้อแปลง อย่างไรก็ตาม วงจรอินเวอร์เตอร์แบบมีหม้อแปลงนั้นมีขนาดใหญ่ น้ำหนักมาก จึงทำให้เกิดความยุ่งยากในการขนส่งและการติดตั้ง การแก้ไขปัญหานี้อาจใช้หม้อแปลงความถี่สูง (High frequency transformers) ที่มีขนาดเล็กและน้ำหนักที่เบากว่าได้ [12]-[13] อย่างไรก็ตาม หม้อแปลงความถี่มีกระบวนการแปลงผันกำลังงานที่ซับซ้อน โดยจำเป็นต้องมีการเปลี่ยนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับที่ความถี่สูง จากนั้นต้องแปลงไฟฟ้ากระแสสลับที่ความถี่สูงลงมาที่ความถี่ที่ต่ำที่ใช้งานปกติ (50-60 เฮิรตซ์) [14] ทำให้มีกระบวนการแปลงผันหลายขั้นตอน ซับซ้อน ยุ่งยากในการผลิต ราคาแพงขึ้น และก่อให้เกิดความสูญเสียกำลังไฟฟ้าที่สูงขึ้นตามไปด้วย [15]

ในทางตรงกันข้าม วงจรอินเวอร์เตอร์แบบไม่มีหม้อแปลง ไม่มีส่วนประกอบของหม้อแปลง ทำให้อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้มีขนาดเล็กและน้ำหนักเบากว่า อีกทั้งกระบวนการแปลงผันกำลังงานมีขั้นตอนน้อยลง ส่งผลให้อินเวอร์เตอร์ชนิดนี้มีประสิทธิภาพการแปลงผันกำลังที่สูงมาก (สูงกว่า 90 เปอร์เซ็นต์) [16] อินเวอร์เตอร์แบบไม่มีหม้อแปลงนี้มีหลายโครงสร้าง แต่อาจสามารถแบ่งเป็นประเภทได้ 3 ประเภท ตามลักษณะของวงจรพื้นฐาน ได้แก่ วงจรแหล่งจ่ายแรงดัน (Voltage Source Inverters; VSI) วงจรแหล่งจ่ายแรงดัน (Current Source Inverters; CSI) และวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ (Impedance Source Inverter หรือ Z Source Inverter; ZSI)

วงจรแหล่งจ่ายแรงดันมีข้อในส่วนของการมีแนวโน้มการสูญเสียกำลัง (Power loss) ในกระบวนการแปลงผันรูปแบบและระดับพลังงานต่ำ ทั้งนี้เนื่องจากกระบวนการแปลงผันกำลังงานของวงจรแหล่งจ่ายแรงดันสามารถดำเนินการได้ในสถานะที่กระแสไฟฟ้าระดับต่ำได้ ทำให้ความสูญเสียกำลังหลักในอุปกรณ์ในขณะทำงาน (conduction losses; $P_{\text{loss}} = i^2 R_{\text{on}}$) มีปริมาณลดลง อีกทั้งระบบแหล่งจ่ายและโหลดส่วนใหญ่ในปัจจุบันอยู่ในรูปแบบของแรงดันทำให้วงจรแหล่งจ่ายแรงดันยังเป็นที่ยอมรับในระบบแปลงผันกำลังงานไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับส่วนใหญ่ [17] อย่างไรก็ตาม การใช้งานวงจรแปลงผันกำลังแบบแหล่งจ่ายแรงดันเพื่อป้องกันกำลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ให้กับโหลดหรือระบบจำหน่ายอาจมีอุปสรรคคือ ระดับแรงดันที่ผลิตได้จากเซลล์แสงอาทิตย์จำเป็นต้องมีระดับที่สูงกว่าระดับแรงดันที่โหลดต้องการหรือสูงกว่าระดับแรงดันของระบบจำหน่าย มิฉะนั้นแล้วจะไม่สามารถโอนพลังงานจากเซลล์แสงอาทิตย์ได้ ทำให้ระบบเซลล์แสงอาทิตย์จำเป็นต้องผลิตแรงดันในระดับสูงเสมอ อาทิเช่น ระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงยอดสูงกว่า 407 หรือ 672 โวลต์ มีความจำเป็นต้องใช้สำหรับการผลิตไฟฟ้ากระแสสลับ 220 หรือ 380 โวลต์ สำหรับเซลล์แสงอาทิตย์ส่วนใหญ่ที่มีค่าฟิลล์แฟคเตอร์ (Fill Factor) เท่ากับ 0.8 [18] ซึ่งจำเป็นต้องใช้อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่สามารถทำงานได้ดีในระดับแรงดันสูงที่มีราคาแพงได้ ยิ่งไปกว่านั้น หากเกิดสถานะผิดปกติระบบสายส่งอันเป็นผลให้ระดับแรงดันในระบบสายส่งมีระดับต่ำลงมากหรือสูงขึ้นมากเกินกว่าปกติ วงจร

แหล่งจ่ายแรงดันจะไม่สามารถทำงานได้ กล่าวคือ มีความสามารถในการรักษาเสถียรภาพระบบ ในขณะที่เกิดการเปลี่ยนแปลงสภาวะแรงดันโพลต์ด้า (Grid fault ride-through) ในทางตรงกันข้าม วงจรแหล่งจ่ายกระแสมีความสามารถในการรักษาเสถียรภาพของระบบในสภาวะแรงดันเปลี่ยนแปลงได้ดี แม้ในขณะที่แรงดันระบบลดลงต่ำจนเกือบหรือเป็นศูนย์ (Short circuit) อีกทั้งสามารถแปลงผันกำลังไฟฟ้าจากเซลล์แสงอาทิตย์ได้ตลอดย่านแรงดันของเซลล์ [19]-[20] อย่างไรก็ตาม วงจรแหล่งจ่ายกระแสอาจมีข้อจำกัดเกี่ยวกับการมีประสิทธิภาพต่ำในการแปลงผันกำลังงานเมื่อระดับแรงดันด้านกระแสตรงและกระแสสลับมีระดับต่างกันมาก ๆ และอาจไม่สามารถทำงานได้ในระดับแรงดันสูงมาก [21] ดังนั้นทั้งวงจรแหล่งจ่ายแรงดันและวงจรแหล่งจ่ายกระแสจึงต้องอาศัยวงจรเพิ่มเติม อาทิเช่น วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสตรง (DC-DC converters) เพื่อปรับระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้อยู่ในระดับที่วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพและปลอดภัย [22]-[23] อย่างไรก็ตาม วงจรที่เพิ่มเติมเข้าไปในวงจรส่งผลกระทบต่อราคาการผลิตกำลังงานไฟฟ้าที่สูงขึ้นและความซับซ้อนของวงจรที่มากขึ้นด้วย [24]-[25] วงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ อาศัยวงจรอิมพีแดนซ์ที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำเพื่อเพิ่มความสามารถในการปรับระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงให้อยู่ในระดับที่เหมาะสมต่อวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน (หรือกระแส) ได้ ข้อดีของวงจรคือ วงจรได้รวมเอาคุณสมบัติที่ดีของอินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายแรงดัน (หรือกระแส) ร่วมกับความสามารถในการยก (หรือ ลด) ระดับแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงได้ในอัตราสูงอย่างไม่มีจำกัดในทางทฤษฎีได้ [26] อีกทั้งยังสามารถทำให้เพิ่มขีดความสามารถในการรักษาเสถียรภาพและความปลอดภัยของระบบได้ดียิ่งขึ้น เมื่อเปรียบเทียบกับระบบวงจรแหล่งจ่ายแรงดัน (หรือ กระแส) เพียงอย่างเดียว [26] ข้อดีเหล่านี้ส่งผลให้ในระยะทศวรรษที่ผ่านมานับตั้งแต่มีการค้นพบวงจรโดย F. Z. Peng [26] ใน ปี ค.ศ. 2003 ได้มีงานค้นคว้าวิจัยจำนวนมาก ไม่ว่าจะเป็นในส่วนของ การควบคุม [27]-[29] และการประยุกต์ใช้งานวงจร [30]-[32].

วงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ (Z source DC-DC boost converter) เป็นหนึ่งในการประยุกต์ใช้งานวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ วงจรนี้ถูกนำเสนอครั้งแรกโดย Xupeng Fang และ Xingquan Ji [33] ในปี ค.ศ. 2008 โดยวงจรใช้การปรับระดับแรงดันที่ผลิตได้จากเซลล์แสงอาทิตย์ให้สูงขึ้นได้มากกว่า 3 เท่าตัว โดยวงจรมีลักษณะดังแสดงในภาพประกอบ 1



ภาพประกอบ 1 วงจรทบทแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ [33]

จากภาพประกอบ 1 สวิตช์สารกึ่งตัวนำ (S1) ถูกนำมาต่อแทนไดโอดกำลังเพื่อเพิ่มสมรรถนะการทนต่อแรงดันย้อนกลับ อย่างไรก็ตาม ด้วยคุณสมบัติของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ซึ่งอาศัยการทำงานร่วมกันระหว่าง 2 ส่วนวงจร คือ การปิดวงจร (นำกระแส) ของสวิตช์ S2 และวงจรอิมพีแดนซ์ (LC impedance circuit) กล่าวคือ เมื่อสวิตช์ S2 ปิด ระบบแหล่งจ่ายและระบบโหลดจะถูกแยกออกจากกัน (Shoot-through state) ระบบแหล่งจ่ายจะป้อนพลังงานให้กับวงจรอิมพีแดนซ์ทำให้ระดับแรงดันภายในวงจรอิมพีแดนซ์สูงขึ้นโดยมีอัตราการเพิ่มขึ้นขึ้นอยู่กับค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในวงจร เมื่อสวิตช์ S2 เปิดวงจร (หยุดนำกระแส) จะได้ว่า แรงดันของแหล่งจ่ายบวกกับแรงดันตกคร่อมภายในวงจรอิมพีแดนซ์จะส่งผลให้แรงดันปรากฏด้านขาออกของวงจรมีค่าสูงขึ้น ซึ่งขึ้นอยู่กับรอบการทำงาน (Duty cycle; D) ของสวิตช์ S2 ดังสมการ (1.1) และ (1.2) สำหรับวงจรแหล่งจ่ายแรงดันและวงจรแหล่งจ่ายกระแส ตามลำดับ ด้วยข้อดีเหล่านี้ ทำให้วงจรได้รับความสนใจและมีการศึกษาอย่างแพร่หลายในช่วงปีที่ผ่านมา

$$V_{gain} = \frac{1-D}{1-2D} ; \text{ สำหรับวงจรแหล่งจ่ายแรงดัน} \quad (1.1)$$

$$I_{gain} = \frac{2D-1}{D} ; \text{ สำหรับวงจรแหล่งจ่ายกระแส} \quad (1.2)$$

อย่างไรก็ตาม กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นภายในวงจรและอุปกรณ์ในสถานะที่มีการเปิดปิดอุปกรณ์ (Switching losses) สำหรับวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์กลับมีแนวโน้มสูงขึ้นเป็นอย่างมากเมื่อเทียบกับวงจรที่ไม่มีวงจรอิมพีแดนซ์ (LC impedance circuit) ทั้งนี้เนื่องจากการพุ่งสูงขึ้นอย่างรวดเร็วของแรงดันในขณะสวิตช์ S2 ทำงาน (Shoot-through states) โดยเฉพาะสถานะที่วงจรมีอัตราการทบแรงดันสูง ๆ ซึ่งสวิตช์จำเป็นต้องทำการเปิด-ปิดวงจรในอัตราแรงดัน (หรือ กระแส) ที่สูงกว่าปกติมาก ซึ่งอาจทำให้สวิตช์ในวงจรและวงจรพังเสียหาย ไม่สามารถทำงานได้อีกต่อไป [34]-[35] ยิ่งไปกว่านั้น หากการออกแบบค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในวงจรมีความไม่เหมาะสมกล่าวคือมีขนาดเล็กเกินไป อัตราการพุ่งขึ้นของแรงดันก็จะมีค่าสูงมากยิ่งขึ้นไปด้วย ซึ่งต้องอาศัยการออกแบบที่ต้องระวังเป็นอย่างยิ่ง ซึ่งจะส่งผลให้ระดับกำลังสูญเสียในขณะสวิตซ์ (Switching losses)

วงจรสวิตซ์แรงดันเป็นศูนย์ (Zero Voltage Switching circuit; ZVS) หรือ วงจรสวิตซ์กระแสเป็นศูนย์ (Zero Current Switching; ZCS) เป็นวงจรที่นิยมใช้ในการลดกำลังสูญเสียขณะทำการเปิดปิดสวิตซ์โดยอาศัยการใช้อุปกรณ์จำพวกตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำ ตัวต้านทาน หรือ อุปกรณ์สารกึ่งตัวนำบางประเภท มาต่อร่วมกับสวิตซ์เพื่อหน่วยแรงดันหรือกระแสให้เป็นศูนย์ในขณะเปิดหรือปิดสวิตซ์ [36]-[39] วงจรเหล่านี้สามารถนำมาใช้ในการลดผลกระทบของการพุ่งขึ้นของแรงดันของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ได้ ซึ่งผลการการประยุกต์ใช้วงจรเหล่านี้สำหรับลดกำลังสูญเสียสำหรับวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ยังไม่มีการศึกษาหรือมีการให้รายละเอียดผลกระทบอย่างชัดเจน อย่างไรก็ตาม

ตาม เนื่องจากอุปกรณ์เหล่านี้ประกอบด้วยตัวเก็บประจุ ตัวเหนี่ยวนำ หรือ ตัวต้านทาน ซึ่งอาจส่งผลโดยตรงต่อการเปลี่ยนแปลงค่าการเก็บประจุรวม (Total capacitance) หรือ ค่าความเหนี่ยวนำรวม (Total inductance) หรือ ค่าอิมพีแดนซ์รวม (Total impedance) ที่ปรากฏบนวงจรอิมพีแดนซ์ และส่งผลต่ออัตราการขยายแรงดันของวงจรแปลงผันกำลังในภาพรวมด้วย ผลการศึกษาในส่วนนี้ ยังไม่มีการศึกษาหรือมีการให้รายละเอียดผลกระทบอย่างชัดเจนเช่นกัน จึงเป็นที่มาของการศึกษาวิจัยในครั้งนี้ โดยจะเป็นการศึกษาในส่วนของวงจร ZVS ที่นิยมใช้มากกว่า ZCS ก่อน ซึ่งการศึกษาและวิจัยเพิ่มเติมในส่วนของ ZCS จะได้ดำเนินการในภายหลังซึ่งยังไม่ขอกกล่าวในการทำวิทยานิพนธ์ในครั้งนี้

1.2 ความมุ่งหมายของการวิจัย

- 1) ศึกษา วิเคราะห์ และคัดเลือกวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ที่มีลักษณะเหมาะสมในการลดกำลังสูญเสียสำหรับวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์
- 2) วิเคราะห์ สังเคราะห์ จัดสร้างวงจร และทดลองเพื่อศึกษาผลกระทบของค่าอุปกรณ์ภายในวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ต่อการลดกำลังสูญเสียสำหรับวงจรทบแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ โดยเปรียบเทียบกับวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ไม่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์
- 3) วิเคราะห์ สังเคราะห์ จัดสร้างวงจร และทดลองเพื่อศึกษาผลกระทบของค่าอุปกรณ์ภายในวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ต่ออัตราการขยายแรงดันของวงจรทบแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ โดยเปรียบเทียบกับวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ไม่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์

1.3 วิธีดำเนินการวิจัย (โดยย่อ)

- 1) ศึกษา ค้นคว้า และรวบรวมข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์และวงจรทบระดับแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์
- 2) คัดเลือกวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ที่เหมาะสมเพื่อลดกำลังสูญเสียสำหรับวงจรทบระดับแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์
- 3) จัดสร้างและทดสอบวงจรด้วยแบบจำลองวงจรโปรแกรมคอมพิวเตอร์ เพื่อศึกษาผลกระทบของค่าอุปกรณ์ของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ต่อการลดกำลังสูญเสียและอัตราการขยายแรงดันของวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

4) จัดสร้างและทดสอบวงจรด้วยอุปกรณ์การทดลองจริง เพื่อศึกษาผลกระทบของค่าอุปกรณ์ของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ต่อการลดกำลังสูญเสียและอัตราการขยายแรงดันของวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

5) เปรียบเทียบผลที่ได้ระหว่างผลเชิงทฤษฎี ผลจากโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และ ผลที่ได้จากการทดลองจริง

6) สรุปผลการศึกษาวิจัย

7) จัดทำเล่มวิทยานิพนธ์เพื่อสรุปผลการศึกษา

8) เผยแพร่ผลงานวิจัย

1.4 ขอบเขตการศึกษาวิจัย

1) การวิจัยนี้เป็นการวิเคราะห์ผลกระทบในส่วนของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) ต่อกำลังสูญเสียและอัตราการขยายแรงดันของวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์เท่านั้น วงจรสวิตช์กระแสเป็นศูนย์ (ZCS) ไม่ได้รวมอยู่ในการศึกษาครั้งนี้

2) ระดับแรงดันที่ใช้ในการทดสอบอยู่ที่ระดับไม่เกิน 100 โวลต์ 5 แอมป์ และ 500 วัตต์ ทั้งนี้เพื่อให้สามารถศึกษาผลกระทบของวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ในสภาวะอัตราการขยายสูงมากได้

3) แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าที่ใช้ในการทดสอบเป็นแหล่งจ่ายเซลล์แสงอาทิตย์เสมือนเท่านั้น ซึ่งเป็นการปรับแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อให้สามารถควบคุมสภาวะอากาศแวดล้อมให้สามารถควบคุมได้ ซึ่งมีความสำคัญมากต่อการสร้างผลการทดสอบจากวงจรให้สามารถเปรียบเทียบกันได้

1.5 การวิเคราะห์ข้อมูล

1) วิเคราะห์ข้อมูลที่ได้จากการศึกษาเชิงทฤษฎีเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากโปรแกรมคอมพิวเตอร์และที่ได้จากการวงจรจริงในส่วนของกำลังสูญเสีย

2) วิเคราะห์ข้อมูลที่ได้จากการศึกษาเชิงทฤษฎีเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากโปรแกรมคอมพิวเตอร์และที่ได้จากการวงจรจริงในส่วนของอัตราการขยายแรงดัน

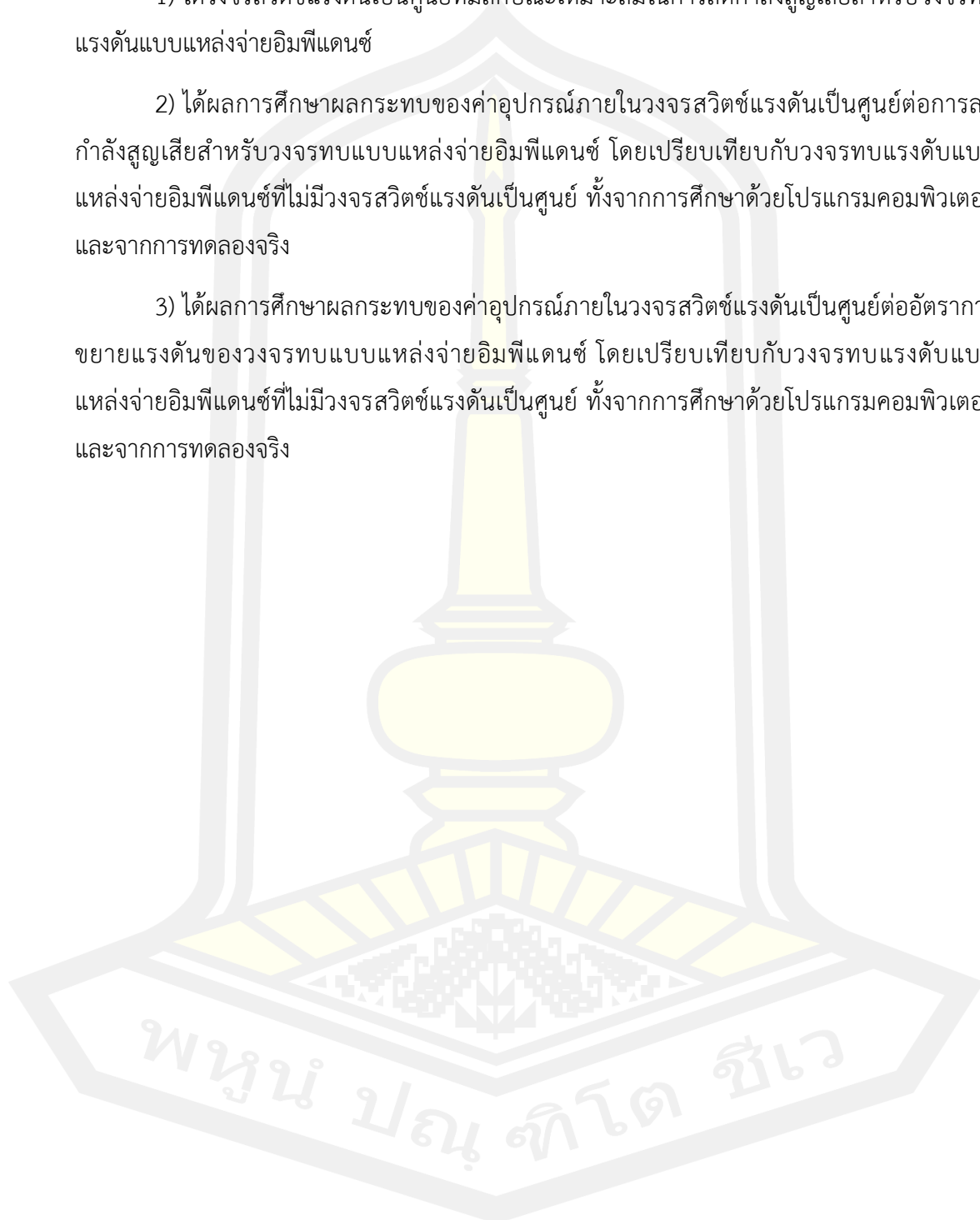
3) ใช้ข้อมูลการทดลองอย่างน้อย 3 ชุดต่อสภาวะการทดสอบ เพื่อหาค่าเฉลี่ย เพื่อใช้ในการวิเคราะห์ข้อมูลที่ได้จากการศึกษาด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์และการทดลองจริงตลอดการวิจัย

1.6 ผลที่คาดว่าจะได้รับจากงานวิจัยครั้งนี้

1) ได้วงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ที่มีลักษณะเหมาะสมในการลดกำลังสูญเสียสำหรับวงจรถบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

2) ได้ผลการศึกษาผลกระทบของค่าอุปกรณ์ภายในวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ต่อการลดกำลังสูญเสียสำหรับวงจรถบแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ โดยเปรียบเทียบกับวงจรถบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ไม่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ ทั้งจากการศึกษาด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และจากการทดลองจริง

3) ได้ผลการศึกษาผลกระทบของค่าอุปกรณ์ภายในวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ต่ออัตราการขยายแรงดันของวงจรถบแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ โดยเปรียบเทียบกับวงจรถบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ไม่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ ทั้งจากการศึกษาด้วยโปรแกรมคอมพิวเตอร์ และจากการทดลองจริง



บทที่ 2

เอกสารและงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

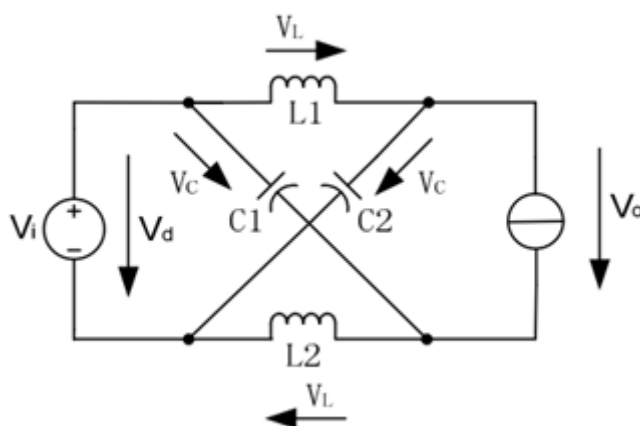
เพื่อให้การดำเนินการวิจัยบรรลุวัตถุประสงค์ที่ตั้งไว้ในการศึกษาผลกระทบของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ต่อกำลังสูญเสียและอัตราการขยายแรงดันของวงจรทบทแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ ผู้วิจัยได้ทำการศึกษาและรวบรวมข้อมูลที่สำคัญเพื่อใช้ในการวิเคราะห์ สังเคราะห์ ออกแบบ จัดสร้างและทดสอบวงจรที่ได้ออกแบบ ได้แก่ องค์ความรู้เกี่ยวกับวงจรทบทแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ วงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ และงานวิจัยที่เกี่ยวข้อง ดังมีรายละเอียดดังนี้

2.1 วงจรทบทแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

วงจรทบทแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ เป็นวงจรแปลงผันแรงดันที่ขยายแรงดันจากเซลล์แสงอาทิตย์โดยอาศัยการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์แบบพิเศษ ซึ่งสร้างจากตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ

2.1.1 โครงสร้างของวงจรทบทแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

โครงสร้างของวงจรทบทแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์นั้นจะประกอบไปด้วยตัวเหนี่ยวนำสองตัวคือ L_1 และ L_2 และตัวเก็บประจุสองตัวคือ C_1 และ C_2 ซึ่งต่อลักษณะเป็นรูปตัว X ดังภาพประกอบ 2



ภาพประกอบ 2 แสดงวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์เบื้องต้น [26]

2.1.2 หลักการทำงานของวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

วงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ได้ถูกตีพิมพ์เผยแพร่ครั้งแรกในชื่อของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ซึ่งนำเสนอโดย Fang Zheng Peng [26] ครั้งแรกมีชื่อเรียกว่า วงจรแปลงผันกำลัง Impedance source หรือ Impedance fed ต่อมาถูกเรียกย่อว่า วงจรแปลงผันกำลัง Z source ซึ่งสามารถนำไปใช้ได้ทั้งแบบ dc to ac, ac to dc, ac to ac และ dc to dc ซึ่งข้อดีข้อเสียได้ถูกอธิบายไว้ใน [26], [41] โดยในวงจรมันจะใช้ (C_1, C_2) และ (L_1, L_2) เชื่อมต่อระหว่างวงจรแปลงผันกำลัง และแหล่งจ่ายเป็นลักษณะรูปตัว X ซึ่งมีหลักการทำงานดังต่อไปนี้

การทำงานพื้นฐานของวงจรจะอาศัยช่วงเวลา zero state เพื่อยกระดับแรงดันไฟตรงซึ่งหลักการทำงานนั้นจะอธิบายในส่วนของการทำงานเมื่อตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 เนื่องจากเพื่อให้คอนเวอร์เตอร์มีขนาดเล็กและราคาถูก จะต้องทำการออกแบบให้ตัวเหนี่ยวนำมีขนาดเล็ก ซึ่งหลักการทำงานจะสอดคล้องกับหลักการทำงานที่อธิบายใน [26] ซึ่งจะมีโหมดการทำงานอยู่ 2 โหมด แต่ในที่นี้จะอธิบายการทำงานออกเป็น 5 โหมด [42] เพื่อให้ละเอียดยิ่งขึ้น ดังต่อไปนี้

โหมดที่ 1 เมื่อทำการ shoot through ผลรวมของแรงดันที่ตัวเก็บประจุ C_1, C_2 จะมีค่าสูงกว่าแรงดันที่แหล่งจ่าย V_s ซึ่งทำให้ไดโอดบล็อกกระแสทำให้วงจรทางด้านแหล่งจ่ายเปิดวงจรเป็นผลให้แรงดันที่ตัวเก็บประจุถ่ายเทให้กับตัวเหนี่ยวนำเพื่อเก็บพลังงานในรูปสนามแม่เหล็กไฟฟ้า โดยที่แรงดันที่ตกคร่อมที่ตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าดังนี้

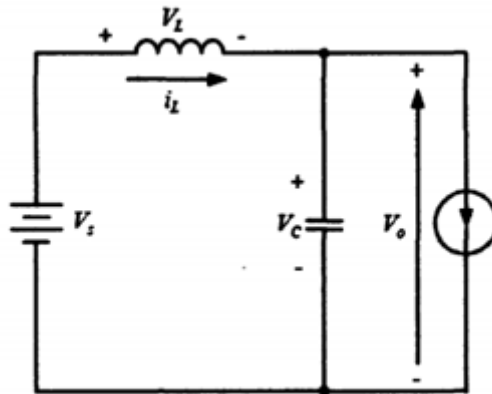
$$V_{L1} = V_{C1} \cdot V_{L2} = V_{C2} \quad (2.1)$$

โดยในโหมดการทำงานนี้กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าสูงขึ้น เนื่องจากว่าวงจรในภาพประกอบที่ 2.3(ก) เป็นวงจรสมมาตร ($L_1 = L_2 = L$ และ $C_1 = C_2 = C$) ทำให้แรงดันที่ตกคร่อมมีค่าเท่ากัน

โหมดที่ 2 เมื่อเข้าสู่การทำงานปกติ active state กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าดังสมการที่ 2.2 เนื่องจากว่ากำหนดให้กระแสที่ไหลผ่านทั้งตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากันซึ่งจะสอดคล้องกับกระแสที่แหล่งจ่ายซึ่งสามารถพิสูจน์ได้ด้วยสมการที่ 2.3

$$I_L > \frac{1}{2} I_m \quad (2.2)$$

ซึ่งในโหมดการทำงานนี้จะสามารถเขียนวงจรสมมูลของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ได้ดังภาพประกอบที่ 3



ภาพประกอบ 3 วงจรสมมูลของแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ [41]

กระแสทางด้านแหล่งจ่ายจะเท่ากับ

$$I_1 = I_{L1} + I_{C1} = I_{L1} + (I_{L2} - I_i)$$

จาก

$$I_L = I_{L1} = I_{L2}$$

$$2I_L - I_i > 0 \quad (2.3)$$

ทำให้ทราบว่าขณะนี้ไดโอดได้นำกระแสแล้ว และจากวงจรสมมูลสามารถคำนวณหาค่าแรงดันตกคร่อมที่ตัวเหนี่ยวนำได้ดังสมการที่ 2.4

$$V_L + V_C = V_S$$

$$V_L = V_S - V_C \quad (2.4)$$

จากสมการที่ 2.4 ยังบอกให้ทราบว่าแรงดันที่ตกคร่อมที่ตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นลบ เนื่องจากในโหมดการทำงานที่ 1 ค่าแรงดัน V_C มีมากกว่าค่าแรงดันของแหล่งจ่าย V_S

โหมดที่ 3 คอนเวอร์เตอร์ทำงานใน active state กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเป็นครึ่งหนึ่งของกระแสที่แหล่งจ่ายด้าน DC side ของคอนเวอร์เตอร์ สมมติให้กระแสที่ไหลมีค่ามากกว่ากระแสที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 ซึ่งสามารถเขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$I_L = \frac{1}{2} i_i \quad (2.5)$$

ซึ่งถ้าไม่คิดค่าความต้านทานที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ จะสามารถเขียนสมการแสดงความสัมพันธ์ของแรงดันคอนเวอร์เตอร์ได้ดังนี้

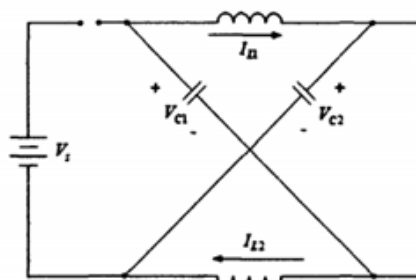
$$v_i = V_C \quad (2.6)$$

โหมดที่ 4 เงื่อนไขการทำงานของโหมดนี้จะเกิด เมื่อคอนเวอร์เตอร์เข้าสู่สถานะ zero state ($i_i = 0$) และกระแสที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเป็นศูนย์ซึ่งจะเกิดเมื่อสิ้นสุดการทำงานของโหมด 2 โดยเมื่อเข้าสู่

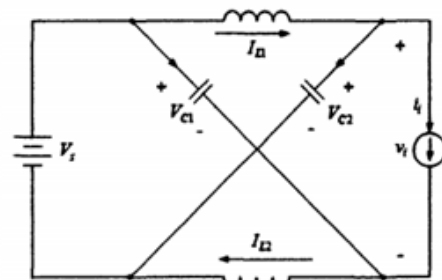
การทำงานของโหมดนี้ไดโอดจะหยุดนำกระแสและอินเวอร์เตอร์จะเปิดวงจรแยกออกจากโหลด เนื่องจากว่า $i_i = 0$ ซึ่งจะทำให้การ shoot through สวิตช์ตัวบนและตัวล่างทำให้คอนเวอร์เตอร์เป็นอิสระต่อแหล่งจ่ายทางด้าน DC side และโหลด ดังภาพประกอบที่ 4(ง)

โหมดที่ 5 โหมดการทำงานนี้ไดโอดของสวิตช์คอนเวอร์เตอร์ (Freewheeling diode) จะนำกระแสในสถานะ shoot through ดังภาพประกอบที่ 4(จ) ซึ่งจะมีลักษณะการทำงานคล้ายกับโหมดที่ 1 และกระแสที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำ L_1, L_2 จะเพิ่มขึ้น จนกระทั่งมีค่าเพิ่มถึง $\frac{1}{2}i_1$ หรือจนกว่าจะเข้าสู่โหมดการทำงานปกติใน active state โดยความแตกต่างระหว่างทั้งสองโหมดนี้ คือโหมดการทำงานนี้จะถูกควบคุมด้วยสัญญาณควบคุมโดยขึ้นอยู่กับกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ I_L และกระแสที่โหลด i_1

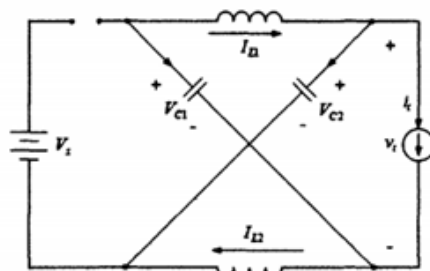
โหมดกระแสต่อเนื่องในภาพประกอบที่ 5 จะอธิบายถึงกระแสที่ผ่านตัวเหนี่ยวนำอิมพีแดนซ์ โดยแบ่งออกเป็น 5 ช่วงเวลา เริ่มจากช่วงเวลา T_0 กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะเพิ่มสูงขึ้น หลังจากนั้นจะเข้าสู่ช่วง Traditional zero state T_{11} และ active state T_2 โดยใน 2 ช่วงเวลานี้ ไดโอดในวงจรอิมพีแดนซ์จะทำหน้าที่นำกระแส และกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำจะลดลงจนหมดช่วงเวลา T_2 วงจรยังอยู่ในช่วง active state ไดโอดในวงจรอิมพีแดนซ์จะหยุดนำกระแส ทำให้แรงดันที่แหล่งจ่ายไปกับแรงดันที่ตัวเก็บประจุอิมพีแดนซ์มีค่าเท่ากัน หลังจากนั้นคอนเวอร์เตอร์จะเข้าสู่ช่วง T_{12} กระแสที่ตัวเหนี่ยวนำจะลดลง แต่จะไม่ลงถึงศูนย์ คอนเวอร์เตอร์ก็จะเข้าสู่ช่วง shoot through zero state อีกครั้ง



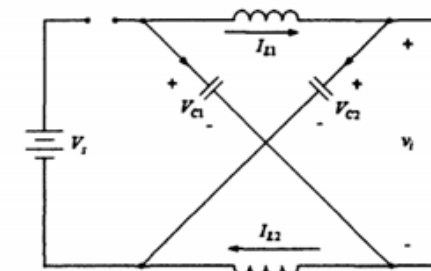
(ก) โหมดที่ 1



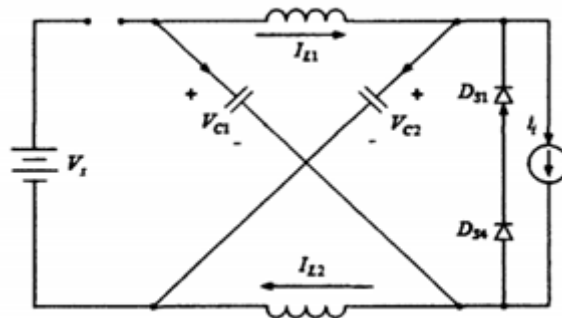
(ข) โหมดที่ 2



(ค) โหมดที่ 3

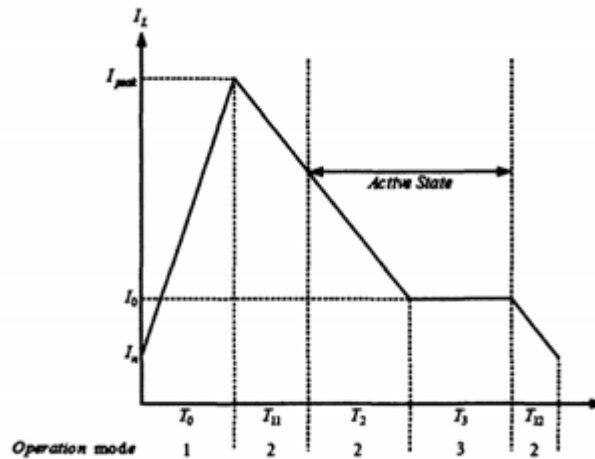


(ง) โหมดที่ 4



(จ) โหมดที่ 5

ภาพประกอบ 4 โหมดการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ [41]



ภาพประกอบ 5 คลื่นกระแสที่ตัวเหนี่ยวนำ เมื่อทำงานในโหมดกระแสต่อเนื่อง [41]

2.1.3 การออกแบบอุปกรณ์สำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

อุปกรณ์ที่ประกอบในวงจรทระดับแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์นั้นสามารถออกแบบและคำนวณได้เช่นเดียวกับแนวทางการออกแบบวงจรแหล่งจ่ายแรงดันและแหล่งจ่ายกระแส อย่างไรก็ตามเนื่องจากวงจรประกอบด้วยวงจรอิมพีแดนซ์ซึ่งค่าขนาดความเหนี่ยวนำและความเก็บประจุมีผลต่ออัตราการทำงานของแรงดันและการทำงานของวงจรเป็นอย่างมาก ซึ่งรายละเอียดการออกแบบอุปกรณ์สำหรับวงจรทระดับแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์นั้นได้กล่าวไว้ในบทที่ 3

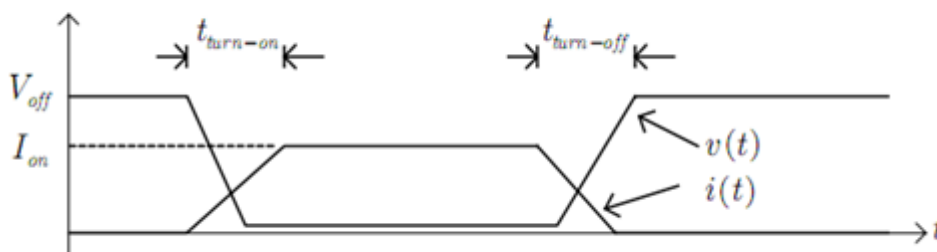
2.1.4 การประยุกต์ใช้งานวงจรทระดับแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

วงจรทระดับแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์นั้นมีการนำไปประยุกต์ใช้งานร่วมกับวงจรอื่น เช่น [30] ได้นำวงจรไปประยุกต์ใช้กับวงจรควบคุมมอเตอร์แบบ 3 เฟส ส่วน [31] ได้นำวงจรไป

ประยุกต์ใช้กับวงจรควบคุมมอเตอร์แบบ 1 เฟส และ [32] ได้นำวงจรไปใช้ในการปรับความเร็วของมอเตอร์

2.2 วงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์

อุปกรณ์ที่นำมาใช้เป็นสวิตช์ซึ่งสามารถควบคุมให้นำกระแสและหยุดนำกระแสได้ง่ายและเหมาะสมสำหรับวงจรที่กัลังไฟฟ้าไม่สูงมากก็คือมอสเฟตกำลัง (Power MOSFET) เมื่อใช้มอสเฟตกำลังจะพบว่าแรงดันและกระแสที่ตกคร่อมและไหลผ่านตัวมอสเฟตกำลังนั้นมีรูปร่างดังภาพประกอบที่ 6

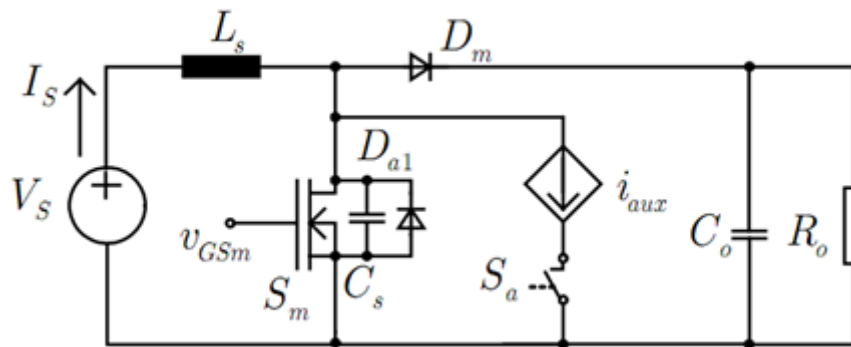


ภาพประกอบ 6 หลักการสวิตช์ที่แรงดันเป็นศูนย์ [31]

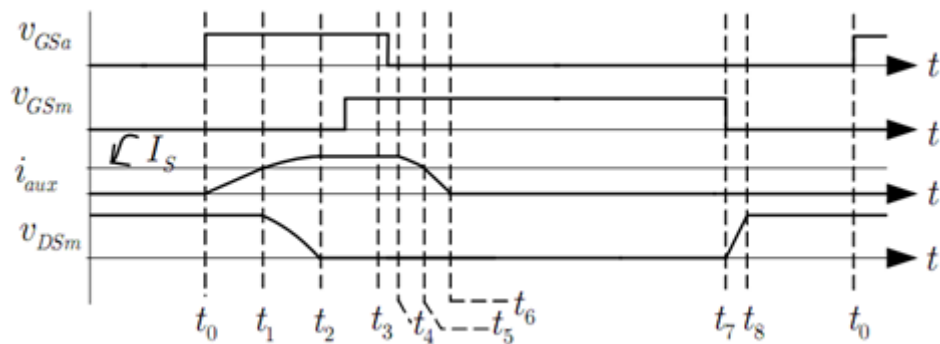
ซึ่งพบว่าในขณะที่มอสเฟตกำลังหยุดนำกระแส แรงดันจะมีค่าเท่ากับ V_{off} ในขณะที่กระแสเป็นศูนย์ ซึ่งจะไม่มีการสูญเสีย แต่เมื่อมอสเฟตกำลังเริ่มนำกระแสในช่วงเวลา $t_{turn-on}$ แรงดันจะค่อยๆ ลดลงในขณะที่กระแสจะค่อยๆ เพิ่มขึ้น ทำให้กระแสและแรงดันมีกราฟที่ทับซ้อนกันแสดงว่าเกิดกำลังไฟฟ้าขึ้นในตัวมอสเฟตกำลังนำกระแสอยู่แล้วก็จะเกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียเช่นเดียวกันพลังงานไฟฟ้าสูญเสียของมอสเฟตกำลังขณะกำลังนำกระแสและหยุดนำกระแสแสดงดังสมการ

$$P_{loss} = f \left(\int_0^{t_{turn-on}} V_{off} \frac{I_{on}}{t_{turn-on}} t dt + \int_0^{t_{turn-off}} \left(V_{off} I_{on} - \frac{I_{on}}{t_{turn-on}} \right) t dt \right) \quad (2.7)$$

จากสมการที่ 2.7 พบว่าถ้าสามารถลดผลที่จะทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าสูญเสียได้ทั้งที่บริเวณสวิตช์กำลังขณะเริ่มนำกระแส ตอนเริ่มหยุดนำกระแส และขณะที่กำลังนำกระแส เมื่อใช้มอสเฟตกำลังเป็นสวิตช์พบว่าขณะนำกระแสจะมีกำลังสูญเสียมาก ดังนั้นจึงมีผู้คิดค้นวิธีที่ทำให้กำลังไฟฟ้าขณะเริ่มนำกระแสลดลง โดยทำให้แรงดันตกคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ก่อนจะควบคุมให้สวิตช์นำกระแสซึ่งมีวิธีทำหลายวิธี ภาพประกอบที่ 7 เป็นอีกวิธีหนึ่ง



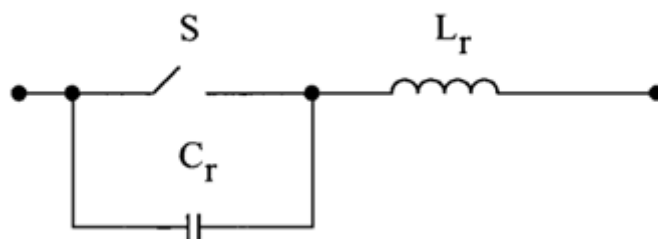
ภาพประกอบ 7 วงจรหลักการสวิตช์ที่แรงดันศูนย์ [41]



ภาพประกอบ 8 รูปคลื่นของวงจรแรงดันศูนย์ [31]

2.2.1 โครงสร้างของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์

โครงสร้างของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์โดยพื้นฐานนั้นจะประกอบด้วยหลักๆก็คือ สวิตช์ซึ่งสวิตช์นั้นอาจจะเป็นมอสเฟต ไอจีบีที หรืออย่างอื่นก็ได้ ส่วนตัวถัดมาก็คือตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ โดยโครงสร้างนั้นจะแสดงในภาพประกอบที่ 9 ซึ่งการต่อวงจรจะเป็นการต่อตัวเก็บประจุขนานกับสวิตช์และต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ



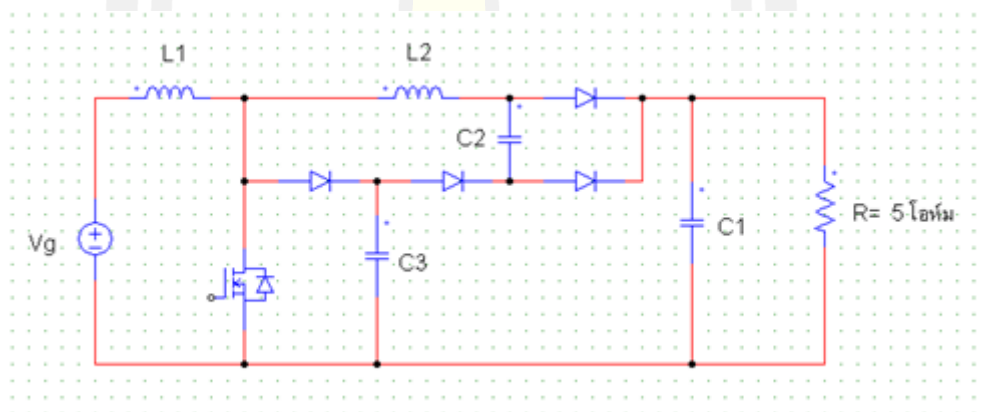
ภาพประกอบ 9 วงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ [32]

2.2.2 หลักการทำงานของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์

หลักการของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์เป็นหลักการเปลี่ยนแปลงสถานะของวงจรให้เป็นส่วนประกอบของวงจรโซ่แวนซ์ที่มีตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเป็นส่วนประกอบของวงจรซึ่งเมื่อเกิดสถานะเรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะทำให้กระแสและแรงดันที่สวิตช์เปลี่ยนสถานะไม่พร้อมกันโดยแรงดันลดค่าลงเป็นศูนย์ก่อนที่กระแสจะเริ่มไหลผ่านสวิตช์ ดังนั้นจึงเรียกวิธีการนี้ว่า การสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ (Zero Voltage Switch)

2.2.3 การออกแบบอุปกรณ์สำหรับวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์

ในการออกแบบวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์นั้นจะส่วนประกอบหลักๆก็คือ ตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุ ผู้วิจัยจะขอยกตัวอย่างการคำนวณเพื่อหาค่าตัวเหนี่ยวนำ และตัวเก็บประจุจากวงจรในภาพประกอบที่ 10



ภาพประกอบ 10 ตัวอย่างวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์

2.2.3.1 ตัวเหนี่ยวนำด้านเข้า (L1)

ค่าตัวเหนี่ยวนำด้านเข้าจะถูกกำหนดขึ้นจากปริมาณค่ากระแสกระเพื่อมของกระแสด้านเข้าของวงจร โดยค่าเหนี่ยวนำทางด้านเข้าจะเป็นตัวจำกัดค่าของกระแสกระเพื่อม โดยที่ขนาดของกระแสกระเพื่อมจะถูกอ้างอิงจากกระแสด้านเข้าของวงจร โดยค่ากระแสสูงสุดด้านเข้าของวงจรจะมีค่าเท่ากับ

$$I = \frac{V}{RD} \quad (2.8)$$

สำหรับค่าวัฏจักรงาน D (Duty Cycle) มีค่าเท่ากับ

$$D = 1 - \frac{V_g}{V_o} \quad (2.9)$$

$$D = 1 - \frac{12}{24}$$

สมมุติค่ากระแสสูงสุด มีค่าเท่ากับ 9.6 A และกำหนดให้ค่ากระแสกระแสเพื่อมด้านเข้ามีค่าเท่ากับ 10% ของกระแสสูงสุด ดังนั้นจะได้ ($0.1 \times 9.6 = 0.96$ A) ดังนั้นสามารถหาค่าตัวเหนี่ยวนำด้านเข้า L_1 ได้เท่ากับ

$$\begin{aligned} L &= \frac{V_g DT_s}{2\Delta I} \quad (2.10) \\ &= \frac{12 \times 0.5 \times 25 \times 10^{-6}}{2 \times 0.96} \\ &= 78 \mu H \end{aligned}$$

2.2.3.2 ตัวเก็บประจุด้านออก (C_1)

ค่าความจุของตัวเก็บประจุด้านออกถูกกำหนดด้วยค่าการกระเพื่อมของแรงดันทางด้านออก V_o โดยในการออกแบบวงจรกำหนดให้ค่า $\Delta V = 10\%$, $V_o = 0.24$ ดังนั้นค่าความจุของตัวเก็บประจุด้านออกเท่ากับ

$$\begin{aligned} C &= \frac{VDT_s}{2\Delta V} \quad (2.11) \\ &= \frac{24 \times 0.5 \times 25 \times 10^{-6}}{2 \times 0.24 \times 5} \\ &= 12.5 \mu F \end{aligned}$$

2.2.3.3 ตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์ (L_2)

ในการคำนวณหาค่าตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์สามารถหาได้โดย

$$\omega = \sqrt{\frac{(C_2 + C_3)}{(C_2 \times C_3 \times L_2)}} \quad (2.12)$$

$$L_2 = \frac{(C_2 + C_3)}{(2\pi f)^2}, C_2 = C_3$$

ได้ค่าตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์เท่ากับ $1 \mu F$

2.2.3.4 ตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ (C_2, C_3)

สามารถคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ได้ดังนี้

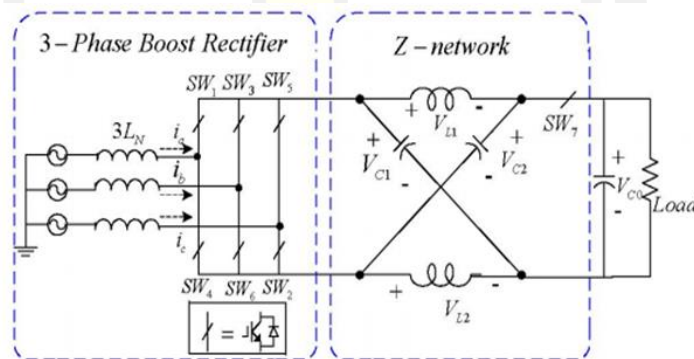
$$\omega = \sqrt{\frac{(C_2 + C_3)}{(C_2 \times C_3 \times L_2)}}$$

$$C_{2,3} = \frac{2}{(2\pi f)^2}, C_2 = C_3$$

ได้ค่าความจุของตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ เท่ากับ 1 nF

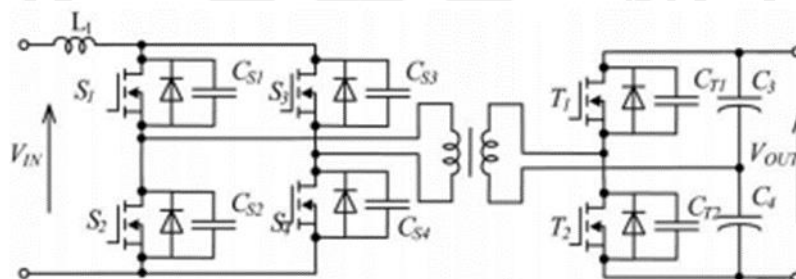
2.3 งานวิจัยที่เกี่ยวข้อง

ชินพิง ดิง และคณะ [43] ได้นำเสนอบทความเรื่อง Transient Modeling and Control of the Novel ZVS Z-Source Rectifier งานวิจัยนี้ได้ทำการวิเคราะห์การตอบสนองของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ กับวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ ซึ่งงานวิจัยนี้ได้ทำการศึกษากฎการของทรานเซียนสัญญาณขนาดเล็ก ในวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์โดยใช้การควบคุมแบบ พีดี ซึ่งผู้วิจัยบอกว่าให้ผลการทดลองที่ดี ประสิทธิภาพดีด้วย สำหรับวงจรแสดงดังภาพประกอบที่ 11



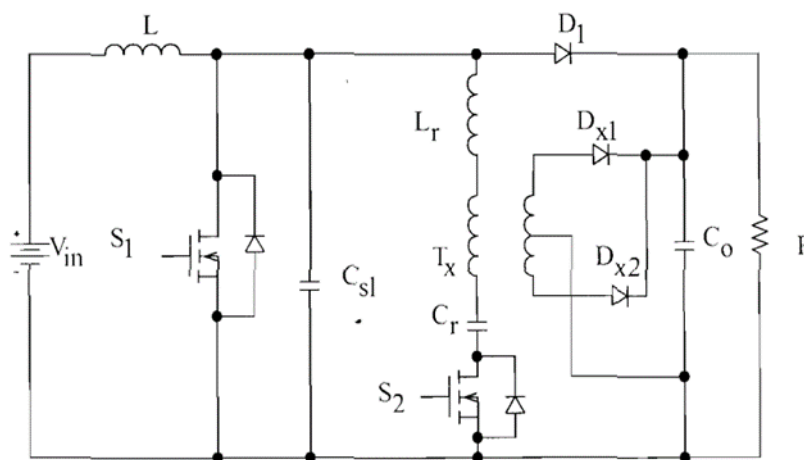
ภาพประกอบ 11 วงจร Three-phase z-source rect [43]

โอเล็กซานเดอ โโฮเซฟ และคณะ [44] ได้นำเสนอบทความเรื่อง Galvanically Isolated Quasi-Z-Source DC-DC Converter With a Novel ZVS and ZCS Technique งานวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อจัดการการสูญเสียในสวิตช์ ซึ่งที่ความถี่สูงๆจะทำให้การสูญเสียในสวิตช์ลดลงเหมาะสมกับการใช้งานกับวงจรคอนเวอร์เตอร์



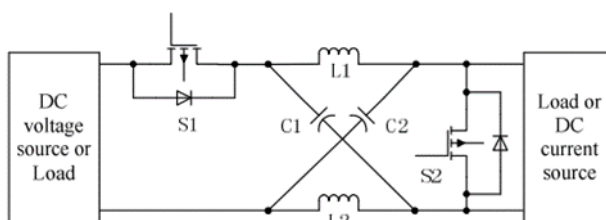
ภาพประกอบ 12 วงจร Isolated dc-dc converters with soft-switching techniques [44]

เจอร์รี่ โชวปอรัส [45] ได้เสนอบทความเรื่อง A zero Voltage Switched PWM Boost Converter With an is energy Feedforward Auxiliary Circuit เป็นการใช้เทคนิคที่นุ่มนวล (Soft Switching) ใช้เป็นวงจรช่วยดังภาพที่ 1 ซึ่งทำให้สวิตช์เปลี่ยนสถานะแบบสวิตช์แรงดันศูนย์ (ZVS) และควบคุมการทำงานของสวิตช์ด้วยเทคนิคแบบพัลส์วิดท์มอดูเลชัน (PWM Technique) ซึ่งวิธีการดังกล่าวสามารถลดการสูญเสียของสวิตช์หลักได้ แต่วงจรใช้หม้อแปลงไฟฟ้าทำให้ส่วนของวงจรแปลงผันมีขนาดใหญ่และวงจรมีความซับซ้อน นอกจากนี้ค่าความเค้นที่สวิตช์ช่วยมีค่าสูงและมีการเปลี่ยนสถานะอย่างรุนแรง



ภาพประกอบ 13 วงจรแปลงผันที่ใช้เทคนิคการสวิตช์แรงดันศูนย์ที่นำเสนอโดย [45]

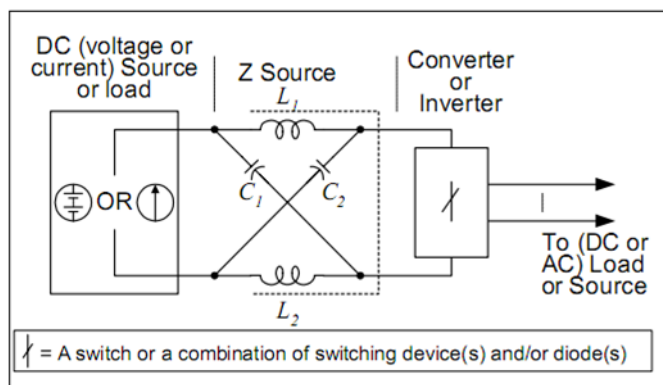
จุน กู คิม [33] ได้เสนองานวิจัยเรื่อง Bidirectional Power Flow Z Source DC-DC Converter ซึ่งเป็นการนำเสนอ Z Source converter สำหรับรถไฟฟ้า สามารถลด inrush current และ กระแสฮาร์มอนิกส์รวมทั้งใช้ได้ทั้งวงจร Buck boost แต่่างานวิจัยนี้ไม่ได้มีการวิเคราะห์ผลของ Zero voltage Switch



ภาพประกอบ 14 วงจร Bidirectional Power Flow Z Source DC-DC Converter นำเสนอโดย

[33]

เฟง เซง เปง [26] ได้ทำการศึกษาการออกแบบและสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่าย อิมพีแดนซ์ในปี พ.ศ. 2546 ซึ่งในงานวิจัยนี้มีคอนเวอร์รุ่มอยู่ด้วย โดยผู้วิจัยได้อธิบายถึงข้อดีของ วงจรอิมพีแดนซ์ โดยน่าจะมีแนวความคิดมาจากวงจร Resonant เนื่องจากวงจรอิมพีแดนซ์นั้น ค่อนข้างใกล้เคียงกับวงจรดังกล่าว ซึ่งจุดประสงค์เพื่อใช้งานในรถยนต์พลังงานทางเลือก (Fuel Cell) และงานวิจัยดังกล่าวเป็นต้นกำเนิดของวงจร Z Source



ภาพประกอบ 15 วงจร Z Source Inverter นำเสนอโดย [26]

2.4 คอนเวอร์เตอร์

ดิซีทูดิซี คอนเวอร์เตอร์ เป็นวงจรที่ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันกระแสตรงจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าที่มีค่าคงที่ ให้ได้แรงดันกระแสตรงด้านออก ที่สามารถปรับค่าได้ตามที่ต้องการ โดยใช้หลักการทำงานของอิเล็กทรอนิกส์สวิตช์

อิเล็กทรอนิกส์สวิตช์มีวิธีการ 2 แบบคือ

1) แบบ Constant-frequency เป็นวงจรที่ควบคุมให้ Time Period (T) คงที่ แล้วปรับเวลา ON Time การควบคุมในลักษณะนี้เรียกว่า Pulse-Width-Modulation (PWM)

2) แบบ Variable-frequency เป็นวงจรที่ปรับ Time Period โดยการปรับ ON Time หรือ OFF Time การควบคุมแบบนี้เรียกว่า Frequency-modulation แต่เนื่องจากการควบคุมในลักษณะนี้ความถี่มีการเปลี่ยนแปลงในย่านกว้างทำให้ยากในการฟิลเตอร์

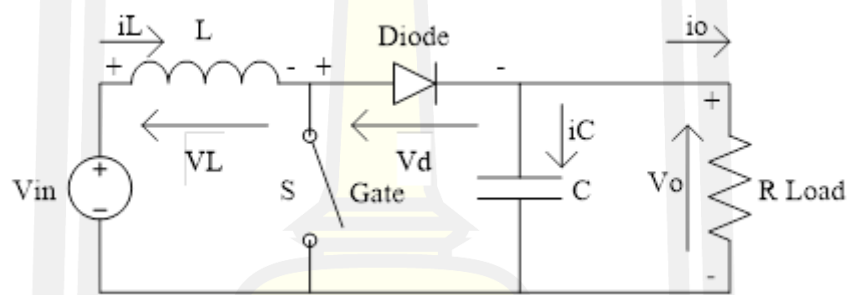
อิเล็กทรอนิกส์สวิตช์ที่ใช้ในวงจรมีอยู่ 2 แบบคือ

1) แบบที่ทำให้กระแสหยุดไหลด้วยการบีบบังคับ (Forced Commutation) คือ เอสซีอาร์ จะนำมาใช้ในงานความถี่ต่ำ

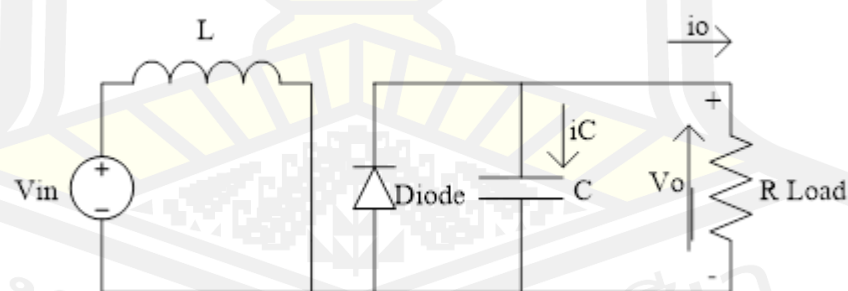
2) แบบที่ทำให้กระแสหยุดไหลได้ด้วยตัวเอง (Self Commutation) คือ เพาเวอร์มอสเฟต จีทีโอ และ ไอจีบีที จะนำมาใช้ในงานความถี่สูง

2.4.1 คอนเวอร์เตอร์แบบทบระดับแรงดันกระแสตรง (Boost Converter)

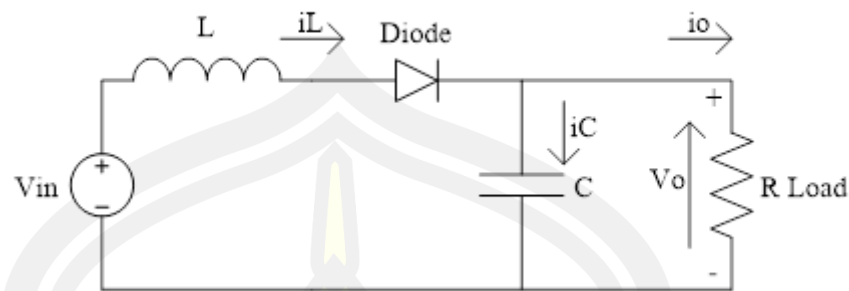
คอนเวอร์เตอร์แบบทบระดับแรงดันกระแสตรงเป็นสวิตชิงชนิดหนึ่งที่สามารถทำงานได้โดยใช้ อุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์และอุปกรณ์ความถี่สูงทำการปรับเปลี่ยนระดับแรงดันด้านออก ให้สูงกว่าระดับแรงดันด้านเข้า โดยอาศัยคุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงในการเก็บและคายพลังงาน การทำให้ระดับแรงดันด้านออกสูงกว่าระดับแรงดันด้านเข้าจึงเรียกว่า สเต็ปอัพคอนเวอร์เตอร์ (Step-up Converter) จะประกอบไปด้วย 2 ส่วนหลักคือ ส่วนของวงจรถูกำลัง ประกอบด้วย ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง ตัวเก็บประจุด้านออก ไดโอดกำลังทำหน้าที่สวิตช์ อีกส่วนคือวงจรกรองแรงดัน เป็นวงจรทำหน้าที่ควบคุมการทำงานของคอนเวอร์เตอร์ เพื่อรักษาระดับแรงดันด้านออกให้คงที่ วงจรสมมูลของวงจรทบระดับแรงดันกระแสตรงแสดงดังภาพประกอบที่ 16 การทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกระแสตรงแสดงดังภาพประกอบที่ 17



ภาพประกอบ 16 วงจรสมมูลของวงจรทบระดับแรงดันกระแสตรง



ก) โหมดที่ 1 สวิตช์ปิด



ข) โหมดที่ 2 สวิตช์เปิด

ภาพประกอบ 17 วงจรการทำงานของวงจรทบระดับแรงดันกระแสตรง

2.4.1.1 วิเคราะห์เมื่อสวิตช์ปิด

โหมด 1 ($0 < t \leq t_{on}$) มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์ปิด ($t = 0$) กระแสด้านเข้าไหลผ่านมอสเฟต Q_1 และตัวเหนี่ยวนำทำให้กระแสของตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นจาก I_1 ที่ $t = t_0$ เป็น I_2 ที่ $t = t_1$ โดยไดโอด D_M จะถูกไบอัสกลับ ตัวเก็บประจุจะดิสชาร์จประจุให้แก่โหลดในช่วงเวลา $0 < t \leq t_{on}$ ค่าแรงดันด้านเข้ามีค่าเท่ากับแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำดังสมการที่ (2.13)

$$V_S = V_L = L \frac{I_2 - I_1}{t_{on}} = \frac{L\Delta I}{t_{on}} \quad (2.13)$$

สมการที่จะหาค่าเวลาในช่วงที่เพาเวอร์มอสเฟต นำกระแส ได้จากสมการที่ (2.14)

$$t_{on} = \frac{L\Delta I}{V_S} \quad (2.14)$$

พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำสามารถหาได้จากสมการที่ (2.15)

$$E = \frac{1}{2} L(\Delta I)^2 = \frac{1}{2L} V_S^2 t_{on}^2 \quad (2.15)$$

2.4.1.2 วิเคราะห์เมื่อสวิตช์เปิด

โหมด 2 ($0 < t \leq t_{on}$) มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์เปิด ($t = t_1$) แรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับของตัวเหนี่ยวนำซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับแรงดันด้านเข้า ทำให้แรงดันด้านออกมีค่ามากขึ้นจนทำให้ D_M ทำงานกระแสด้านเข้าไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ประกอบด้วยกระแสด้านเข้า (I_S) และกระแสของตัวเหนี่ยวนำ (I_L) ซึ่งกระแสของตัวเหนี่ยวนำเกิดจากพลังงานสะสมในตัวเหนี่ยวนำ ขณะที่มอสเฟต Q_1 ทำงานผ่านไดโอด D_M จ่ายให้กับโหลดและชาร์จประจุให้แก่ตัวเก็บประจุเป็นผลให้ I_L ตกลงในช่วงเวลา t_2

$$V_s - V_o = L \frac{I_2 - I_1}{t_{off}} \quad (2.16)$$

$$V_o - V_s = L \frac{\Delta I}{t_{off}} \quad (2.17)$$

สามารถที่จะหาค่าเวลาในช่วงที่เพาเวอร์มอสเฟต ไม่นำกระแส ได้จากสมการนี้

$$t_{off} = L \frac{\Delta I}{V_o - V_s} \quad (2.18)$$

การเปลี่ยนแปลงของกระแสของตัวเหนี่ยวนำระหว่างค่ากระแส ค่ายอดสุด (Peak - to - Peak) คือ กระแสกระเพื่อมเมื่อพิจารณาที่สภาวะคงที่โดยให้ช่วงเวลา t_{on} และ t_{off} จากสมการที่ (2.14) และ (2.18) มีค่าเท่ากัน คำนวณหาค่ากระแสกระเพื่อมได้ดังนี้

$$\Delta I = \frac{V_s t_{on}}{L} = \frac{(V_o - V_s) t_{off}}{L} \quad (2.19)$$

แทนค่า $t_{on} = DT$ และ $t_{off} = 1 - DT$ ลงในสมการที่ (2.18)

$$V_s DT = (V_o - V_s)(1 - D)T = V_o(1 - D)T - V_s(1 - D)T \quad (2.20)$$

จากสมการที่ (2.20) เมื่อทำให้อยู่ในรูปอย่างง่ายได้

$$V_s DT = V_o(1 - D)T - V_s T + V_s T \quad (2.21)$$

$$V_s = V_o(1 - D) \quad (2.22)$$

ดังนั้นแรงดันด้านออกเฉลี่ยจากวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบทบระดับแรงดันกระแสตรงจะได้ดังสมการที่ (2.23)

$$V_o = \frac{V_s}{1 - D} \quad (2.23)$$

สมการที่ (2.23) แสดงถึงแรงดันด้านออก ถ้าสวิตช์เปิดตลอดเวลาและ D มีค่าเป็นศูนย์แรงดันด้านออกจะมีค่าเหมือนกับแรงดันด้านเข้า ขณะที่ดิวตี้ไซเคิล (Duty Cycle) มีค่าเพิ่มขึ้น ตัวส่วนในสมการที่ (2.23) จะมีขนาดเล็กลงและแรงดันด้านออกจะมีค่าแรงดันมากกว่าด้านเข้า แรงดันด้านออกจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันด้านเข้าและค่าดิวตี้ไซเคิล ขณะที่ดิวตี้ไซเคิลมีค่าเข้าใกล้ 1 แรงดันด้านออกจะมีค่าเข้าใกล้อนันต์ (Infinity) หากพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้านำเข้าเท่ากับด้านออกจะได้ว่า

$$V_s I_s = V_o I_o \quad (2.24)$$

แทนค่าแรงดันด้านออกจากสมการที่ (2.24)

$$V_s I_s = \frac{V_s I_o}{1-D} \quad (2.25)$$

ดังนั้นกระแสด้านเข้าเฉลี่ยจะได้

$$I_s = \frac{I_o}{1-D} \quad (2.26)$$

สวิตช์ซิงเพาเวอร์ซัพพลายจะทำงานในรูปของคาบเวลา ในหนึ่งคาบเวลาจะประกอบไปด้วยช่วงเวลา t_{on} และ t_{off} ดังนั้นค่าของคาบเวลาจะได้

$$T = \frac{1}{f} = t_{on} + t_{off} = \frac{L\Delta I}{V_s} + \frac{L\Delta I}{V_o - V_s} + \frac{L(\Delta I)V_o}{V_s(V_o - V_s)} \quad (2.27)$$

เมื่อจัดรูปสมการที่ (2.27) ใหม่ จะได้ค่ากระแสกระเพื่อมของตัวเหนี่ยวนำ ดังสมการที่ (2.28)

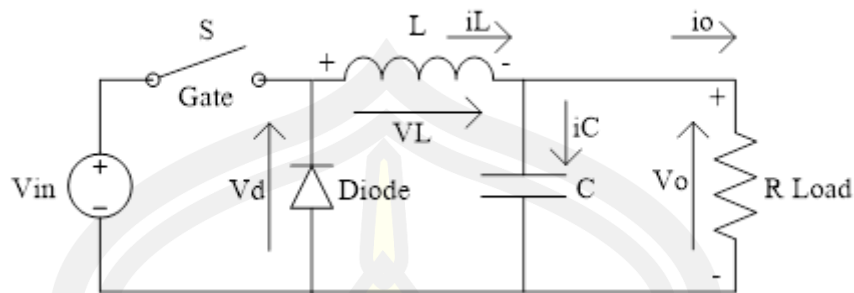
$$\Delta I = \frac{V_s(V_o - V_s)T}{LV_s} = \frac{V_s \left[\frac{V_s}{(1-D) - V_o} \right]}{fLV_o} \quad (2.28)$$

และจะได้ค่าตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรทบแรงดันดีซีทูดีซีคอนเวอร์เตอร์ดังสมการที่ (2.29)

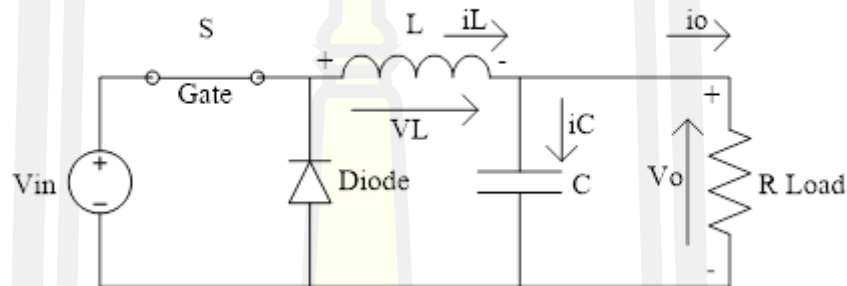
$$L = \frac{V_s D}{f \Delta I} \quad (2.29)$$

2.5.2 คอนเวอร์เตอร์แบบทอนระดับแรงดันกระแสตรง (Buck Converter)

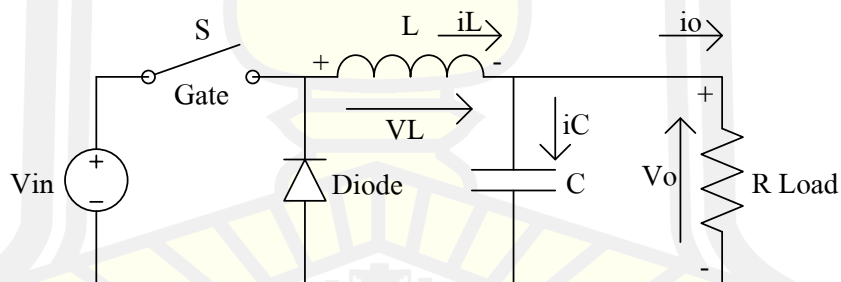
หลักการการทำงานของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบทอนระดับแรงดันกระแสตรง เป็นการออกแบบเพื่อให้แรงดันด้านออกมีปริมาณต่ำกว่าด้านเข้า และมีปริมาณแรงดันตามที่ต้องการ โดยเริ่มต้นจากเงื่อนไขที่ว่าแรงดันเฉลี่ยที่ตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำในคาบเวลามีค่าเท่ากับศูนย์ จากนั้นสามารถหากระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำได้ การวิเคราะห์การทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมด จะต้องวิเคราะห์ในสถานะอยู่ตัว วงจรสมมูลของวงจรทอนระดับแรงดันกระแสตรง แสดงดังภาพประกอบที่ 18 และวงจรการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดันกระแสตรง แสดงดังภาพประกอบที่ 19



ภาพประกอบ 18 วงจรสมมูลของวงจรทอนระดับแรงดันกระแสตรง



ก. โหมดที่ 1 สวิตช์ปิด



ข. โหมดที่ 2 สวิตช์เปิด

ภาพประกอบ 19 วงจรการทำงานของวงจรทอนระดับแรงดันกระแสตรง

2.4.2.1 วิเคราะห์เมื่อสวิตช์ปิด

จากภาพที่ 2.10 ก. เป็นการทํางานโหมดที่ 1 มอสเฟต Q_1 ทํางานสวิตช์ปิด ($t = 0$) กระแสด้านเข้าไหลผ่าน Q_1 และตัวเหนี่ยวนำ ทำให้กระแสของตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นจาก I_1 ที่ $t = 0$ เป็นเวลา I_2 ที่ $t = t_1$ โดยกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ จะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่าน R และแรงดันที่แหล่งจ่ายจะเท่ากับแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำบวกกับแรงดันที่ตกคร่อม R ดังสมการที่ (2.31)

$$\begin{aligned}
 & V_S = V_L = V_O & (2.30) \\
 \text{หรือ} & V_L = V_S = V_O \\
 \text{แต่} & V_L = L \frac{d_{iL}}{dt} \\
 \text{จะได้} & L \frac{d_{iL}}{dt} = V_S - V_O \\
 & \frac{d_{iL}}{dt} = \frac{V_S - V_O}{L} & (2.31)
 \end{aligned}$$

dt ในกรณีอยู่ในช่วงเวลานำกระแส คือ $dt = DT$

$$\Delta_{iL,on} = \left(\frac{V_S - V_O}{L} \right) DT \quad (2.32)$$

2.4.2.2 วิเคราะห์เมื่อสวิตช์เปิด

จากรูปที่ 11 ข. เป็นการทำงานโหมด 2 มอสเฟต Q_1 ทำงานสวิตช์เปิด ($t = t_1$) แรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับของตัวเหนี่ยวนำ ซึ่งต่ออนุกรมอยู่กับตัวต้านทาน R ทำให้แรงดันด้านออกมีค่ามากขึ้นจนทำให้ D_M ทำงานจึงทำให้ตัวเหนี่ยวนำคายพลังงานออกมาเปรียบเสมือนเป็นแหล่งจ่ายตัวหนึ่ง ทำให้มีกระแสไหลผ่านตัวต้านทาน ดังสมการที่ 2.33

$$\begin{aligned}
 & V_D = V_L + V_O & (2.33) \\
 \text{แต่ } V_D = 0V \text{ จะได้} & V_L + V_O = 0 \\
 & V_L = -V_O \\
 & V_L = -V_O = L \frac{d_{iL}}{dt} \\
 & L \frac{d_{iL}}{dt} = \frac{\Delta_{iL,off}}{\Delta t} = \frac{-V_O}{L} & (2.34)
 \end{aligned}$$

dt ในกรณี อยู่ในช่วงเวลาหยุดนำกระแส คือ $dt = (1-D)T$ สามารถจัดรูปสมการใหม่ได้ดังสมการที่ (2.35)

$$\Delta_{iL,off} = -\left(\frac{V_O}{L} \right) (1-D)T \quad (2.35)$$

แทนค่า $t_{on} = DT$ และ $t_{off} = (1-D)T$ ลงในสมการที่ (2.35) จะได้

$$\begin{aligned}
 & \Delta_{iL,on} + \Delta_{iL,off} = 0 \\
 & \left(\frac{V_S - V_O}{L} \right) DT + \left[\left(\frac{-V_O}{L} \right) (1-D)T \right] = 0
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
\left(\frac{V_s - V_o}{L}\right) - \left(\frac{V_o}{L}\right)(1-D)T &= 0 \\
(V_s - V_o)D - (V_o)(1-D)T &= 0 \\
V_s D - V_o D - V_o(1-D) &= 0 \\
V_s D - V_o D - V_o + V_o D &= 0 \\
V_s D - V_o &= 0 \\
V_s D &= V_o \\
\frac{V_o}{V_s} &= D
\end{aligned} \tag{2.36}$$

2.5 การออกแบบวงจรกำลังของคอนเวอร์เตอร์ไฟฟ้ากระแสตรง

2.5.1 ตัวเหนี่ยวนำ (Inductor)

ตัวเหนี่ยวนำเป็นอุปกรณ์ที่ทำงานโดยอาศัยคุณสมบัติทางแม่เหล็กไฟฟ้า การที่จะเข้าใจ การออกแบบตัวเหนี่ยวนำจะต้องทำความเข้าใจเกี่ยวกับ ทฤษฎีทางแม่เหล็กไฟฟ้า โดยตัวเหนี่ยวนำมีหน้าที่สำคัญมากในการเก็บพลังงานและคายพลังงานในคอนเวอร์เตอร์แบบทบแรงดันไฟฟ้ากระแสตรง

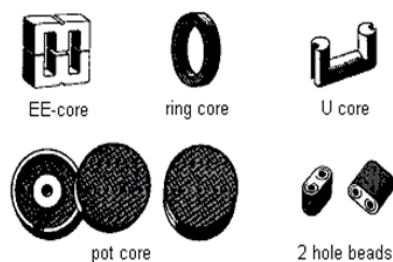
2.5.1.1 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Core)

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุประเภทเฟอร์โรแมกเนติก (Ferromagnetic Material) การเหนี่ยวนำแม่เหล็กบนแกนเฟอร์ไรต์ จะมีผลทำให้เกิดการเหนี่ยวนำฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าการเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นบนแกนอากาศมาก แกนเฟอร์ไรต์มีค่าอิมิตีฟลักซ์แม่เหล็กค่อนข้างสูง ประมาณในช่วง 3,000–6,000 เกาส์ และเกิดการสูญเสียในตัวแกนเฟอร์ไรต์ต่ำที่ความถี่สูง ดังนั้นตัวเหนี่ยวนำในวงจรสวิตชิ่งจึงนิยมใช้แกนเฟอร์ไรต์มากที่สุด เฟอร์ไรต์ที่นำมาใช้ทำแกนของตัวเหนี่ยวนำสวิตชิ่งจะมีรูปร่างแตกต่างกันออกไปขึ้นอยู่กับการใช้งานและมาตรฐานในการออกแบบ

สารแม่เหล็กที่ใช้ทำแกนแม่เหล็กมักจะเป็นอัลลอยของเหล็ก สารที่นิยมใช้ที่ความถี่ต่ำ (< 1 kHz) ได้แก่ เหล็กผสมซิลิกอนเจือจาง (Si < 1%) ซึ่งมีความหนาแน่นฟลักซ์อิมิตีฟลักซ์สูงแต่จะมีการสูญเสียมาก ถ้าส่วนผสมซิลิกอนมีมากขึ้นก็มักจะเป็นชนิด Grain Oriented การสูญเสียจะน้อยลงแต่ราคาที่จะแพง นอกจากจะผสมซิลิกอนแล้วยังมีสารแม่เหล็กที่ผสมสารอื่น ๆ เช่น โคบอลต์ นิกเกิล โมลิบดีนัม เป็นต้น ซึ่งทำงานได้ถึงความถี่ประมาณ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ แต่มีราคาแพงกว่าเหล็กผสมซิลิกอนมาก เฟอร์ไรต์เป็นเซรามิกประกอบไปด้วยออกไซด์ของเหล็ก สังกะสี แมงกานีส หรือนิกเกิลเฟอร์ไรต์ชนิด MnZn มีความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงกว่าชนิด NiZn แต่ทำงานได้ถึงความถี่ประมาณ 1

เมกะเฮิร์ตซ์ ซึ่งต่ำกว่าชนิด NiZn ซึ่งทำงานได้ถึง 1 เมกะเฮิร์ตซ์ เฟอร์ไรต์มีหลากหลายชนิดตามแต่ ละสูตรผสมและมีเลขรหัสต่าง ๆ เช่น 6H20 และ 7H10 เป็นต้น

แกนเฟอร์ไรต์สำหรับแหล่งจ่ายไฟสวิตซิงโดยทั่วไปจะถูกผลิตออกมาที่ขนาดและรูปทรง ต่าง ๆ ตามมาตรฐานเดียวกันดังภาพประกอบที่ 20 เช่น แกนแบบ EI EE EER หรือแกนแบบ POT เป็นต้นปกติผู้ผลิตจะทำแกนเฟอร์ไรต์ออกมาในลักษณะการประกบคู่กัน เพื่อความสะดวกในการประกอบ เข้ากับบอบปิ่น การประกบแกนเฟอร์ไรต์บนบอบปิ่นนั้นจะทำให้ทางเดินของฟลักซ์แม่เหล็ก ที่เกิดขึ้น ในแกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นวงบรรจบได้



ภาพประกอบ 20 ลักษณะของแกนเฟอร์ไรต์แบบต่าง ๆ [46]

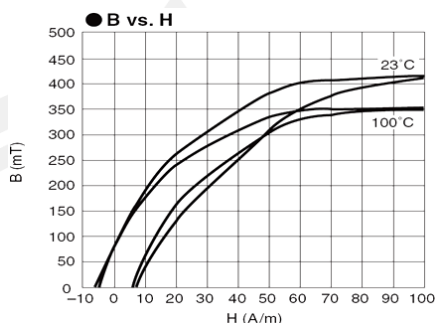
ก) ลักษณะสมบัติของเนื้อสารที่ใช้ทำแกนเฟอร์ไรต์

ชนิดของเนื้อสารแกนเฟอร์ไรต์ที่แตกต่างกันจะให้คุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกน เฟอร์ไรต์ที่ แตกต่างกันด้วย ถึงแม้จะมีขนาดเท่ากันทุกประการก็ตาม ในแผ่นข้อมูลเนื้อสารที่ให้มากับแกนเฟอร์ไรต์นั้น จะต้องมียุทธศาสตร์ของคุณสมบัติของเนื้อสารแสดงไว้เสมอข้อมูลที่สำคัญควร ทำความเข้าใจ และศึกษาไว้คือ เส้นโค้งฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Curve) และค่าการสูญเสียของแกนเฟอร์ไรต์ (Core Loss)

เส้นโค้งฮิสเทอรีซิสจะแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่น ฟลักซ์แม่เหล็ก (B) ที่ เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์กับความเข้มของสนามแม่เหล็ก (H) ที่เกิดจากการเหนี่ยวนำของขดลวด ที่พัน บนแกนเฟอร์ไรต์ ภาพประกอบที่ 21 จะแสดงเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสของแกนเฟอร์ไรต์จากรูปจะเห็นได้ ว่าค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กจะมีค่ามากขึ้น เมื่อความเข้มของสนามแม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นจนถึงจุด หนึ่งซึ่งค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กมีค่าเพิ่มขึ้นน้อยมาก แม้ว่าจะมีการเพิ่มขึ้นของความเข้มของ สนามแม่เหล็กแล้วก็ตาม จากจุดดังกล่าวจะเห็นว่าแกนเริ่มมีการอิ่มตัวของฟลักซ์แม่เหล็ก

โดยปกติผู้ผลิตจะแสดงกราฟของเส้นโค้งฮิสเทอรีซิสเพียงครั้งเดียวเนื่องจากอีกครั้งหนึ่งของเส้น โค้งฮิสเทอรีซิสจะมีลักษณะเหมือนกันทุกประการเพียงแต่จะมีลักษณะกลับทิศทางกันเท่านั้นดังนั้น การใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์ในตัวเหนี่ยวนำจึงควรกำหนดค่าความหนาแน่น ฟลักซ์แม่เหล็กที่เกิดขึ้นใน

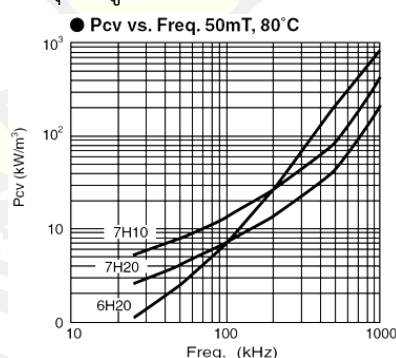
แกนขณะทำงานมีค่าไม่เกินครึ่งหนึ่งของค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุดก่อนอิ่มตัวของแกนเฟอร์ไรต์เพื่อความปลอดภัย



ภาพประกอบ 21 เส้นโค้งฮิสเตอร์ซิสของแกนเฟอร์ไรต์ [46]

ข) ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์

การสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ จะทำให้แกนเฟอร์ไรต์ร้อน ซึ่งมีสาเหตุหลัก 2 ประการ คือ การสูญเสียที่เกิดจากลักษณะฮิสเตอร์ซิสของแกน (Hysteresis Loss) และการสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนเฟอร์ไรต์ (Eddy Current Loss) ที่ความถี่ 100 กิโลเฮิร์ตซ์ การสูญเสียจากการเกิดกระแสไหลวนในแกนจะมีค่าน้อยสำหรับแกนที่มีขนาดใหญ่ไม่มากนัก ดังนั้นการสูญเสียที่ก่อให้เกิดความร้อนในแกนอาจพิจารณาได้จากการสูญเสียทางฮิสเตอร์ซิส ของแกนเพียงอย่างเดียว ตัวอย่างกราฟแสดงค่าการสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์แสดงไว้ใน ภาพที่ 17 ปกติค่ากำลังสูญเสียจะถูกระบุไว้เป็นกิโลวัตต์ต่อหนึ่งลูกบาศก์เมตร (kW/m^3) และมีค่าขึ้นกับค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก ความถี่ในการใช้งานรวมถึงอุณหภูมิขณะใช้งานของแกนเฟอร์ไรต์



ภาพประกอบ 22 ค่าการสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ของเนื้อสารชนิด 6H20 7H20 และ 7H10 [47]

2.5.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

2.5.2.1 ข้อกำหนดในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำสวิตชิง

- ก) ขนาดและรูปร่างรวมทั้งความถี่ของกระแสและแรงดัน
- ข) กำลังสูญเสีย ประสิทธิภาพหรืออุณหภูมิที่เพิ่มขึ้น

ค) คุณสมบัติทางไฟฟ้าและเชิงกลอื่นๆ

2.5.2.2 ขีดจำกัดในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำสวิตชิง

ก) ความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิมิตัวของแกนเหล็ก

ข) กำลังงานสูญเสียในลวดทองแดงหรือแกนเหล็ก

ค) คุณสมบัติอื่น ๆ เช่น Permeability (μ) เป็นต้น

โดยมีสมการของการออกแบบดังนี้

$$B_{\max} = \frac{\Phi_{\max}}{S} = \frac{\lambda_{\max}}{SN} = \frac{LI_{\text{peak}}}{SN} \quad (2.37)$$

จากขีดจำกัดของลวดทองแดง โดยคำนึงถึงความสูญเสีย (Copper loss: P_{cu})

$$P_{cu} = I_{\text{rms}}^2 R \quad (2.38)$$

โดยที่ค่า R หาได้จาก

$$R = \rho \frac{l}{A_w} \quad (2.39)$$

2.5.3 การเลือกหรือกำหนดขนาดแกนเหล็กโดยใช้วิธีการคำนวณแบบ A_p (Area Approach)

วิธีนี้เป็นการออกแบบที่ใช้ค่า T_{rise} ซึ่งอาศัยความหนาแน่นของกระแสของลวดตัวนำ ($J = 100 - 1000 \text{ A/cm}^2$) โดยคำนวณหาขนาดของแกนเหล็กดังนี้

$$N = \frac{LI_{\text{peak}}}{B_{\max} S} \quad (2.40)$$

$$kW = \frac{NI_{\text{rms}}}{J} = NA_w \quad (2.41)$$

แทนค่า N จะได้

$$kW = \frac{LI_{\text{peak}} I_{\text{rms}}}{B_{\max} JS} \quad (2.42)$$

เพราะฉะนั้นจะได้ว่า

$$A_p = WS = \frac{LI_{\text{peak}} I_{\text{rms}}}{B_{\max} Jk} \quad (2.43)$$

โดยมีวิธีการออกแบบดังนี้

- 1) จากข้อกำหนดและขีดจำกัด คำนวณหาค่า A_p จากสมการที่ (2.43)
- 2) เลือกขนาดของแกนให้มีขนาดมากกว่า A_p ที่ได้จากการคำนวณในข้อที่ 1
- 3) คำนวณหাজำนวนรอบของขดลวดตัวเหนี่ยวนำ (N) จากสมการที่ (2.40)
- 4) คำนวณหาขนาดของลวดตัวนำ A_w จากสมการที่ (2.42)
- 5) เลือกเบอร์ลวดทองแดงให้มี A_w ใหญ่กว่า A_w ที่คำนวณได้จากข้อที่ 4 ซึ่งทำได้โดยการเลือกเบอร์ลวดที่รัศมีน้อยกว่าค่าความลึกผิวทองแดงที่มีความถี่สูงสุดที่ใช้งานนำมาตีเกลียวให้มี A_w ตามที่เลือกไว้

$$\xi(m) = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu W}} \quad (2.44)$$

เมื่อ $\xi(m)$ คือ ค่าความลึกผิวทองแดง

$$\rho \text{ มีค่าเท่ากับ } \frac{1}{56 \times 10^6} \Omega$$

$$\mu \text{ มีค่าเท่ากับ } \mu_o \mu_r$$

- 1) คำนวณหาค่า P_{cu}
- 2) ปรับค่า J ใหม่จนได้ค่า P_{cu} ที่เหมาะสม
- 3) คำนวณหาขนาดของช่องอากาศ (Air gap: l_g) และทำการปรับช่องอากาศจนได้ค่า L ตามที่ต้องการ

2.5.3.1 ขั้นตอนการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

ต้องกำหนด L, I และ $\% \Delta I$

ขั้นตอนที่ 1 กำหนดความหนาแน่นของกระแส (J) ในช่วง $2.5 - 10 A/mm^2$ ซึ่งขึ้นอยู่กับลักษณะของการระบายความร้อน กำหนดค่า k อยู่ในช่วง $0.3 - 0.6$ ขึ้นอยู่กับความหนาแน่นของฉนวนที่หุ้มลวดและพื้นที่ช่องว่างระหว่างลวด

$$\text{หาค่า } \Delta I \text{ โดยที่ } \Delta I = 2(I_{\max} - I)$$

$$\text{หาค่า } \Delta B \text{ โดยที่ } \Delta B = \Delta I \times \Delta B_{\max} \text{ (สำหรับแกนเฟอร์ไรต์ } \Delta B_{\max} = 0.3T)$$

$$\text{หาค่า } B_{\max} \text{ โดยที่ } B_{\max} = \Delta B_{\max} - \frac{\Delta B}{2}$$

ขั้นตอนที่ 2 คำนวณหา A_p

$$A_p = \frac{LI_{peak} I_{rms}}{B_{\max} Jk} \quad (2.45)$$

โดยที่ L มีหน่วยเป็น Henry, I มีหน่วยเป็น Ampere, B มีหน่วยเป็น Tesla, J มีหน่วยเป็น A/m^2 และ A_p มีหน่วยเป็น mm^3 หรือ mm^4 (ตามขนาดของแกน)

ขั้นตอนที่ 3 เลือกขนาดของแกนเหล็กที่มี A_p ใกล้เคียงกับค่า A_p ที่ได้จากการคำนวณในขั้นตอนที่ 2

ขั้นตอนที่ 4 คำนวณจำนวนรอบของขดลวดจากสมการที่ (2.34)

$$N = \frac{LI_{peak}}{B_{max}S} \quad (2.46)$$

เมื่อ S มีหน่วยเป็น mm^2

ขั้นตอนที่ 5 คำนวณหาพื้นที่หน้าตัดของขดลวด

$$A_w = \frac{I_{rms}}{J} \quad (2.47)$$

คำนวณหาเส้นผ่านศูนย์กลางของขดลวด

$$d = \sqrt{\frac{4A_w}{\pi}} \quad (2.48)$$

เลือกใช้ลวดที่มีเส้นผ่านศูนย์กลางใกล้เคียงกันค่า d ที่คำนวณได้

ขั้นตอนที่ 6 ทดสอบว่าสามารถพันขดลวดลงใน W ได้หรือไม่ จากสมการที่ (2.44)

$$W = (N \times \text{พื้นที่หน้าตัดขดลวดที่ใช้จริง}) / k \quad (2.49)$$

ขั้นตอนที่ 7 คำนวณหาค่าความกว้างของ Air Gap (l_g)

$$l_g = \frac{\mu_0 N^2 S}{2L} \quad (2.50)$$

เมื่อพันขดลวดเสร็จแล้วทำการวัดค่า L ที่ได้ว่าตรงตามต้องการหรือไม่ถ้าไม่ได้ตามต้องการให้ปรับขนาดความกว้างของ Air Gap จนกระทั่งได้ค่า L ตามต้องการ สามารถเลือกลวดทองแดงได้จากตารางที่ 1

ตารางที่ 1 ข้อมูลเกี่ยวกับลวดทองแดง [48]

หมายเลข AWG	เส้นผ่าน ศูนย์กลาง (mm)	ความต้านทาน (75°) Ω /km	น้ำหนัก kg/km	จำนวนรอบต่อ cm
0	8.25	0.392	457	-
1	7.35	0.494	377	-
2	6.54	0.624	299	-
3	5.83	0.786	237	-
4	5.19	0.991	188	-
5	4.62	1.25	149	-
6	4.12	1.58	118	-
7	3.67	1.99	93.8	-
8	3.26	2.51	74.4	-
9	2.91	3.16	59.0	-
10	2.59	3.99	46.8	14
11	2.31	5.03	37.1	17
12	2.05	6.34	29.4	22
13	1.83	7.99	23.3	27
14	1.63	10.1	18.5	34
15	1.45	12.7	14.7	40
16	1.29	16.0	11.6	51
17	1.15	20.2	9.23	63
18	1.02	25.5	7.32	79
19	0.912	32.1	5.8	98
20	0.812	40.5	4.6	123
21	0.732	51.1	3.65	153
22	0.644	64.4	2.3	192
23	0.573	81.2	2.89	237
24	0.511	102	1.82	293
25	0.455	129	1.44	364
26	0.405	163	1.15	454
27	0.361	205	1.1	575
28	0.321	259	1.39	710
29	0.286	327	1.75	871
30	0.255	421	2.21	1090

2.5.4 เพาเวอร์มอสเฟต (Power Mosfet)

มอสเฟตหรือที่รู้จักกันในเพาเวอร์มอสเฟตสามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ไปจนถึงประมาณ 200 - 400 กิโลเฮิร์ตซ์ เวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น และการพัฒนาในปัจจุบันมีแนวโน้มจะทำให้เพาเวอร์มอสเฟตทำงานได้ที่ความถี่สูงขึ้นไปอีก ซึ่งจะเป็นผลดีในการลดขนาดของคอนเวอร์เตอร์ ในส่วนวงจรขับของเพาเวอร์มอสเฟตนั้นสามารถทำได้ง่ายโดยขับเพาเวอร์มอสเฟตได้จากไอซี TLP250 โดยตรง โครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะเป็นไปได้ทั้งในลักษณะ N-Channel และ P-Channel ขาของมอสเฟตประกอบด้วย 3 ขา คือ ขาเกต (Gate) ขาดเริน (Drain) และขาซอร์ส (Source)

กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน จะเป็นไปได้ 2 ลักษณะคือ กำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะและกำลังงานสูญเสียขณะนำกระแส เพาเวอร์มอสเฟตจะมีช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสสั้นมาก เพราะตามโครงสร้างของเพาเวอร์มอสเฟตจะไม่มีกระแสประจุเกิดขึ้นอย่างไรก็ตามเพาเวอร์มอสเฟตจะมีค่าความต้านทาน ขณะนำกระแสค่อนข้างสูงการสูญเสียกำลังขณะนำกระแสจึงสูงกว่าไบโพลาร์เพาเวอร์ทรานซิสเตอร์ ถึงแม้ว่าช่วงเวลาเริ่มนำกระแสและหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟตจะค่อนข้างสั้นแต่โดยทั่วไปเพาเวอร์มอสเฟตมักใช้งานที่ความถี่สูง การคิดค่ากำลังงานสูญเสียขณะทำงานจำเป็นต้องนำค่ากำลังงานสูญเสียขณะเปลี่ยนสถานะมาคิดด้วย และเนื่องจากช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแส (Turn off Time) กับช่วงเวลาเริ่มนำกระแส (Turn on Time) ของเพาเวอร์มอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกันจึงต้องนำมาคิดทั้งสองช่วงเวลา ดังนั้นกำลังงานสูญเสียของเพาเวอร์มอสเฟตขณะทำงาน P_D จะมีค่าเท่ากับ

$$P_D = P_{sw(on)} + P_{sw(off)} + P_c \quad (2.51)$$

$$P_{sw(on)} = \frac{0.5 I_{PK(on)} V_{in} t_r}{T} \quad (2.52)$$

$$P_{sw(off)} = \frac{0.5 I_{PK(off)} V_{in} t_f}{T} \quad (2.53)$$

$$P_c = I_{Drms}^2 \times R_{DS(on)} T_{(j)} \quad (2.54)$$

เมื่อ $P_{SW(on)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

$P_{SW(off)}$ คือ กำลังงานสูญเสียขณะเริ่มหยุดนำกระแส

P_c คือ กำลังงานสูญเสียขณะนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

$I_{PK(on)}$ คือ ค่ากระแสสูงสุดขณะเริ่มนำกระแส

I_{Drms} คือ ค่ากระแส rms

R_{DS} คือ ค่าความต้านทานระหว่างเดรนกับซอร์ส

- $T_{(j)}$ คือ อุณหภูมิรอยต่อสูงสุดขณะทำงานของเพาเวอร์มอสเฟต
 t_r คือ ช่วงเวลาเริ่มนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต
 t_f คือ ช่วงเวลาเริ่มหยุดนำกระแสของเพาเวอร์มอสเฟต

2.5.5 ชนิดและการเลือกใช้ไดโอด

เนื่องจากคอนเวอเตอร์จะมีค่าความถี่ในการทำงานของวงจรตั้งแต่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ขึ้นไป ไดโอดที่ใช้ในคอนเวอเตอร์จึงจำเป็นต้องมีคุณสมบัติดังนี้

- 1) มีแรงดันขณะนำกระแสต่ำ
- 2) มีช่วงเวลาในการคืนตัว (Reverse Recovery Time: trr) ที่สั้น
- 3) ทนกำลังไฟฟ้าได้สูง

ด้วยเหตุนี้ซิลิกอนไดโอดที่ใช้ในวงจรเรียงกระแสทั่วไปจึงไม่สามารถนำมาใช้ กับวงจรคอนเวอเตอร์ได้ เนื่องจากมีช่วงเวลาคืนตัวที่มาก กำลังสูญเสียในรูปความร้อนจะเกิดขึ้นสูงและมีประสิทธิภาพที่ต่ำโดยไดโอดที่ใช้ในวงจรคอนเวอเตอร์จะเลือกใช้ใน 3 ชนิดดังต่อไปนี้

- 1) ฟาสต์ - รีคัฟเวอรีไดโอด (Fast Recovery Diode)
- 2) อัลตราฟาสต์ - รีคัฟเวอรีไดโอด (Ultra Fast Recovery Diode)
- 3) ซอตต์กีไดโอด (Schottky Diode)

ฟาสต์ - รีคัฟเวอรีไดโอดมีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 200 – 750 นาโนวินาที ซึ่งสั้นกว่าซิลิกอนไดโอดมากมีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ ส่วนอัลตราฟาสต์ - รีคัฟเวอรีไดโอด มีช่วงเวลาคืนตัวประมาณ 25 – 100 นาโนวินาที มีอัตราทนแรงดันไบอัสกลับได้สูงถึง 1000 โวลต์ แรงดันตกคร่อมขณะที่นำกระแสของไดโอดทั้งสองชนิดมีค่าอยู่ในช่วงเดียวกันคือ ประมาณ 0.6 ถึง 1.5 โวลต์

2.5.6 การเลือกตัวเก็บประจุในวงจรกำลังของวงจรทบแรงดันดีซีบูตตีคอนเวอเตอร์แบบขนาน

ในวงจรกำลังของวงจรทบแรงดันดีซีบูตตีคอนเวอเตอร์แบบขนาน ตัวเก็บประจุกำลังมีหน้าที่เก็บพลังงานในรูปของประจุไฟฟ้า และทำการจ่ายแรงดันด้านออกหรือคายประจุไฟฟ้าเมื่อมอสเฟตอยู่ในช่วงเวลา นำกระแส และเก็บประจุเมื่ออยู่ในช่วงเวลา ไม่นำกระแส จะต้องเลือกตัวเก็บประจุที่สามารถทนแรงดันได้เท่ากับแรงดันทางด้านออกหากเลือกตัวเก็บประจุที่มีขนาดใหญ่จะช่วยให้ส่วนของการลดแรงดันกระแสเพื่อมทางด้านออกลดลง

ตัวเก็บประจุในวงจรกำลังหากพิจารณาในโหมดกระแสต่อเนื่องของวงจรทบแรงดัน ดีซีบูตตีคอนเวอเตอร์ค่าของตัวเก็บประจุพิจารณาได้จากสมการที่ (2.43) แรงดันกระแสเพื่อมทางด้านออก

(ΔV_o) และ กระแสต้านออก (I_o) ที่ใช้งาน ค่าความถี่สูงสุดที่ใช้งาน ความถี่ในการสับสวิตช์ของคอนเวอร์เตอร์ (f) ดังสมการจะใช้คำนวณหาตัวเก็บประจุที่จะใช้งาน

$$C = \frac{I_{O(\max)} D_{(\max)}}{f \Delta V_o} \quad (2.55)$$

ค่าความต้านทานสมมูลอนุกรมของตัวเก็บประจุ (Equivalent Series Resistance: ESR) หาได้จาก

$$ESR = \frac{\Delta V_o}{\left[\frac{I_{O(\max)}}{1 - D_{(\max)}} + \frac{\Delta I_L}{2} \right]} \quad (2.56)$$

2.6 ทฤษฎีพื้นฐานเกี่ยวกับการสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ (Pulse Width Modulates, PWM)

ในการควบคุมระดับแรงดันให้คงที่ของแหล่งจ่ายไฟสวิตชิง โดยทั่วไปจะใช้เทคนิคการสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ ซึ่งเป็นการควบคุมโดยเปลี่ยนแปลงช่วงเวลาที่อยู่กรณสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์ เช่นทรานซิสเตอร์ มอสเฟต หรืออื่น ๆ นั้นนำกระแส เป็นผลให้เกิดการควบคุมแรงดันที่ต้านออกให้ได้ค่าที่ต้องการ ซึ่งข้อดีของการควบคุมแรงดันแบบสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ คือ สามารถรักษาระดับแรงดันให้มีความคงที่สูงเพราะมีการป้อนกลับระดับแรงดันจากต้านออกมาใช้ในการควบคุมด้วย รวมทั้งทำให้เกิดความสูญเสียกำลังงานในการควบคุมแรงดันต่ำส่งผลให้มีเสถียรภาพต่อการเปลี่ยนแปลงของอุณหภูมิขณะใช้งานสูง

ลักษณะการทำงานของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์โดยทั่วไปมีอยู่ 3 ลักษณะ คือ

- 1) เปลี่ยนแปลงทั้งความถี่และความกว้างของพัลส์ (Variation of Both Frequency and Pulswidth)
- 2) เปลี่ยนแปลงความถี่โดยความกว้างของพัลส์คงที่ (Constant Pulse Width with Variable Frequency)
- 3) เปลี่ยนแปลงความกว้างของพัลส์โดยความถี่คงที่ (Constant Frequency with Variable Pulse Width)

การทำงานทั้ง 3 ลักษณะนี้ มีข้อดีและข้อเสียที่ต่างกันไป การทำงานในลักษณะที่ 2 และลักษณะที่ 3 จะดีกว่าการทำงานในลักษณะที่ 1 เนื่องจากสามารถกำหนดความถี่หรือช่วงเวลาที่จะทำให้สวิตชิงเรกกูเรเตอร์ทำงานได้อย่างมีประสิทธิภาพสูงสุดได้ แต่แบบที่ 1 นั้นความถี่และความกว้างของสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์กำหนดขึ้นเองจากวงจรจึงอาจจะไม่ใช่ความถี่ที่เหมาะสมที่สุดสำหรับการทำงานก็ได้ ดังนั้นวงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ส่วนใหญ่จึงใช้การทำงานใน

ลักษณะที่ 2 หรือลักษณะที่ 3 เป็นส่วนใหญ่ในปัจจุบันวงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ได้ถูกพัฒนาให้เป็นวงจรสำเร็จรูปในไอซีตัวเดียวเหมาะสำหรับใช้งานในด้านแหล่งจ่ายไฟตรงโดยเฉพาะ ซึ่งการใช้งานของไอซีเหล่านี้สามารถใช้งานได้ง่าย โดยต่ออุปกรณ์เพิ่มเติมภายนอกเพียงเล็กน้อย เพื่อใช้เป็นตัวกำหนดจุดทำงานของการสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์นั้น ๆ เพื่อให้การทำงานของแหล่งจ่ายไฟตรงสวิตชิ่งมีความสมบูรณ์มากขึ้น อาจจะมีการเพิ่มเติมนวจรสำหรับระบบต่าง ๆ เช่น วงจรเปรียบเทียบสำหรับป้องกันกระแสหรือแรงดันเกิน



บทที่ 3

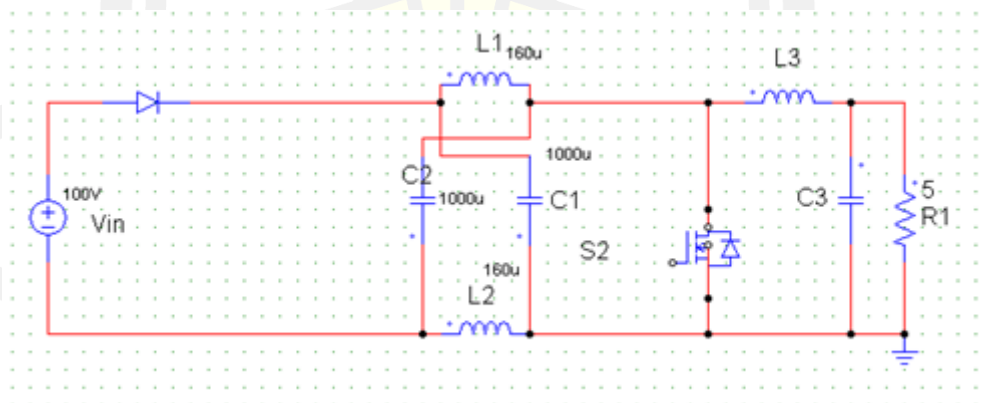
วิธีดำเนินการวิจัย

รายละเอียดเกี่ยวกับหลักการและความรู้ที่จำเป็นสำหรับการดำเนินการวิจัยได้อธิบายไปแล้วในบทที่ 2 ในบทนี้จะเป็นการนำหลักการและความรู้ดังกล่าวมาประยุกต์ใช้ในการดำเนินการวิจัยในครั้งนี้ให้สามารถบรรลุวัตถุประสงค์ที่ได้นำเสนอไปแล้วในบทที่ 1 โดยในบทนี้มีรายละเอียด ได้แก่ โครงสร้างวงจรที่นำเสนอ หลักการทำงาน การคำนวณค่าและคุณสมบัติอุปกรณ์ในวงจร และ ขั้นตอนการทดลองและแผนสำหรับวิธีการเก็บผลการทดลอง โดยมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

3.1 โครงสร้างวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์

สำหรับวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์มีลักษณะของวงจรดังแสดงในภาพประกอบที่ 23 ซึ่งในวงจรนั้นจะประกอบไปด้วยส่วนของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์จะมีตัวเหนี่ยวนำสองตัว และตัวเก็บประจุสองตัว(แสดงวิธีคำนวณในหัวข้อที่ 3.3) ส่วนของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์นั้นจะประกอบด้วยสวิตช์สองตัว(ดูหัวข้อ 3.3)และตัวเก็บประจุที่คร่อมสวิตช์

ส่วนแรงดันอินพุตนั้นจะเป็นแหล่งจ่ายไฟตรงขนาด 100 โวลต์ และโหลดจะเป็นความต้านทานขนาด 5 โอห์ม



ภาพประกอบ 23 วงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ใช้ในการทดลอง

3.2 หลักการทำงานของวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์กลาง

สำหรับหลักการทำงานของวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์กลางนั้น ความมุ่งหมายของผู้วิจัยนั้นต้องการให้แรงดันขาออกมีระดับเป็น 3 เท่าของแรงดันด้านเข้า และต้องการให้การสูญเสียในสวิตช์มีค่าต่ำที่สุดโดยที่วงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์กลางนั้นจะต้องไม่มีผลกระทบกับอัตราขยายแรงดันของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์หรือถ้ามีผลกระทบผู้วิจัยก็จะทำการวิเคราะห์และสรุปในบทที่ 5 ของงานวิจัยครั้งนี้

หลักการทำงานของวงจรจะเริ่มจากการปิดวงจร (นำกระแส) ของสวิตช์ S2 และวงจรอิมพีแดนซ์ (LC impedance circuit) กล่าวคือ เมื่อสวิตช์ S2 ปิด ระบบแหล่งจ่ายและระบบโหลดจะถูกแยกออกจากกัน (Shoot-through state) ระบบแหล่งจ่ายจะป้อนพลังงานให้กับวงจรอิมพีแดนซ์ ทำให้ระดับแรงดันภายในวงจรอิมพีแดนซ์สูงขึ้นโดยมีอัตราการเพิ่มขึ้นขึ้นอยู่กับค่าของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในวงจร เมื่อสวิตช์ S2 เปิดวงจร (หยุดนำกระแส) จะได้ว่า แรงดันของแหล่งจ่ายบวกกับแรงดันตกคร่อมภายในวงจรอิมพีแดนซ์จะส่งผลให้แรงดันปรากฏด้านขาออกของวงจรมีค่าสูงขึ้นซึ่งขึ้นอยู่กับ รอบการทำงาน (Duty cycle; D) ของสวิตช์ S2 ซึ่งแสดงได้ดังสมการ (1.1)

3.3 การคำนวณค่าและคุณสมบัติอุปกรณ์ในวงจร

3.3.1 การออกแบบและสร้างวงจรคอนเวอร์เตอร์

จากการศึกษาข้อมูลรวมถึงทฤษฎีต่างๆ ที่เกี่ยวข้องในการสร้างชุดวงจร Z Source Converter

3.3.1.1 การออกแบบวงจรอิมพีแดนซ์

ส่วนประกอบของวงจรอิมพีแดนซ์มีส่วนประกอบคือ ตัวเหนี่ยวนำ 2 ตัว คือ L_1 และ L_2 ตัวเก็บประจุ 2 ตัว คือ C_1 และ C_2 ซึ่งมีวิธีการออกแบบดังต่อไปนี้

3.3.1.1.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

การออกแบบวงจรอิมพีแดนซ์ควรออกแบบที่แรงดัน V_{pv} ต่ำสุดเพื่อให้ค่าตัวประกอบการบูสต์ B สูงสุดเมื่อไม่มีการบูสต์ (Non shoot through) แรงดันของตัวเก็บประจุของวงจรอิมพีแดนซ์จะเท่ากับแรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์ส่วนแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเป็นศูนย์กลาง จนเมื่อมีการบูสต์ (Shoot through) กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าสูงขึ้น และแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำจะเท่ากับแรงดันที่ตัวเก็บประจุจนสิ้นสุดการบูสต์ เมื่อสิ้นสุดการบูสต์กระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำจะ

ลดลง และแรงดันที่ตัวเหนี่ยวนำจะไม่เท่ากับที่ตัวเก็บประจุ ซึ่งสามารถคำนวณกระแสเฉลี่ย I_{L_avg} ที่ตัวเหนี่ยวนำได้จากสมการ

$$I_{L_avg} = \frac{P_{inc}}{V_{PV}} \quad (3.1)$$

โดยที่ P_{inc} คือกำลังคอนเวอร์เตอร์

V_{PV} คือแรงดันไฟฟ้าอินพุต

ดังนั้นจะสามารถคำนวณกระแสเฉลี่ยที่ $P_{inc} = 1 \text{ kW}$ และ $V_{PV} = 100 \text{ V}$

$$I_{L_avg} = \frac{1000}{100} = 10 \text{ A}$$

ในการออกแบบกำหนดให้กระแสกระเพื่อมที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ 60 % ดังนั้นจะสามารถหาค่ากระแสสูงสุด และกระแสต่ำสุดที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ พร้อมทั้งกระแสกระเพื่อมได้เท่ากับ

$$I_{L,max} = I_L + I_L \cdot 30\% \quad (3.2)$$

$$I_{L,min} = I_L - I_L \cdot 30\% \quad (3.3)$$

$$\Delta I = I_{L,max} - I_{L,min} \quad (3.4)$$

โดยที่ $I_{L,max}$ คือกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำสูงสุด

$I_{L,min}$ คือกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำต่ำสุด

ΔI_L คือกระแสกระเพื่อม

ดังนั้นจะสามารถหาค่ากระแสกระเพื่อมได้ดังนี้

$$I_{L,max} = 10 + 3 = 13 \text{ A}$$

$$I_{L,min} = 10 - 3 = 7 \text{ A}$$

$$\Delta I = 13 - 7 = 6 \text{ A}$$

เมื่อเกิดการลัดวงจรแรงดันที่ตัวเก็บประจุจะมีค่าเท่ากับ

$$U_C = \frac{V_{max} + V_{min}}{2} \quad (3.5)$$

โดยที่ V_{max} คือ แรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์สูงสุด

V_{min} คือ แรงดันอินพุตของคอนเวอร์เตอร์ต่ำสุด

เพราะฉะนั้นจะสามารถหาค่าของตัวเหนี่ยวนำได้ดังนี้

$$L = \frac{T_{sh} + U_C}{\Delta I_L} \quad (3.6)$$

ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่า L ได้ดังนี้

$$L = \frac{5.16 \times 175}{6} = 150.5 \mu H$$

ดังนั้นสรุปได้ว่าค่าตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรอิมพีแดนซ์ $L_1 = L_2 = 160 \mu H$ ซึ่งส่วนนี้อ้างอิงจาก [26] โดยตัวเหนี่ยวนำสามารถสร้างได้จากค่าที่คำนวณได้ โดยเลือกใช้แกนทอรรอยด์ชนิดผงเหล็กอัด เพราะจะให้ค่าของความเหนี่ยวนำต่อพื้นที่ใช้งานสูงสุด และมีค่าอัตราระหว่างพื้นที่ต่อปริมาตรในการแพร่กระจายความร้อนดีที่สุด นอกจากนี้การออกแบบด้วยแกนเทอร์รอยด์มีข้อดีคือลักษณะของแกนจะมีการซีลด์สนามแม่เหล็กด้วยตนเองซึ่งมีผลอย่างยิ่งในการช่วยลดผลของสนามแม่เหล็กที่ออกมา รบกวนภายนอก และยังมีผลของฟลักซ์รั่วไหลต่ำ

3.3.1.1.2 การออกแบบตัวเก็บประจุ

ตัวเก็บประจุในวงจรอิมพีแดนซ์ C_1, C_2 มีไว้เพื่อลดกระแสกระเพื่อม และรักษาระดับแรงดันให้คงที่ เนื่องจากระหว่าง Shoot through ตัวเก็บประจุจะชาร์จประจุให้กับตัวเหนี่ยวนำซึ่งกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุจะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ ดังนั้นสามารถคำนวณหาค่า C ได้ดังนี้

$$C = \frac{I_{L,avg} \times T_{sh}}{U_C} \quad (3.7)$$

$$C = \frac{6 \times 5.16}{175 \times 0.03} = 5.89 \mu F$$

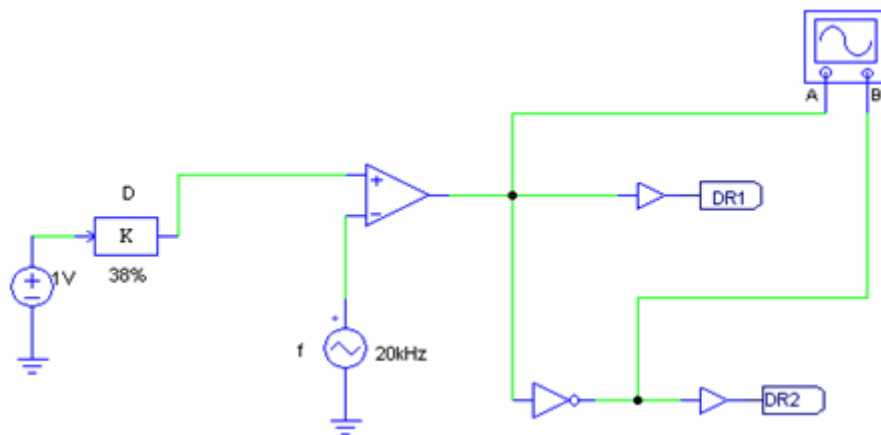
ค่าตัวเก็บประจุที่คำนวณได้ค่อนข้างต่ำดังนั้นในงานวิจัยนี้จะเลือกค่าตัวเก็บประจุตาม [26] ซึ่งมีค่า $C_1 = C_2 = 1000 \mu F$ เลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิด Film capacitors เพราะค่าตัวเก็บประจุชนิดนี้มีขนาดเล็กกว่าตัวเก็บประจุชนิด Electrolytic ที่ค่าความจุเท่ากันและประสิทธิภาพในการลดกระแสกระเพื่อมได้ดีกว่า ซึ่งตัวเก็บประจุที่เลือกใช้มีพิกัด $1000 \mu F / 600V$

3.4 การเลือกอุปกรณ์สวิตซ์

อุปกรณ์สวิตซ์ในวงจรทอนแรงดัน-ทบแรงดันดีซีบูตัสติคอนเวอร์เตอร์ควรเลือกอุปกรณ์ที่สามารถทำงานได้ดีที่ความถี่สูงเวลาในการเปลี่ยนสถานะค่อนข้างสั้น ในโครงงานนี้ได้เลือกใช้เพาเวอร์ MOSFET ทำหน้าที่เป็นอุปกรณ์สวิตซ์ เวลาในการสับสวิตซ์อยู่ในช่วงนาโนวินาที และในวงจรขับเพาเวอร์ MOSFET นั้นสามารถทำได้ง่ายเพราะควบคุมด้วยแรงดันและกระแสด้านเข้าค่าต่ำ ๆ เท่านั้น

โดยได้เลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟต เบอร์ IRF3205 ของบริษัท International Rectifier ซึ่งมีคุณลักษณะสมบัติต่าง ๆ ที่สำคัญดังนี้ ความต้านทานระหว่างขาเดรนและซอร์ส ขณะนำกระแส $R_{DS(on)} = 0.008$ โอห์ม ซึ่งมีค่าต่ำมาก แรงดันตกคร่อมระหว่างขาเดรนและขาซอร์ส (V_{DS}) ที่ทนได้ 55 โวลต์ กระแสเดรน (I_D) สูงสุดที่สามารถไหลผ่านได้ 110 แอมแปร์

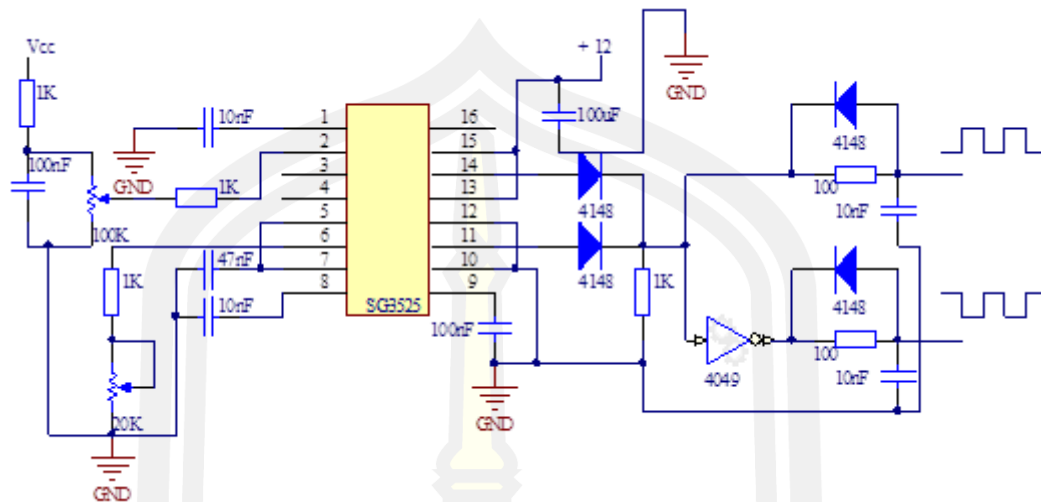
3.5 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุม



ภาพประกอบ 24 วงจรชุดควบคุม

วงจรชุดควบคุมดังภาพประกอบที่ 24 จะเป็นชุดที่สร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ ความถี่ขึ้นๆมาเพื่อใช้ในการขับสวิตช์เพาเวอร์มอสเฟตทั้งสองตัว โดยสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ จะใช้งานที่ความถี่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ซึ่งเป็นความถี่ที่มีความเหมาะสมกับการใช้งาน และสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ความถี่สามารถปรับดิ้วที่ไซเคิลได้ตั้งแต่ 0 – 100 เปอร์เซ็นต์ ตามความต้องการในการใช้งาน ส่วนสัญญาณที่ใช้ในการสวิตช์จะใช้สัญญาณจำนวนสองชุด โดยจะได้สัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์สัญญาณแรกจากไอซีสร้างสัญญาณ แล้วจึงนำสัญญาณดังกล่าวมาผ่านไอซีนี้ोटเกตก็ จะได้สัญญาณในเฟสตรงกันข้ามกับสัญญาณที่มีในตอนแรก แล้วจึงนำสัญญาณทั้งสองสัญญาณไปทำการขับสวิตช์เพาเวอร์มอสเฟตให้ทำงานต่อไป

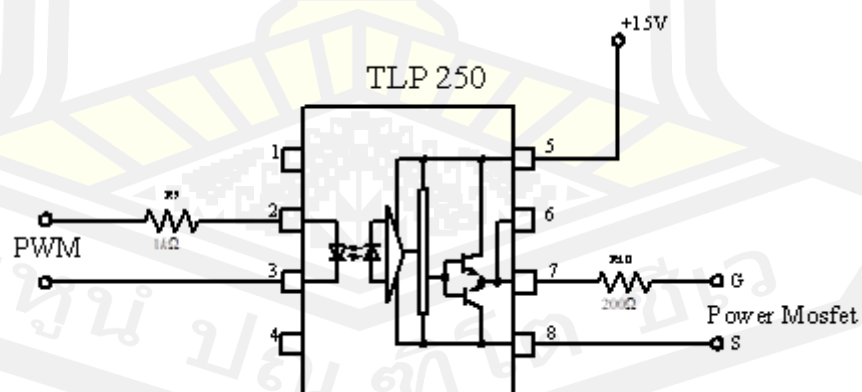
3.5.1 วงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ความถี่



ภาพประกอบ 25 วงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ความถี่โดยใช้ไอซีเบอร์ SG3525

เพื่อความสะดวกและให้วงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ความถี่มีขนาดเล็กจึงใช้ไอซีสำเร็จรูป SG3525 ขนาด 16 ขา ดังแสดงวงจรสร้างสัญญาณมอดูเลตความกว้างพัลส์ความถี่ไว้ในภาพประกอบที่ 25 โดยวงจรสามารถปรับความถี่ได้จากตัวต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 6 และสามารถปรับ ดิวตี้ไซเคิล ได้จากตัวต้านทานปรับค่าได้ที่ขา 2 โดยในที่นี้จะใช้ความถี่คงที่ที่ 20 กิโลเฮิร์ตซ์ ส่วนดิ้วตี้ไซเคิล จะสามารถปรับได้ตามความเหมาะสมจากการควบคุมแรงดันไฟฟ้าที่ ดีซีบีส 5 โวลต์

3.5.2 วงจรขับนำเกตด้วยไอซี TLP250



ภาพประกอบ 26 วงจรขับนำเกตด้วยไอซีเบอร์ TLP250

เพื่อความสะดวกและให้วงจรขับมีขนาดเล็กจึงใช้ไอซีสำเร็จรูป TLP250 ขนาด 8 ขาดังแสดงวงจรขับเกตไว้ในภาพที่ 26 จากวงจรสัญญาณด้านเข้าเป็นสัญญาณที่ถูกส่งมาจากวงจรสร้างสัญญาณ

มอดูเลตความกว้างพัลส์ความถี่มีขนาดแรงดัน 0 โวลต์ ถึง 5 โวลต์ โดยจะรับสัญญาณด้านเข้าผ่านขา 2 และขา 3 เพื่อที่จะทำการไบอัสให้แก่ไดโอดเปล่งแสงที่อยู่ระหว่างขา 2 และขา 3 ทางด้านเข้า โดยจะต่อผ่านความต้านทาน 1 กิโลโอห์ม เพื่อให้มีกระแสไหลผ่านไปยังไดโอดเปล่งแสงไม่สูงเกินไปจนเกิดความเสียหาย ส่วนทางด้านออกกำหนดให้แรงดันมีขนาดเท่ากับ 15 โวลต์ โดยรับแรงดันจากแหล่งจ่ายไฟจากชุดวงจรจ่ายไฟเลี้ยง

3.5.3 วงจรเดดไทม์ (Dead Time Circuit)

ทำหน้าที่ในการหน่วงสัญญาณคำสั่งสวิตช์ เพื่อป้องกันไม่ให้ซัดสวิตช์ทั้ง 2 ตัวในแต่ละเฟสทำงานพร้อมกัน โดยสัญญาณคำสั่งสวิตช์จะถูกหน่วงด้วยตัวต้านทานและตัวเก็บประจุในขอบขาขึ้น เพื่อป้องกันไม่ให้เกิดการลัดวงจรของสวิตช์ทั้ง 2 ซัด และเมื่อสัญญาณด้านเข้าเป็น 1 หลังจากผ่านน็อตเกตก็จะกลายเป็น 0 ตัวเก็บประจุซึ่งมีแรงดันสูงอยู่จะคายประจุผ่านตัวต้านทาน เมื่อระดับแรงดันที่ตัวเก็บประจุต่ำถึงระดับที่น็อตเกตมองเป็น 0 สัญญาณด้านออกเป็น 1 ช่วงนี้จะไม่มีการหน่วงเวลา เพราะกระแสไหลผ่านไดโอดมาประจุที่ตัวเก็บประจุแล้วเต็มทันที ทำให้ด้านออกของน็อตเกตอีกตัวเป็น 0 การปรับค่าความต้านทานจะทำให้ระยะเวลาเปลี่ยนไป โดยในงานวิจัยนี้จะใช้ค่าเดดไทม์ที่ 1 ไมโครวินาที ใช้ตัวต้านทานขนาด 10 โอห์ม กับตัวเก็บประจุขนาด 100 นาโนฟารัด

3.6 ขั้นตอนการทดลองและแผนสำหรับวิธีการเก็บผลการทดลอง

สำหรับขั้นตอนในการทดลองและการเก็บผลการทดลองนั้นจะมีขั้นตอนดังนี้

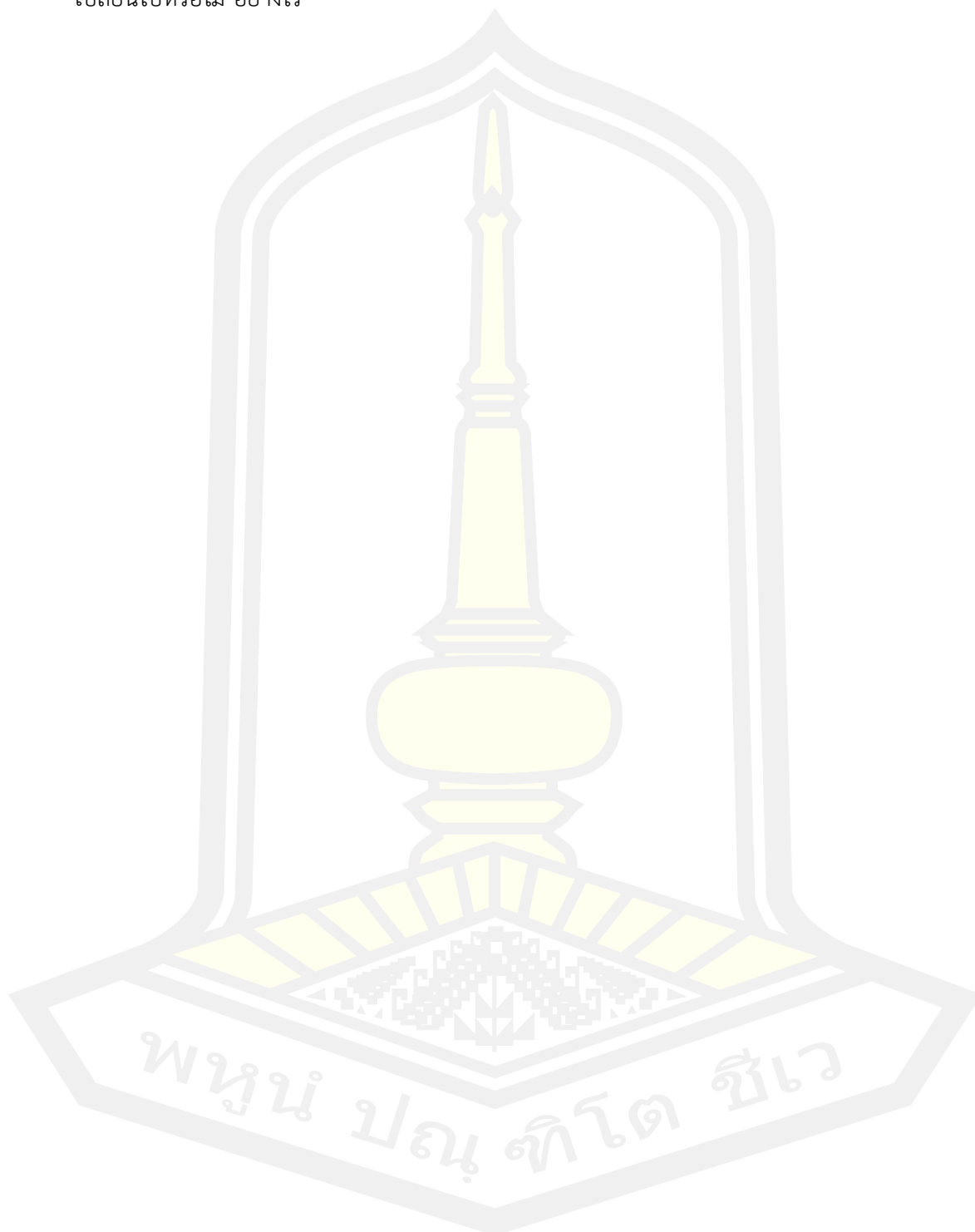
1. การเก็บข้อมูลผลการทดสอบการทำงานโดยจะทำการจำลองการทำงานของวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ได้ออกแบบเพื่อดูพฤติกรรมของวงจรและดูอัตราขยายของวงจร โดยการปรับค่าตัวเหนี่ยวนำ ค่าตัวเก็บประจุ และค่าตัวที่ไซเคิลของวงจรซึ่งจะจำลองการทำงานโดยโปรแกรม P Sim เวอร์ชัน 9.0.2 เมื่อได้วงจรจากการจำลองการทำงานแล้วจะทำการทดลองจริงและเก็บผลการทดลอง

2. การเก็บข้อมูลผลการทดสอบการทำงานโดยจะทำการจำลองการทำงานของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ที่ได้ออกแบบเพื่อดูพฤติกรรมของวงจรซึ่งจะจำลองการทำงานโดยโปรแกรม P Sim เวอร์ชัน 9.0.2 เมื่อได้วงจรจากการจำลองการทำงานแล้วจะทำการทดลองจริงและเก็บผลการทดลอง

3. นำผลจากข้อ 2 เพื่อวิเคราะห์เรื่องกำลังการสูญเสีย

4. นำวงจรทั้งสองวงจรมาต่อรวมกันคือวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์และวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ แล้วทำการสังเกตและทดสอบวงจรโดยดูผลกระทบของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์

ศูนย์ เมื่อมาต่อร่วมกับวงจรทบแรงดันแบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์แล้วอัตราขยายแรงดันของวงจร
เปลี่ยนไปหรือไม่ อย่างไร



บทที่ 4

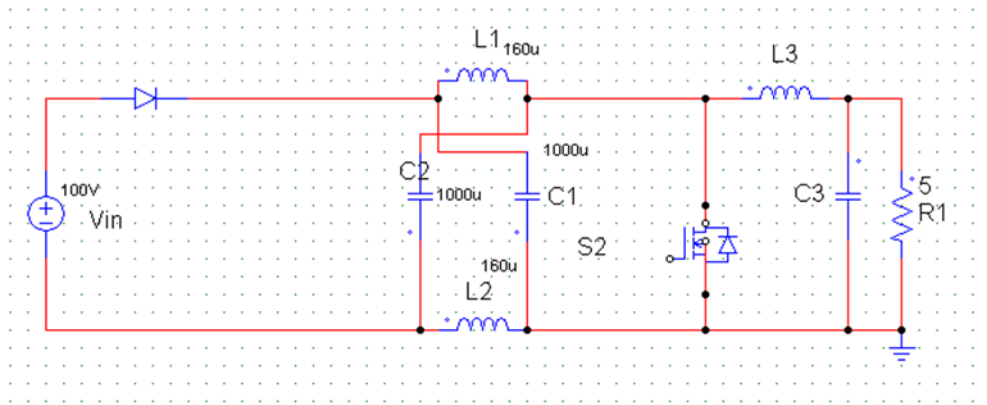
ผลการทดลอง

ในบทที่ผ่านมาได้กล่าวถึงการออกแบบวงจรและการคำนวณค่าต่างๆในวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์และวงจรแรงดันเป็นศูนย์ส่วนในบทที่ 4 นี้จะเป็นผลการทดลองของงานวิจัยซึ่งจะประกอบไปด้วยผลการจำลองการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ ผลการจำลองการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ และผลการจำลองการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ที่มีการปรับค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ (L_4, C_4) รวมทั้งการคำนวณหาค่ากำลังสูญเสียของสวิตช์ ซึ่งมีรายละเอียดดังต่อไปนี้

4.1. ผลการจำลองการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์

4.1.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ไม่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์

ภาพประกอบ 27 แสดงวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ (Z Source Converter) ที่ยังไม่มีมีการเชื่อมต่อกับวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ (Zero Voltage Switching Circuit) ซึ่งในการทดลองนี้วงจรประกอบด้วย แรงดันอินพุต 100 โวลต์ $L_1 = L_2 = 160 \mu H$ $C_1 = C_2 = 1000 \mu F$ ส่วน $L_3 = 20 \mu H$ $C_3 = 100 \mu F$ ซึ่งเป็นวงจรกรองแรงดันทางด้านเอาต์พุตสำหรับลักษณะของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์นั้น การที่จะทำให้แรงดันทางด้านขาออกมีแรงดันที่มากขึ้นนั้นสามารถทำได้โดยการปรับดิวตีไซเคิล (Duty cycle; D) ของสวิตช์ ซึ่งในการทดลองนี้จะมีการปรับค่าดิวตีไซเคิล (Duty cycle) ดังตาราง 4.1 และผลการทดลองสัญญาณแสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) และกระแสยอด (I_{peak}) ที่ตกคร่อมและไหลผ่านสวิตช์สำหรับค่า D ระหว่าง 0.1- 0.4 ได้ผลการทดลองดังภาพประกอบในภาคผนวก ก (ก.1 – ก.12) ซึ่งข้อมูลจากภาพประกอบดังกล่าว สามารถบันทึกค่า duty cycle ค่าแรงดันขาเข้า ค่ายอดแรงดัน ค่ายอดกระแส ค่าระลอกคลื่นแรงดัน ค่าระลอกคลื่นกระแส และ ค่าอัตราขยายแรงดัน ได้ดังแสดงในตาราง 27 และแสดงในรูปแบบกราฟในภาพประกอบ 28 - 32 ตามลำดับ

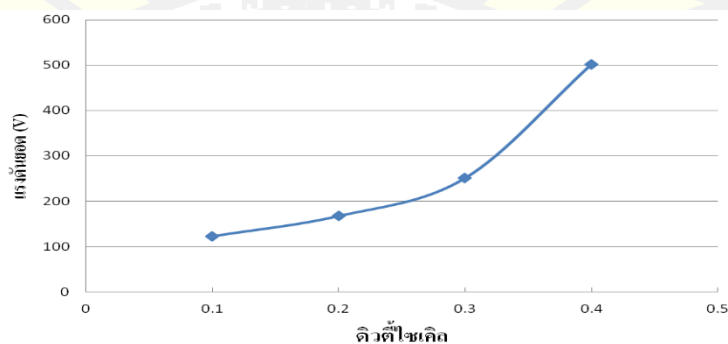


ภาพประกอบ 27 แสดงวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ไม่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์

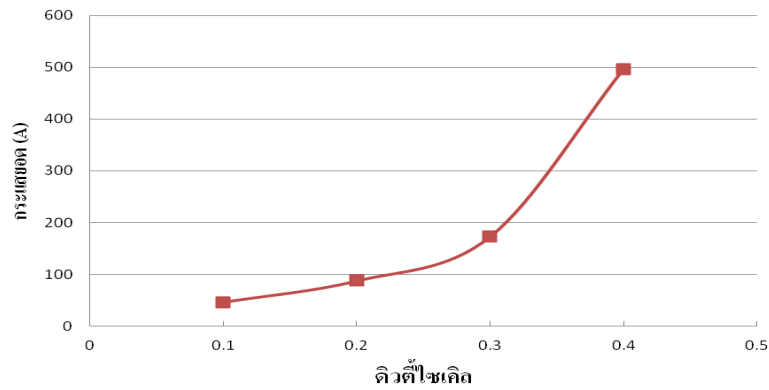
ตารางที่ 2 แสดงค่าระดับแรงดันและกระแส ค่าระลอกคลื่นแรงดันและกระแส และอัตราขยายแรงดันของวงจรอิมพีแดนซ์ที่ค่า ดิวตี้ไซเคิลระหว่าง 0.1 0.2 0.3 และ 0.4

Duty cycle	Vin (V)	Vpeak (V)	Ipeak (A)	Vripple(%)	Iripple(%)	Vgain
0.1	100	122.5	46.4	1.6	124.03	1.13
0.2	100	167.3	87.6	3.12	240.13	1.33
0.3	100	250.9	172.6	4.73	305.85	1.75
0.4	100	502.2	495.5	6.32	338.54	2.98

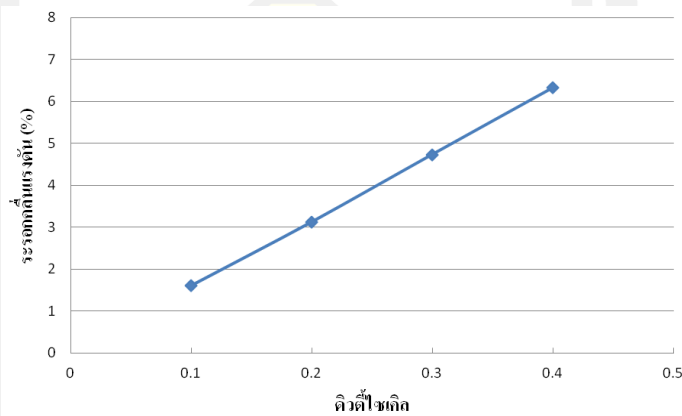
ค่าที่ได้จากการตรวจวัดที่แสดงในตาราง 2 สามารถแสดงความสัมพันธ์ระหว่างการปรับค่าดิวตี้ไซเคิลกับแรงดันยอด (Vpeak) กระแสยอด (Ipeak) ระลอกคลื่นแรงดัน (Vripple) ระลอกคลื่นกระแส (Iripple) และอัตราขยายแรงดัน (Vgain) ได้ดังในภาพประกอบ 28, 29, 30, 31 และ 32 ตามลำดับ



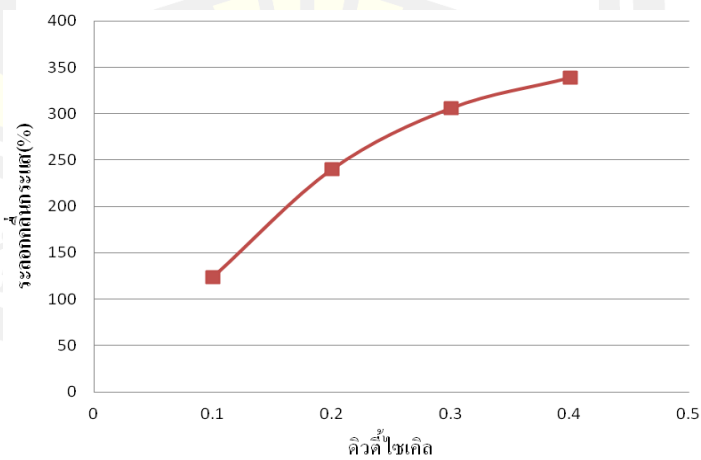
ภาพประกอบ 28 แสดงกราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันยอด (Vpeak) ที่ตกคร่อมสวิตช์ ในขณะที่วงจรทำงานที่ค่า D=0.1, 0.2, 0.3 และ 0.4



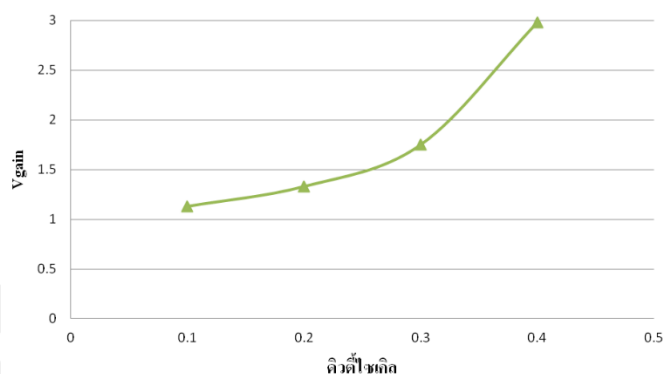
ภาพประกอบ 29 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างกระแสยอด (I_{peak}) ที่ไหลผ่านสวิตช์ ในขณะที่วงจรทำงานที่ค่า $D=0.1, 0.2, 0.3$ และ 0.4



ภาพประกอบ 30 แสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ค่า $D=0.1, 0.2, 0.3$ และ 0.4



ภาพประกอบ 31 แสดงค่า ระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก (Iripple) ที่ค่า $D=0.1, 0.2, 0.3, 0.4$



ภาพประกอบ 32 แสดงค่า Vgain ที่ค่า D=0.1, 0.2, 0.3 และ 0.4

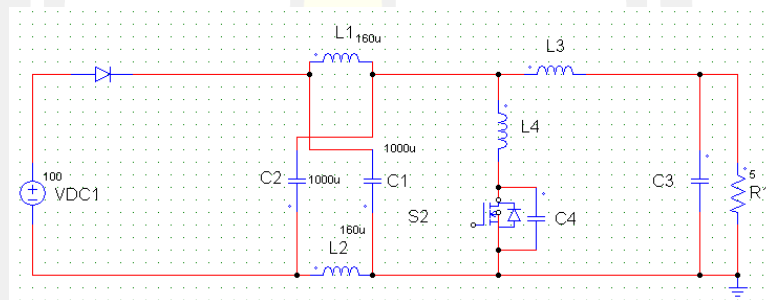
จากกราฟที่แสดงในภาพประกอบ 28 - 32 สามารถสรุปได้ดังนี้

- 1) ค่าแรงดันยอด (Vpeak) มีค่าเพิ่มสูงขึ้นอย่างรวดเร็วจาก 122.5 V เป็น 502.02 V เมื่อ duty cycle เปลี่ยนจาก 0.1 เป็น 0.4 ซึ่งแรงดันยอดนี้เป็นแรงดันตกคร่อมสวิตช์ ถ้ามีค่าสูงจะมีแนวโน้มทำให้สวิตช์เสียหายหรือมีอายุการใช้งานสั้นลง ดังนั้นการทำงานที่ duty cycle ต่ำจึงลดความเสียหายหรือยืดอายุการใช้งานสวิตช์ได้ดีกว่า
- 2) ค่ากระแสยอด (Ipeak) มีค่าเพิ่มสูงขึ้นอย่างรวดเร็วเช่นเดียวกับค่าแรงดันยอด (Vpeak) จาก 46.4 A เป็น 496.5 A เมื่อ duty cycle เปลี่ยนจาก 0.1 เป็น 0.4 ซึ่งกระแสยอดนี้เป็นกระแสไหลผ่านสวิตช์ ถ้ามีค่าสูงจะมีแนวโน้มทำให้สวิตช์มีกำลังสูญเสียสูง (Conduction loss) ดังนั้นการทำงานที่ duty cycle ต่ำจึงมีกำลังสูญเสียต่ำกว่าที่ duty cycle ค่าสูง
- 3) ค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) มีค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 1.6% เป็น 6.32% เมื่อค่า duty cycle เปลี่ยนจาก 0.1 เป็น 0.4 ซึ่งการที่ค่าระลอกคลื่นมีค่าสูงแสดงว่าคุณภาพของสัญญาณไม่ดี ดังนั้นการที่วงจรทำงานที่ duty cycle สูงจะให้คุณภาพสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขาออกที่ต่ำกว่า
- 4) ค่าระลอกคลื่นของกระแสด้านขาออก (Iripple) มีค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 124.03% เป็น 338.54% เมื่อค่า duty cycle เปลี่ยนจาก 0.1 เป็น 0.4 ซึ่งการที่ค่าระลอกคลื่นมีค่าเปอร์เซ็นต์สูงแสดงว่าคุณภาพของสัญญาณไม่ดี ดังนั้นการที่วงจรทำงานที่ duty cycle สูงจะให้คุณภาพสัญญาณกระแสไฟฟ้ากระแสตรงขาออกที่ต่ำกว่า
- 5) ค่าอัตราขยาย (Vgain) จะเพิ่มสูงขึ้น จาก 1.13 ถึง 2.98 ตามค่า duty cycle ที่สูงขึ้นจาก 0.1 เป็น 0.4 ซึ่งโดยหลักการแล้ววงจรที่มีอัตราการขยายแรงดันยิ่งมีค่าสูงยิ่งดี ดังนั้น การทำงานของวงจรนี้ที่ duty cycle ค่าสูงก็จะยิ่งให้ผลดีด้านอัตราการขยาย

แรงดันด้วย อย่างไรก็ตาม การทำงานของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่อัตราการขยายแรงดันสูงขึ้นนั้นก็จะมผลในด้านลบ ตามที่ได้สรุปไว้แล้วข้างต้น

4.1.2 ผลการจำลองการทำงานของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์กลาง

ในส่วนนี้จะเป็นการศึกษาผลของการใช้วงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์กลางซึ่งเป็นการนำตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุมาต่อขนานและอนุกรมกับสวิตช์เพื่อลดกำลังสูญเสียสำหรับวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ดังแสดงในภาพประกอบ 33 ซึ่งส่วนประกอบอื่นของวงจรยังคงใช้ค่าเดิมกับหัวข้อ 4.1.1 ที่ได้แสดงผลการทดลองไปแล้ว ส่วนวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์กลางประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ (L_4 และ C_4) ซึ่งมีค่าอยู่ในช่วงระหว่างคือ $L_4 = 6-14\mu H$ และ $C_4 = 6-14\mu F$ ซึ่งได้จากหลักการที่อธิบายในบทที่ 3 และได้เลือกใช้ค่าตัวตีไซเคิลที่ 0.3 ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์จากผลการจำลองหัวข้อที่ 4.1.1 และผลการจำลองการทำงานมีผลดังแสดงในภาพประกอบภาคผนวก ข คือ ข.1 - ข.128 ซึ่งสามารถสรุปค่าตัวแปรในการตรวจวัดได้ตามตาราง 3-7



ภาพประกอบ 33 แสดงวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์กลาง

ตารางที่ 3 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (μF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4

ค่าตัวเก็บประจุ C_4 (μF)	ค่าความเหนี่ยวนำ L_4 (μH)				
	6	8	10	12	14
6	369.2	289.9	258.7	238.3	226.9
8	304.8	262.6	239.8	225	214.9
10	281.4	246.9	227.7	216	221.5
12	266.1	234.8	218.4	222.3	227.5
14	251.6	227.2	221.3	221.5	233.9

ตารางที่ 4 แสดงค่ากระแสยอด(Ipeak) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความเหนี่ยวนำ

L_4

ค่าตัวเก็บประจุ C(uF)	กระแสยอด (Ipeak) ที่ค่าความเหนี่ยวนำต่าง ๆ				
	6 uH	8 uH	10 uH	12 uH	14 uH
6	152.7	110.7	91.3	80.7	73.8
8	145	116.7	101.9	92.6	85.4
10	153	128.2	114.2	104.7	102.9
12	164.6	140.5	125.7	122.6	118.5
14	176.6	152.9	144.2	138.2	134.2

ตารางที่ 5 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก(Vripple) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF)

และค่าความเหนี่ยวนำ L_4

ค่าตัวเก็บประจุ C(uF)	ค่าความเหนี่ยวนำ L(uH)				
	6	8	10	12	14
6	4.10	0.29	2.18	1.65	1.11
8	3.19	0.23	1.56	0.92	0.39
10	0.28	0.18	0.10	0.39	0.1
12	0.25	1.34	0.48	0.1	0.1
14	2.00	0.84	0.10	0.1	0.1

ตารางที่ 6 แสดงค่าระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก(Iripple) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และ

ค่าความเหนี่ยวนำ L_4

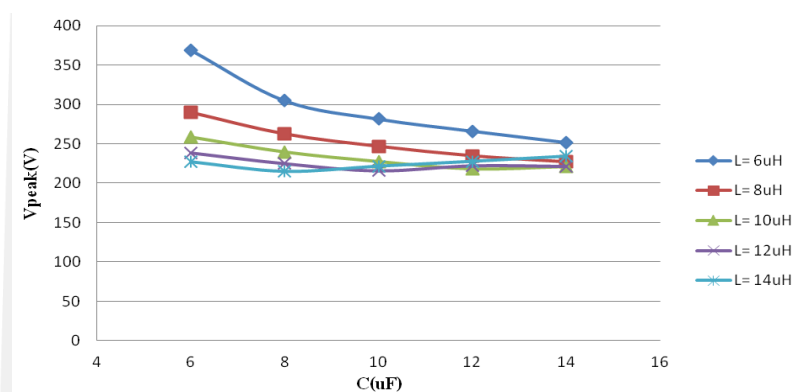
ค่าตัวเก็บประจุ C(uF)	ค่าความเหนี่ยวนำ L(uH)				
	6	8	10	12	14
6	266.6	216.1	158.3	118.8	82.1
8	229.3	167.1	116.2	71.6	31.9
10	202.5	132.4	77.6	26.7	0.5
12	177.4	101.2	38.2	0.5	0.5
14	143.3	71.1	0.5	0.5	0.5

ตารางที่ 7 แสดงค่าแรงดันขาออก(V_{out}) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (μF) และค่าความเหนี่ยวนำ

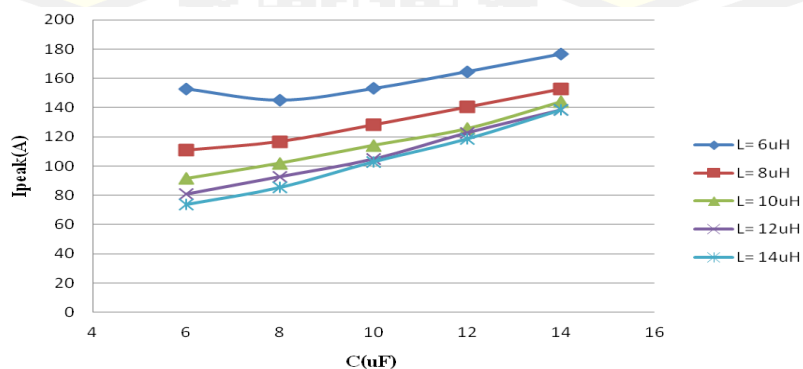
L_4

ค่าตัวเก็บประจุ C (μF)	ค่าความเหนี่ยวนำ L (μH)				
	6	8	10	12	14
6	162.7	136.9	123.9	115.4	109.5
8	144.3	126.1	155.2	108.2	102.8
10	134.2	118.2	108.9	102.5	99.9
12	126.6	112.3	103.7	99.9	99.9
14	120.1	107.7	99.9	99.9	99.9

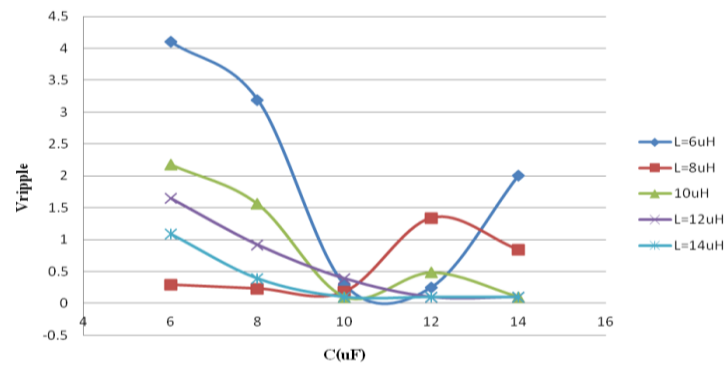
ภาพประกอบที่แสดงในภาพผนวก ข (ข.1-ข.12) ซึ่งสามารถสรุปค่าตัวแปรในการตรวจวัดได้ตามตาราง 3 - 7 ซึ่งค่าจากตารางดังกล่าวสามารถแสดงเป็นกราฟได้ดังภาพประกอบ 34 - 38



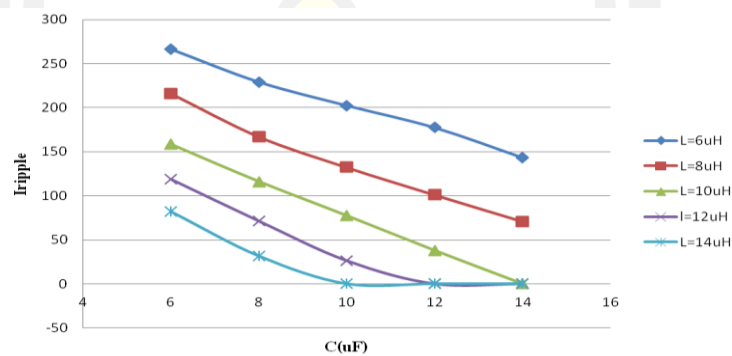
ภาพประกอบ 34 แสดงค่าแรงดันยอด(V_{peak}) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (μF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4



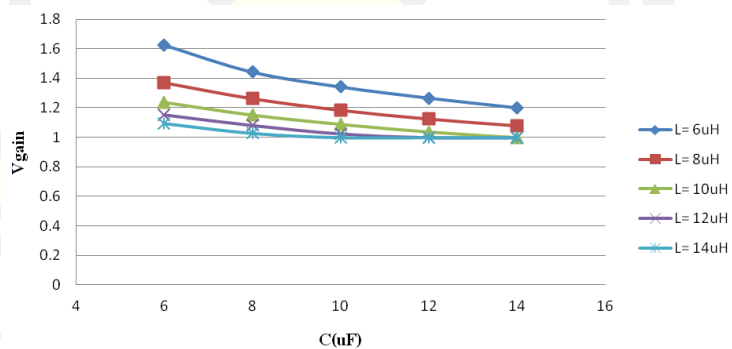
ภาพประกอบ 35 แสดงค่ากระแสยอด(I_{peak}) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (μF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4



ภาพประกอบ 36 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก(Vripple) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4



ภาพประกอบ 37 แสดงค่าระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก(Iripple) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4



ภาพประกอบ 38 แสดงอัตราขยาย เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4

จากการทดลองที่ผ่านมาในภาพประกอบ 34 – 38 นั้นสามารถสรุปได้ดังต่อไปนี้

- 1) จากการทดลองที่สรุปดังกราฟในภาพประกอบ 34 ที่แสดงค่าแรงดันยอด(Vpeak) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4 จะเห็นว่าเมื่อปรับค่าตัวเก็บ

ประจุเพิ่มมากขึ้นจะส่งผลทำให้ค่าแรงดันยอด(V_{peak}) น้อยลง ในทำนองเดียวกันที่ค่าความเหนี่ยวนำมากขึ้นค่าแรงดันยอด(V_{peak}) มีแนวโน้มน้อยลงเช่นเดียวกัน

- 2) จากการทดลองที่สรุปดังกราฟในภาพประกอบ 35 ที่แสดงค่ากระแสยอด(I_{peak}) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4 นั้น L_4 จะเห็นว่าเมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุเพิ่มมากขึ้นจะส่งผลทำให้ค่ากระแสยอด(I_{peak}) มากขึ้น ส่วนในกรณีที่ปรับค่าความเหนี่ยวนำมากขึ้นค่ากระแสยอด(I_{peak}) มีแนวโน้มน้อยลง
- 3) จากการทดลองที่สรุปดังกราฟในภาพประกอบ 36 ที่แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก(V_{ripple}) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4 จะทำให้สรุปออกเป็น 2 ช่วงก็คือช่วงที่ค่าตัวเก็บประจุ ตั้งแต่ 6 uF ถึง 10 uF จะเห็นว่าค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก(V_{ripple}) มีแนวโน้มลดลงส่วนอีกช่วงก็คือช่วงที่ค่าตัวเก็บประจุ ตั้งแต่ 12 uF ถึง 14 uF ค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก(V_{ripple}) ยังไม่ชัดเจน
- 4) จากการทดลองที่สรุปดังกราฟในภาพประกอบ 37 ที่แสดงค่าระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก(I_{ripple}) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4 นั้นจะเห็นว่าเมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุเพิ่มมากขึ้นจะส่งผลทำให้ค่าระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก(I_{ripple}) มีค่าน้อยลง ส่วนในกรณีที่ปรับค่าความเหนี่ยวนำมากขึ้นระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก(I_{ripple}) มีแนวโน้มน้อยลงเช่นกัน
- 5) จากการทดลองที่สรุปดังกราฟในภาพประกอบ 38 ที่แสดงอัตราขยาย(V_{gain}) เมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุ C_4 (uF) และค่าความเหนี่ยวนำ L_4 นั้นเห็นว่าเมื่อปรับค่าตัวเก็บประจุเพิ่มมากขึ้นจะส่งผลทำให้ค่าอัตราขยาย(V_{gain}) มีค่าน้อยลง ส่วนในกรณีที่ปรับค่าความเหนี่ยวนำมากขึ้นอัตราขยาย(V_{gain}) มีแนวโน้มน้อยลงเช่นกัน

4.2 การประมาณค่ากำลังสูญเสียของวงจร

ในงานวิจัยนี้จะหาค่ากำลังสูญเสียโดยใช้สูตรจากการประมาณค่าซึ่งจะสามารถหาได้ดังนี้

$$P_{cond} = V_{CEO} \cdot I_{ave} + I_{ave}^2 r_d \quad (4.1)$$

4.2.1 การหาค่ากำลังสูญเสียของการสวิตช์ขณะนำกระแส (P_{cond})

ซึ่งในงานวิจัยนี้จะเป็นการหาการสูญเสียของการสวิตช์ขณะนำกระแส (P_{cond}) ของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ไม่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์กลางและมีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์กลางนี้

- P_{cond} ของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ไม่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์กลาง

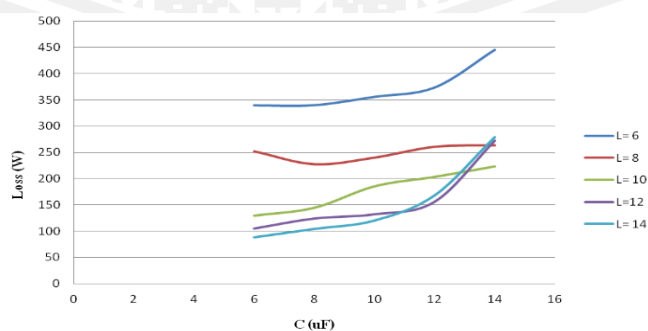
จากสมการที่ (4.1) ค่า V_{CEO} หาได้จาก ภาคผนวก ค (การประมาณค่ากำลังสูญเสียโดยอาศัยเอกสารข้อมูลจำเพาะอุปกรณ์(Datasheet)) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.7 V ส่วนค่า I_{ave} หาจากค่าเฉลี่ยของกระแสที่ไหลผ่านไอจีบีทีจากการจำลองการทำงานได้ค่า 31 A ส่วนค่า r_d หาได้จาก ภาคผนวก ค (การประมาณค่ากำลังสูญเสียโดยอาศัยเอกสารข้อมูลจำเพาะอุปกรณ์(Datasheet)) จากภาคผนวก ค เหมือนกันซึ่งจะได้ค่าเท่ากับ 0.0548 Ω แทนค่าในสมการที่ (4.1) จะได้ P_{cond} เท่ากับ 74.36 W

- P_{cond} ของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์

จากสมการที่ (4.1) ค่า V_{CEO} หาได้จาก ภาคผนวก ค (การประมาณค่ากำลังสูญเสียโดยอาศัยเอกสารข้อมูลจำเพาะอุปกรณ์(Datasheet)) ซึ่งมีค่าเท่ากับ 0.7 V ส่วนค่า I_{ave} หาจากค่าเฉลี่ยของกระแสที่ไหลผ่านไอจีบีทีจากการจำลองการทำงานได้ค่า 66.9 A ส่วนค่า r_d หาได้จาก จากภาคผนวก ค เหมือนกันซึ่งจะได้ค่าเท่ากับ 0.031 Ω แทนค่าในสมการที่ (4.1) จะได้ P_{cond} เท่ากับ 185.57 W สำหรับการประมาณค่ากำลังสูญเสียของวงจร ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้อาศัยหลักการที่ได้อธิบายไว้ใน [49] ซึ่งเพื่อความกระชับจะไม่ขอก้าวในรายละเอียดในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้ศึกษาสามารถอ่านได้ใน [49] ได้

ตารางที่ 8 แสดงค่ากำลังสูญเสียของสวิตช์ในช่วงนำกระแส P_{cond} ในวงจร Z source ที่มีวงจร ZVS

วงจรไม่มี ZVS	C(uF)	กำลังสูญเสียของสวิตช์ในช่วงนำกระแส P_{cond} ในวงจร Z source ที่มีวงจร ZVS				
		L=6uH	L=8uH	L=10uH	L=12uH	L=14uH
74.36w	6	339.99 w	251.96 w	129.72 w	105.92 w	88.08 w
	8	340.39w	227.52w	144.37w	124.61w	104.25
	10	356.20w	240.03w	185.57w	132.32w	120.76w
	12	373.79w	260.56w	203.15w	156.98w	168.71w
	14	445.00w	263.37w	223.01w	272.92w	279.03w



ภาพประกอบ 39 แสดงค่ากำลังสูญเสียของสวิตช์ในช่วงนำกระแส P_{cond} ในวงจร Z source ที่มีวงจร ZVS

จากตารางที่ 8 แสดงค่ากำลังสูญเสียของสวิตช์ในช่วงนำกระแส P_{cond} ในวงจร Z source ที่มีวงจรถวาย ZVS นั้นจะเห็นได้ว่าถ้าให้ค่าตัวเก็บประจุคงที่แต่ค่าตัวเหนี่ยวนำมีค่าเพิ่มขึ้นพบว่าค่ากำลังสูญเสียของสวิตช์ในช่วงนำกระแส P_{cond} มีแนวโน้มลดลงแต่ในทางตรงกันข้ามถ้าให้ค่าตัวเหนี่ยวนำคงที่และค่าตัวเก็บประจุเพิ่มขึ้นจะพบว่าค่ากำลังสูญเสียของสวิตช์ในช่วงนำกระแส P_{cond} มีแนวโน้มเพิ่มขึ้น

4.3.2 การหาค่ากำลังสูญเสียของการสวิตช์ขณะเปิดและปิดสวิตช์ (P_{SW-On}, P_{SW-Off})

- P_{SW-On}, P_{SW-Off} ของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ไม่มีวงจรถวายสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ จากสูตร

$$P_{SW-On} = \frac{1}{2T_{sim}} \sum_{t=0}^{T_{sim}} [(V_{CE-on} \cdot I_{C-on}) \cdot t_{on+rr}] \text{ โดย } t_{on+rec} = \frac{2 \cdot (E_{on} + E_{rec})}{(V_{CE} \cdot I_C)} \text{ ซึ่งเมื่อแทนค่าต่างๆลงในสมการแล้วจะได้ค่า } P_{SW-On} \text{ ของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ไม่มีวงจรถวายสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์เท่ากับ}$$

226090.85 uW และ P_{SW-Off} จากสูตร $P_{SW-Off} = \frac{1}{2T_{sim}} \sum_{t=0}^{T_{sim}} [(V_{CE-off} \cdot I_{C-off}) \cdot t_{off}]$ โดย

$$t_{off} = \frac{2 \cdot (E_{off})}{(V_{CE} \cdot I_C)} \text{ ซึ่งเมื่อแทนค่าต่างๆลงในสมการแล้วจะได้ค่า } P_{SW-Off} \text{ ของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ไม่มีวงจรถวายสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์เท่ากับ}$$

1345297.14 uW

- P_{SW-On}, P_{SW-Off} ของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่มีวงจรถวายสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์ จากสูตร

$$P_{SW-On} = \frac{1}{2T_{sim}} \sum_{t=0}^{T_{sim}} [(V_{CE-on} \cdot I_{C-on}) \cdot t_{on+rr}] \text{ โดย } t_{on+rec} = \frac{2 \cdot (E_{on} + E_{rec})}{(V_{CE} \cdot I_C)} \text{ ซึ่งเมื่อแทนค่าต่างๆลงในสมการแล้วจะได้ค่า } P_{SW-On} \text{ ของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ไม่มีวงจรถวายสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์เท่ากับ}$$

-108526.47uW และ P_{SW-Off} จากสูตร $P_{SW-Off} = \frac{1}{2T_{sim}} \sum_{t=0}^{T_{sim}} [(V_{CE-off} \cdot I_{C-off}) \cdot t_{off}]$ โดย

$$t_{off} = \frac{2 \cdot (E_{off})}{(V_{CE} \cdot I_C)} \text{ ซึ่งเมื่อแทนค่าต่างๆลงในสมการแล้วจะได้ค่า } P_{SW-Off} \text{ ของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ไม่มีวงจรถวายสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์เท่ากับ}$$

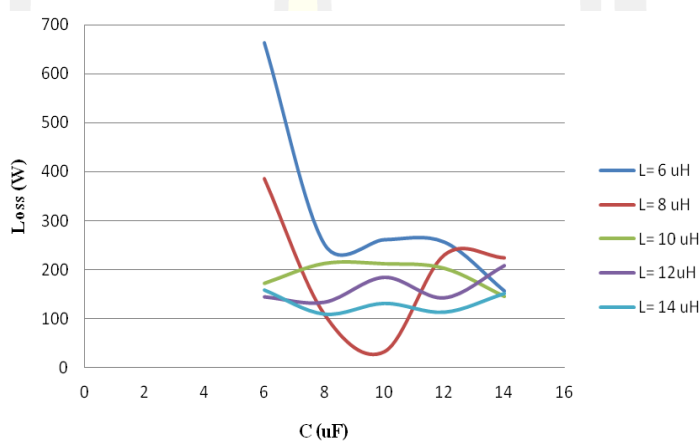
55084.05 uW

ตารางที่ 9 แสดงค่ากำลังสูญเสียของสวิตช์ P_{SW-ON} ในวงจร Z source ที่มีวงจรถวาย ZVS

วงจรถวายไม่มี ZVS	C(uF)	กำลังสูญเสียของสวิตช์ P_{SW-ON} ในวงจร Z source ที่มีวงจรถวาย ZVS				
		L=6uH	L=8uH	L=10uH	L=12uH	L=14uH
226,090uw	6	0	0	0	0	0
	8	0	0	0	0	0
	10	0	0	0	0	0
	12	0	0	0	0	0
	14	0	0	0	0	0

ตารางที่ 10 แสดงค่ากำลังสูญเสียของสวิตช์ P_{SW-OFF} ในวงจร Z source ที่มีวงจรถวาย ZVS

วงจรไม่มี ZVS	C(uF)	กำลังสูญเสียของสวิตช์ P_{SW-OFF} ในวงจร Z source ที่มีวงจรถวาย ZVS				
		L=6uH	L=8uH	L=10uH	L=12uH	L=14uH
1345297.14 uW	6	644.94uw	385.42uw	172.44uw	145.58uw	159.93uw
	8	252.45uw	109.31uw	212.99uw	134.34uw	110.17uw
	10	261.64uw	33.33uw	212.45uw	185.74uw	132.13uw
	12	256.10uw	230.74uw	203.15uw	143.55uw	114.44uw
	14	156.71uw	224.29uw	145.58uw	209.34uw	152.63uw



ภาพประกอบ 40 แสดงค่ากำลังสูญเสียของสวิตช์ใน P_{SW-off} ในวงจร Z source ที่มีวงจรถวาย ZVS

จากตาราง 9 แสดงค่ากำลังสูญเสียของสวิตช์ P_{SW-ON} ในวงจร Z source ที่มีวงจรถวาย ZVS นั้น ค่ากำลังสูญเสียที่เห็นในตารางจะเป็นศูนย์เนื่องจากค่าที่คำนวณได้มีค่าเป็นลบส่วนตาราง 10 แสดงค่ากำลังสูญเสียของสวิตช์ P_{SW-OFF} ในวงจร Z source ที่มีวงจรถวาย ZVS นั้นจะเห็นว่าค่ากำลังสูญเสียมีตัวเลขที่ไม่คงที่อาจจะเนื่องมาจากรูปคลื่นของการจำลองการทำงานที่ไม่คงที่

พหุ ประถมศึกษา

บทที่ 5

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผล

จากผลการทดลองที่ได้นำเสนอในบทที่ 4 ไปแล้วนั้น สามารถสรุปผลการทดลองได้เป็น 2 ส่วน คือ ผลการทดลองในส่วนของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ไม่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์และผลการทดลองในส่วนของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่มีวงจรแรงดันเป็นศูนย์ดังนี้

5.1.1 สรุปในส่วนผลการทดลองของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่ไม่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์

1) ค่าแรงดันยอด (Vpeak) ที่ตกคร่อมสวิตช์ของวงจรทระดับแรงดันมีค่าเพิ่มสูงขึ้นอย่างรวดเร็วจาก 122.5 V เป็น 502.02 V เมื่อดิวิต์ไซเคิลถูกปรับจาก 0.1 เป็น 0.4 ซึ่งแรงดันยอดนี้เป็นแรงดันตกคร่อมสวิตช์ ซึ่งหากมีค่าสูงจะมีแนวโน้มทำให้สวิตช์เสียหายหรือมีอายุการใช้งานสั้นลง ดังนั้นการทำงานที่ดิวิต์ไซเคิลต่ำจึงลดความเสียหายหรือยืดอายุการใช้งานสวิตช์ได้ดีกว่า แต่อาจทำให้อัตราการขยายแรงดันมีคาลดลง

2) ค่ากระแสยอด (Ipeak) ที่ไหลผ่านสวิตช์ของวงจรทระดับแรงดันมีค่าเพิ่มสูงขึ้นอย่างรวดเร็วเช่นเดียวกับค่าแรงดันยอด (Vpeak) จาก 46.4 A เป็น 496.5 A เมื่อดิวิต์ไซเคิลถูกปรับจาก 0.1 เป็น 0.4 ซึ่งกระแสยอดนี้เป็นกระแสไหลผ่านสวิตช์ ซึ่งถ้าหากมีค่าสูงจะมีแนวโน้มทำให้สวิตช์มีกำลังสูญเสียเนื่องจากการนำกระแสสูง (Conduction loss) ดังนั้นการทำงานที่ดิวิต์ไซเคิลต่ำจึงมีกำลังสูญเสียต่ำกว่าที่ดิวิต์ไซเคิลค่าสูง แต่อาจทำให้อัตราการขยายแรงดันมีคาลดลง

3) ค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) มีค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 1.6% เป็น 6.32% เมื่อค่าดิวิต์ไซเคิลสูงขึ้นจาก 0.1 เป็น 0.4 ซึ่งการที่ค่าระลอกคลื่นมีค่าสูงแสดงว่าคุณภาพของสัญญาณไม่ดี ดังนั้นการที่วงจรทำงานที่ดิวิต์ไซเคิลสูงจะให้คุณภาพสัญญาณแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงขาออกที่ต่ำกว่า

4) ค่าระลอกคลื่นของกระแสด้านขาออก (Iripple) มีค่าเพิ่มสูงขึ้นจาก 124.03% เป็น 338.54% เมื่อค่าดิวิต์ไซเคิลสูงขึ้นจาก 0.1 เป็น 0.4 ซึ่งการที่ค่าระลอกคลื่นมีค่าสูงแสดงว่าคุณภาพของสัญญาณไม่ดี ดังนั้นการที่วงจรทำงานที่ดิวิต์ไซเคิลสูงจะให้คุณภาพสัญญาณกระแสไฟฟ้ากระแสตรงขาออกที่ต่ำกว่า

5) ค่าอัตราขยาย (Vgain) ของวงจรทระดับแรงดันจะเพิ่มสูงขึ้น จาก 1.13 ถึง 2.98 เท่า ตามค่าดิวิต์ไซเคิลที่สูงขึ้นจาก 0.1 เป็น 0.4 ซึ่งโดยหลักการแล้ววงจรที่มีอัตราการขยายแรงดันยังมีค่าสูงยิ่งดี ดังนั้น การทำงานของวงจรนี้ที่ดิวิต์ไซเคิลค่าสูงก็จะยิ่งให้ผลดีด้านอัตราการขยายแรงดันด้วย

อย่างไรก็ตาม การทำงานของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่อัตราการขยายแรงดันสูงขึ้นนั้นอาจส่งผลให้ มีค่าแรงดันและกระแสยอดที่ปรากฏบนสวิตช์สูงซึ่งจะส่งผลให้อายุการใช้งานของวงจรสั้นลง หรือ อาจเกิดความเสียหายของสวิตช์ได้ง่ายขึ้น

5.1.2 สรุปผลการทดลองในส่วนของวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์

6) เมื่อค่าตัวเก็บประจุเพิ่มมากขึ้นจะส่งผลทำให้ค่าแรงดันยอดที่ตกคร่อมสวิตช์มีค่าน้อยลง ซึ่งเป็นผลดีต่อความเครียดที่น้อยลงต่อสวิตช์ ในทำนองเดียวกันที่ค่าความเหนี่ยวนำมากขึ้นค่าแรงดัน ยอดก็จะมีแนวโน้มน้อยลงเช่นเดียวกัน

7) เมื่อค่าตัวเก็บประจุเพิ่มมากขึ้นจะส่งผลทำให้ค่ากระแสยอดที่ไหลผ่านสวิตช์มีค่ามากขึ้น ซึ่งจะส่งผลให้ค่าความสูญเสียกำลังในส่วนการนำกระแสมีค่าสูงขึ้นด้วย ส่วนในกรณีที่ค่าความ เหนี่ยวนำมากขึ้นค่ากระแสยอดมีแนวโน้มน้อยลง

8) ค่าระลอกคลื่นแรงดันขาออกของวงจรทบแรงดันจะมีค่าต่ำ (คุณภาพสัญญาณดี) ที่ช่วงค่า ความเก็บประจุและค่าความเหนี่ยวนำเฉพาะเท่านั้น

9) เมื่อค่าตัวเก็บประจุเพิ่มมากขึ้นจะส่งผลทำให้ค่าระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก มีค่า น้อยลง เช่นเดียวกับเมื่อค่าความเหนี่ยวนำมากขึ้นระลอกคลื่นกระแสด้านขาออกจะมีแนวโน้มน้อยลง เช่นกัน

10) อัตราขยายแรงดันของวงจรทบระดับแรงดันจะมีค่าลดลงทั้งในกรณีที่ค่าความเก็บประจุ และค่าความเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้น

5.2 ข้อเสนอแนะ

1) ในการทดลองวงจรแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ที่มีวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์นั้นการปรับบิดู๊ต ไซเคิลมากๆจะทำให้ได้ค่าอัตราขยายมากขึ้นในทางทฤษฎีแต่ในทางปฏิบัตินั้นอัตราขยายที่มากขึ้น นั้นจะมีผลกับแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์มากด้วย ซึ่งจะทำให้อุปกรณ์สวิตช์เสียหายได้ ดังนั้นจำเป็นต้อง ออกแบบวงจรอย่างระมัดระวัง

2) การออกแบบค่าความเก็บประจุและค่าความเหนี่ยวนำของวงจรสวิตช์แรงดันเป็นศูนย์นั้น มีผลกระทบต่อกำลังสูญเสียและอัตราการขยายแรงดันของวงจรทบระดับแรงดันแบบแหล่งจ่าย อิมพีแดนซ์ดังนั้นการออกแบบวงจรจำเป็นต้องคำนึงถึงความคุ้มค่าและประโยชน์การใช้งานเป็นหลัก ซึ่งการออกแบบต้องกระทำอย่างระมัดระวัง

บรรณานุกรม



บรรณานุกรม

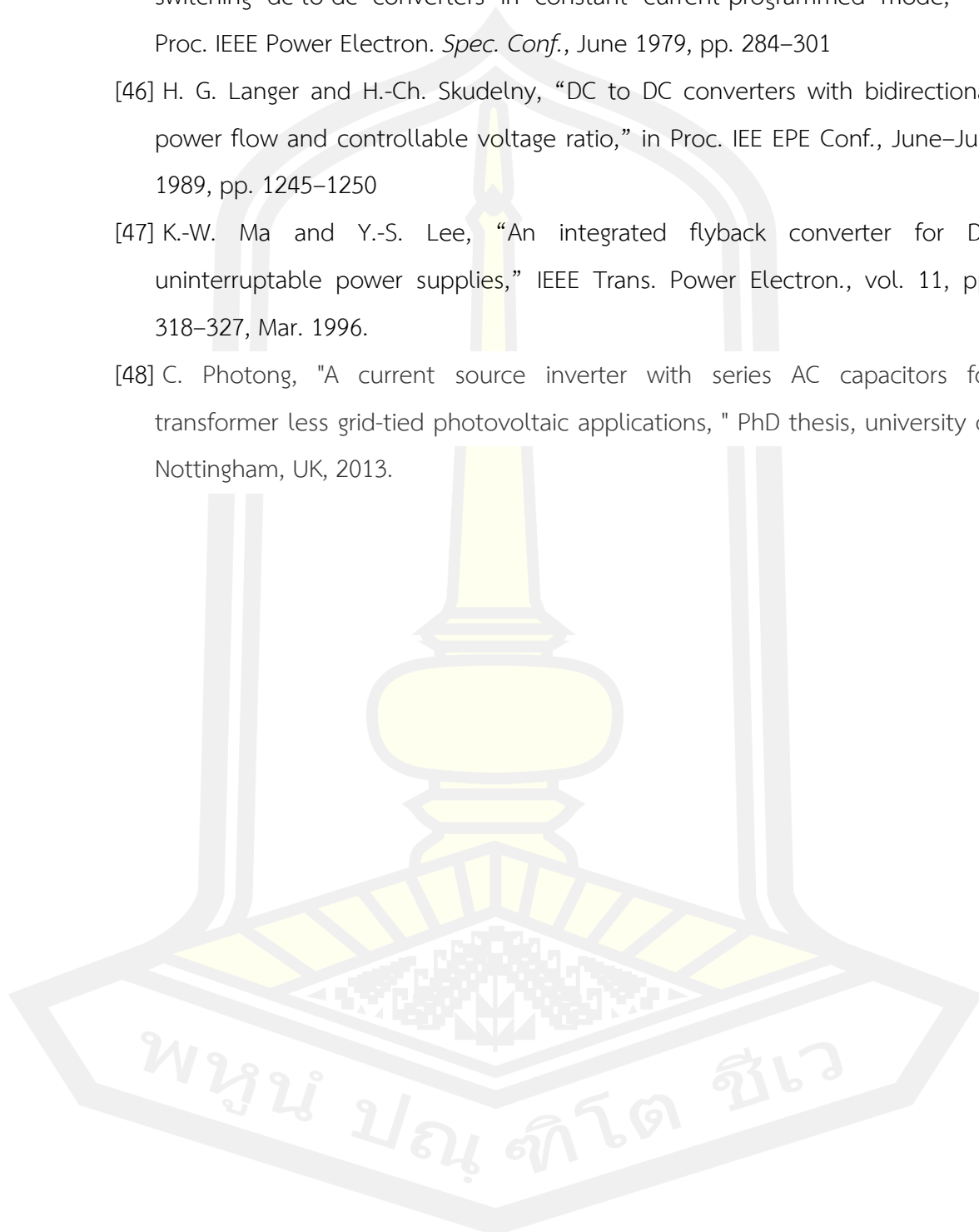
- [1] S.-K. Sul, Control of electric machine drive systems. Hoboken, NJ: Wiley 2011.
- [2] E.On Netz. (2006, April). Grid code, high and extra high voltage. Available: <http://www.eon-netz.com/>
- [3] UK grid. (2010, March). GB national grid. Available: www.nationalgrid.com/uk
- [4] Standard IEC 61727, "Photovoltaic (PV) systems-characteristics of the utility interface," ed, 2004.
- [5] Standard IEEE SCC1 1547, "Standard for interconnecting distributed resources with electric power systems," ed, 2003.
- [6] Standard IEEE 519, "Recommended practices and requirements for harmonic control in electrical power systems," ed, 2004
- [7] Goldberg, A.F. and Schlecht, M.F. 1992. "The relationship between size and power dissipation in a 1-10 MHz transformers". IEEE transactions on Power Electronics, vol. 7, 1992:63-64.
- [8] Kjaer, S.B. Pedersen, J.K. and Blaabjerg, F. 2005. "A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules". IEEE transactions on Industrial Applications, vol. 41, issue 5, 2005:1292-1306.
- [9] Hurley, W.G. Wolfle, W.H. and Breslin, J.G.1998. "Optimized transformer design: inclusive of high frequency effects". IEEE transactions on Power Electronics, vol. 13, issue 4, 1998:651- 659.
- [10] Gonzalez, R. Lopez, J. Sanchis, P. and Marroyo, L. 2007. Transformerless inverter for single-phase photovoltaic systems, IEEE transactions on Power Electronics, vol. 22, issue 2, 2007: 693-697.
- [11] Kerekes, T. Liserre, M. Teodorescu, R. Klumpner, C. and Sumner, M. 2009. Evaluation of three phase transformerless photovoltaic inverter topologies, IEEE transactions on Power Electronics, vol. 24, issue 9, 2009:2202-2211.
- [12] A. F. Goldberg and M. F. Schlecht, "The relationship between size and power dissipation in a 1-10 MHz transformer," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 7, pp. 63-74, 1992.

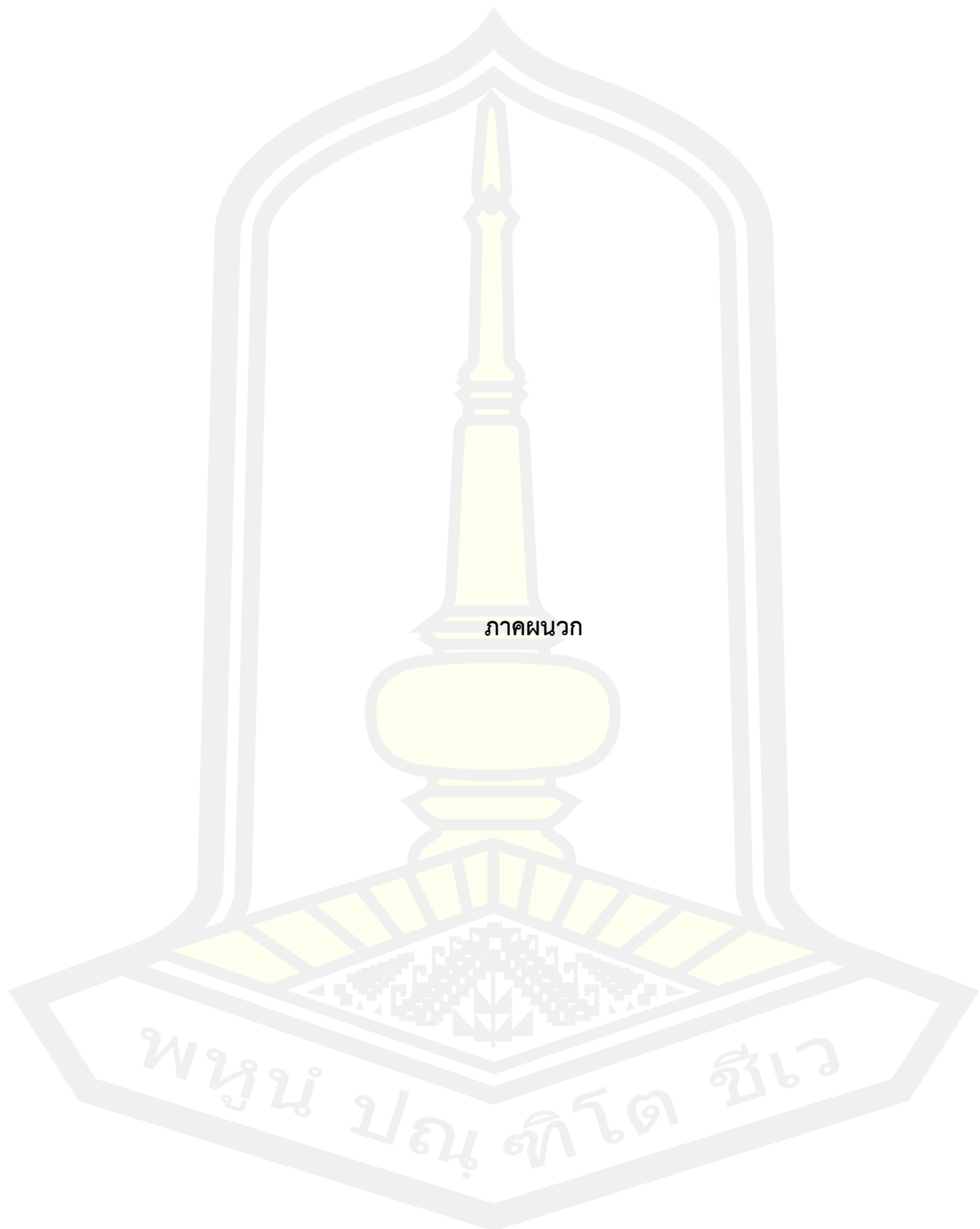
- [13] N. Tesla, "A New System of Alternate Current Motors and Transformers, American Institute of Electrical Engineers, Transactions of the, vol. V, pp. 308-327, 1988.
- [14] A. M. Urling, et al., "Characterizing high-frequency effects in transformer windings-a guide to several significant articles," in Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1989. APEC' 89. Conference Proceedings 1989., Fourth Annual IEEE, 1989, pp. 373-385.
- [15] Nasathit, N., Salim, M. A. B., & Photong, C. (2022). Design and Development of Electric Tractor using Simple Remote Control. *Engineering Access*, 8(1), 112-122.
- [16] R. Teodorescu, *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. Chichester: John Wiley, 2007.
- [17] Holmes, D.G. and Lipo, T.A. 2003. *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. Hoboken, John Wiley, 2003.
- [18] Ankit Khanna, Thomas Mueller, Rolf A. Stangl, Bram Hoex, Prabir K. Basu, and Armin G. Aberle A ., Fill Factor Loss Analysis Method for Silicon Wafer Solar Cells. *IEEE Journal of Photovoltaics*, Vol. 3, No. 4, October 2013.
- [19] Holmes, D.G. 1996. The significance of zero space vector placement for carrier - based PWM schemes. *IEEE transactions on Industry Applications*, vol. 32, 1996:1122-1129.
- [20] Boost, M.A. and Ziogas, P.D. 1988. State-of-the-art carrier PWM techniques: a critical valuation. *IEEE transactions on Industry Applications*, vol. 24, 1988:271-280.
- [21] Halkosaari, T. and et all. 2001. Effect of nonidealities on the performance of the 3-phase current source PWM converter. *IEEE conference of Power Electronics Specialists Conference (PESC)*, vol. 2, 2001:654-659.
- [22] J. A. Gow and C. D. Manning, "Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies," *Electric Power Applications, IEE Proceedings -*, vol. 146, pp. 193-200, 1999.
- [23] A. L. Luque, *Handbook of photovoltaic science and engineering*. Hoboken, NJ: Wiley, 2011.

- [24] P. Fang Zheng, et al., "Maximum boost control of the Z-source inverter," Power Electronics, IEEE Transactions on, vol. 20, pp. 833-838, 2005.
- [25] S. Miaosen, et al., "Constant boost control of the Z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress," Industry Applications, IEEE Transactions on, vol. 42, pp. 770-778, 2006.
- [26] Peng, F.Z. 2002. Z-source inverter. IEEE proceeding of Industry applications (IAS), vol.2, 2002:775-781.
- [27] Peng, F.Z. and et al. 2005. Maximum boost control of the Z-source inverter. IEEE transactions on Power Electronics, vol. 20, 2005:833-838.
- [28] Miaosen, S. and et al. 2006. Constant boost control of the Z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress. IEEE transactions on Industry Applications, vol. 42,
- [29] Fan Zhang, Xupeng Fang, Fang-zheng Peng, Zhao-ming Qian, "A New Three-Phase AC-AC Z-Source Converter", in/Record, IEEE Applied Power Electronics Conf/,2006, pp: 123-126.
- [30] Xu-Peng Fang, "Three-phase Z-source ac-ac converter for motor drives", IEEE IPEMC2006, Shanghai, 2006.8, pp: 166-169.
- [31] Xupeng Fang, "Three-phase current-fed Z-source AC/AC converter for motor drives", Diangong Jishu Xuebao/Transactions of China Electrotechnical Society, v. 22, n 7, July 2007, pp: 165-168.
- [32] Peng F.Z., Xiao-ming Yuan, Xu-peng Fang, Zhao-ming Qian, "Z-source inverter for adjustable speed drives", Power Electronics Letters, IEEE, 1(2), 2003.6: 33 – 35.
- [33] Xupeng Fang and Xingquan Ji Bidirectional Power Flow Z-Source DC-DC Converter IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), September 3-5, 2008, Harbin, China
- [34] Peng, F.Z. and et al. 2005. Maximum boost control of the Z-source inverter. IEEE transactions on Power Electronics, vol. 20, 2005:833-838.
- [35] Miaosen, S. and et al. 2006. Constant boost control of the Z-source inverter to minimize current ripple and voltage stress. IEEE transactions on Industry Applications, vol. 42, 2006:770-778.

- [36] Shiji, Hajime, Harada, Kazurou; shihara, Yoshiyuki; Todaka, Toshiyuki, Alzamora, Guillenno, “A Zero-Voltage-Switching Bidirectional Converter for PV Systems”, Proceedings: INTELEC, International Telecommunications Energy Conference, 2003, pp: 14-19.
- [37] Hui Li, Peng, F.Z, “Modeling of a new ZVS bi-directional dc-dc converter”, Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on, Volume 40, Issue 1, Jan 2004,pp:272 - 283.
- [38] Gerry Mschopoulos, et al.,1999 “A Zero Voltage Switching PWM Boost Converter with and nergy Feedforward Auxilary,” IEEE Transactions on power Electronics, Vol.14, No.4,pp1-5
- [39] Jun-Gu Kim, Seung-Won Park, Young-Ho Kim, Yong-Chae Jung, and Chung-Yuen Won “Bidirectional Soft Switching DC-DC Converter” International Power Electronics Conference (2010)
- [40] Mitch Olszewski, “Z Source Inverter for Fuel Cell Vehicles,” U.S. Department of Energy, Freedom Car and Vehicle Technologies, EE-2G,September 2005
- [41] อรุชา พัฒนาผล, “อินเวอร์เตอร์แบบแหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์ประสิทธิภาพสูง สำหรับประยุกต์ใช้งานกับเซลล์แสงอาทิตย์” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง พ.ศ. 2554
- [42] Xinping Ding', Zhaoming Qian', Yeyuan Xie' F. Z. Peng, “Transient Modeling and Control of the Novel ZVS Z-Source Rectifier”. Power Electronics Specialists Conference, 2006. PESC '06. 37th IEEE
- [43] Oleksandr Husev, Liisa Liivik, Frede Blaabjerg, Fellow, Andrii Chub, Dmitri Vinnikov, and Indrek Roasto., “Galvanically Isolated Quasi-Z-Source DC-DC Converter with a Novel ZVS and ZCS Technique”. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 62, NO. 12, DECEMBER 2015.
- [44] Gerry Mschopoulos, et al.,1999 “A Zero Voltage Switching PWM Boost Converter with and nergy Feedforward Auxilary,” IEEE Transactions on power Electronics, Vol.14, No.4,pp1-5

- [45] S.-P. Hsu, A. Brown, L. Rensink, and R. D. Middlebrook, "Modeling analysis of switching dc-to-dc converters in constant current-programmed mode," in Proc. IEEE Power Electron. *Spec. Conf.*, June 1979, pp. 284–301
- [46] H. G. Langer and H.-Ch. Skudelny, "DC to DC converters with bidirectional power flow and controllable voltage ratio," in Proc. IEE EPE Conf., June–July 1989, pp. 1245–1250
- [47] K.-W. Ma and Y.-S. Lee, "An integrated flyback converter for DC uninterruptable power supplies," IEEE *Trans. Power Electron.*, vol. 11, pp. 318–327, Mar. 1996.
- [48] C. Photong, "A current source inverter with series AC capacitors for transformer less grid-tied photovoltaic applications," PhD thesis, university of Nottingham, UK, 2013.

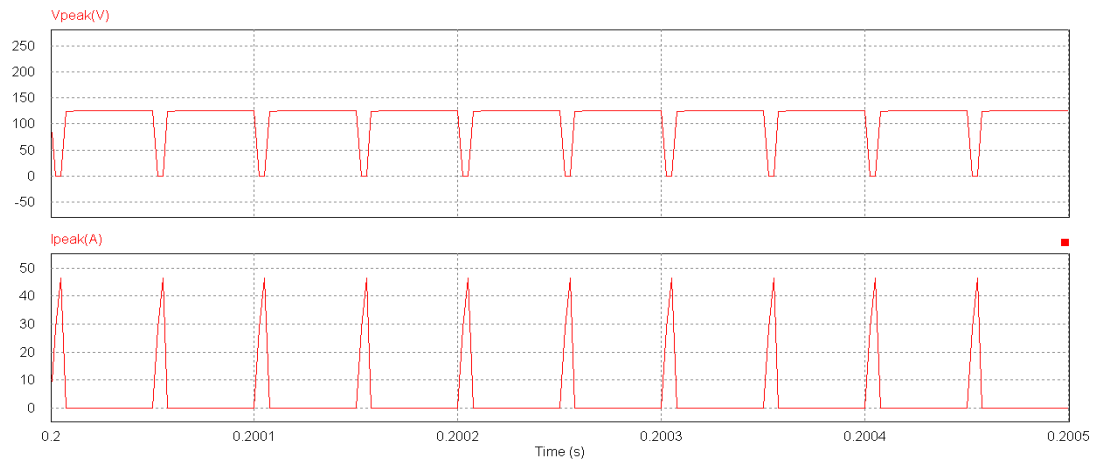




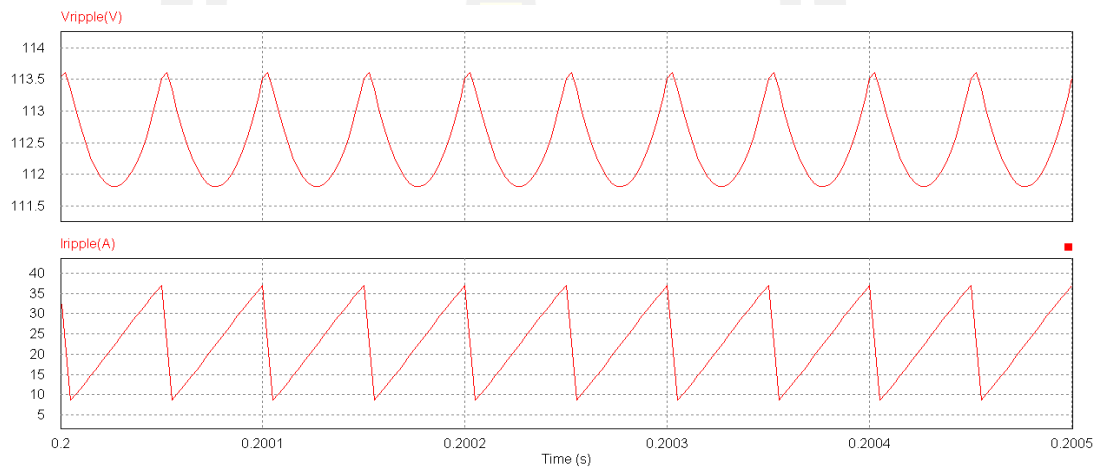
ภาคผนวก

พหุมนุ ปณฺ ทิโต ชีเว

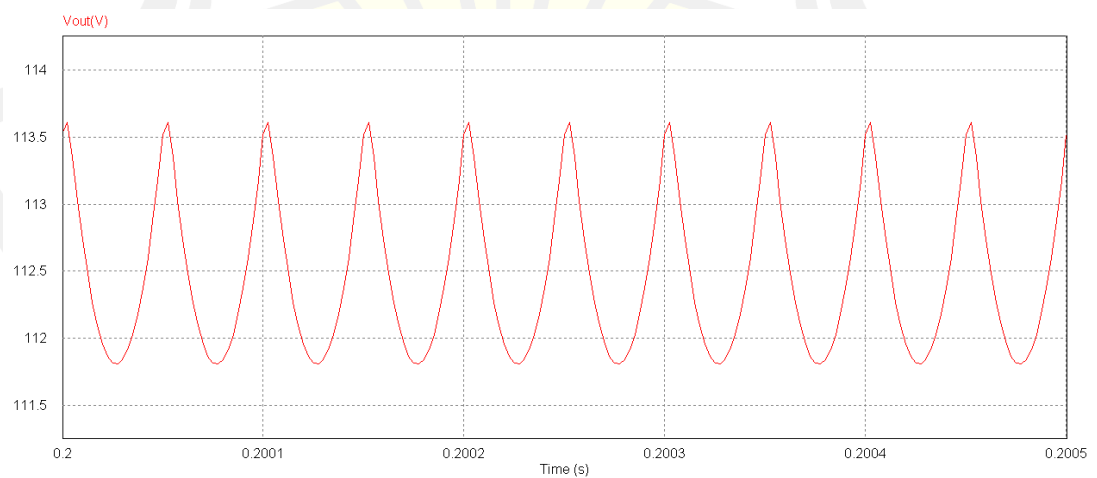




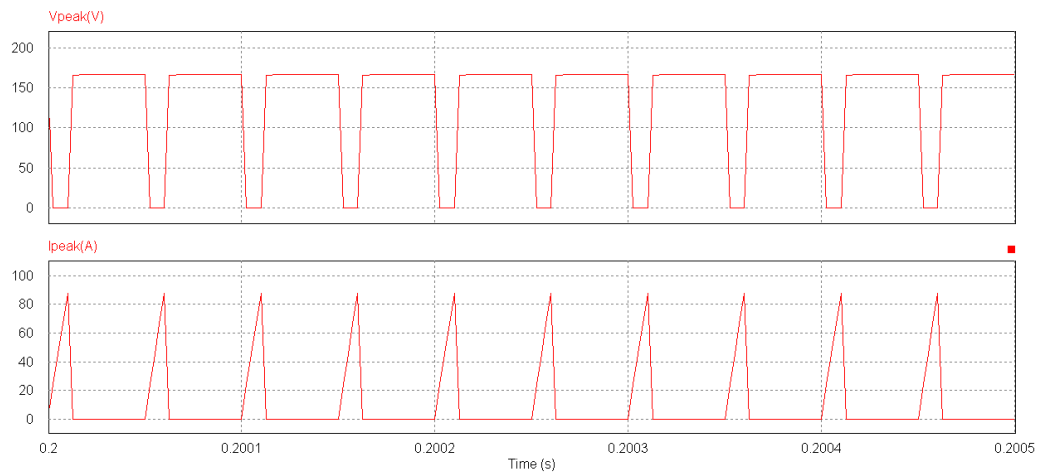
ภาพประกอบ ก.1 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) และกระแสยอด (I_{peak}) ที่ตกคร่อมและไหลผ่านสวิตช์ ในขณะที่ยังจทำงานที่ค่า $D = 0.1$



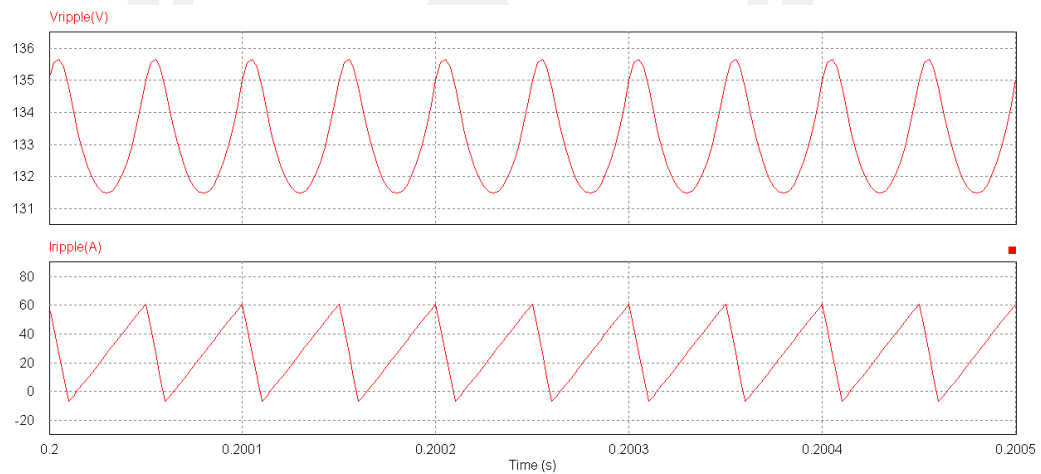
ภาพประกอบ ก.2 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (V_{ripple}) และระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก (I_{ripple}) ในขณะที่ยังจทำงานที่ค่า $D = 0.1$



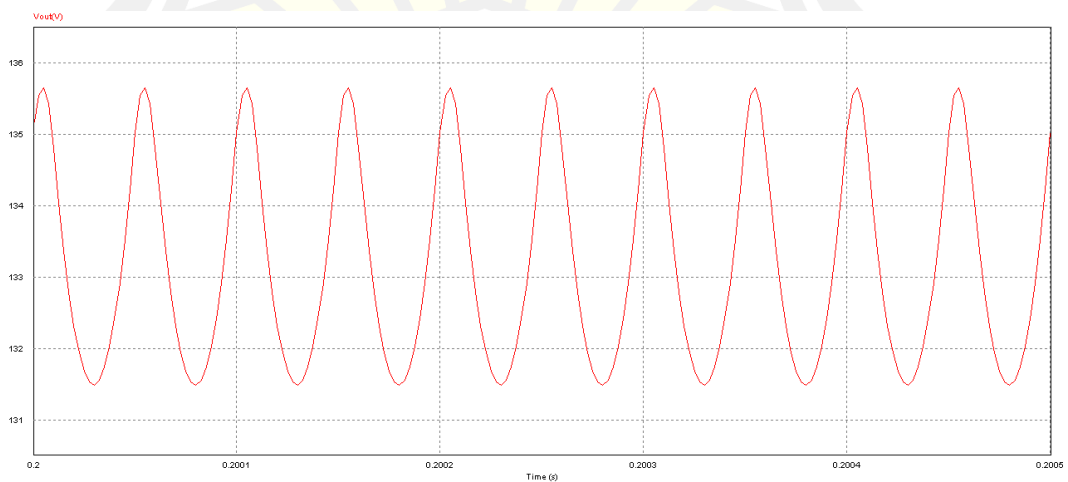
ภาพประกอบ ก.3 แสดงลักษณะสัญญาณด้านขาออก (V_{out}) ในขณะที่ยังจทำงานที่ค่า $D = 0.1$



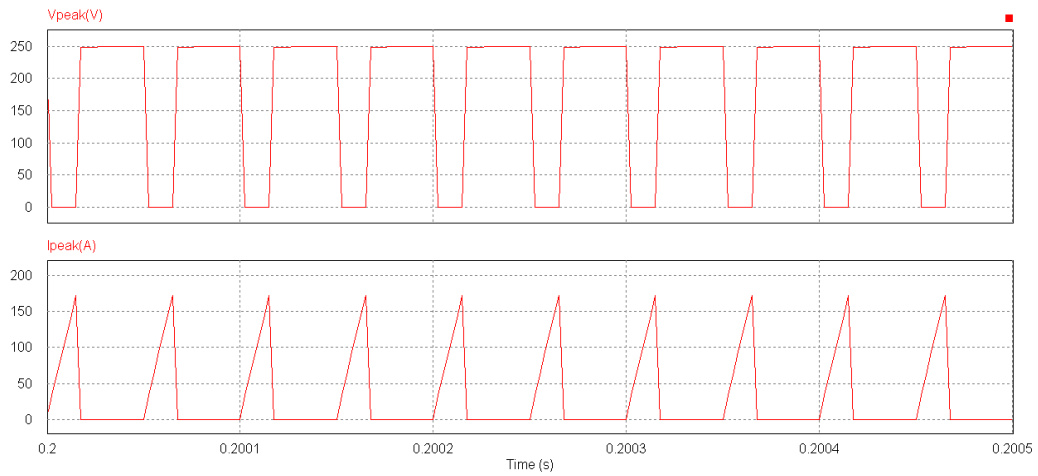
ภาพประกอบ ก.4 แสดงค่าแรงดันยอด (Vpeak) และกระแสยอด (Ipeak) ที่ตกคร่อมและไหลผ่าน สวิตช์ ในขณะที่วงจรทำงานที่ค่า $D=0.2$



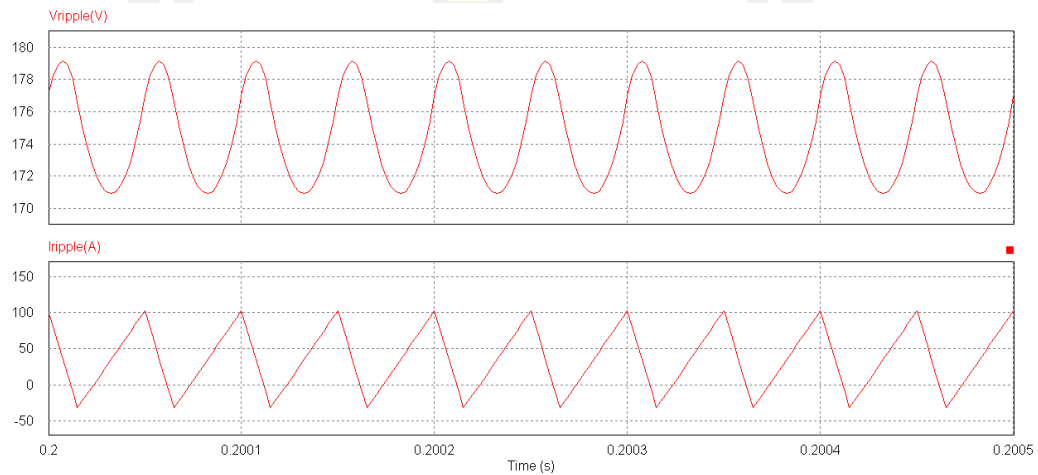
ภาพประกอบ ก.5 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) และระลอกคลื่นกระแสด้านขา ออก (Iripple) ในขณะที่วงจรทำงานที่ค่า $D=0.2$



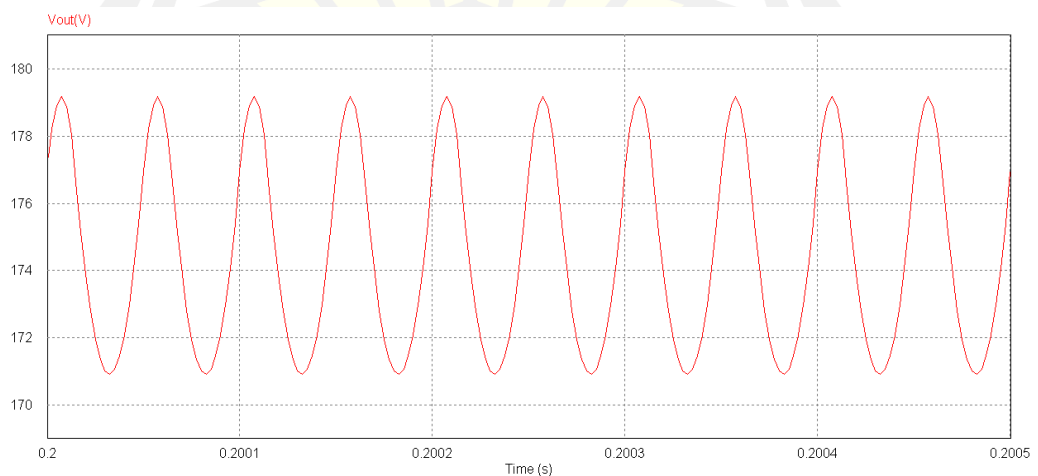
ภาพประกอบ ก.6 แสดงลักษณะสัญญาณด้านขาออก (Vout) ในขณะที่วงจรทำงานที่ค่า $D=0.2$



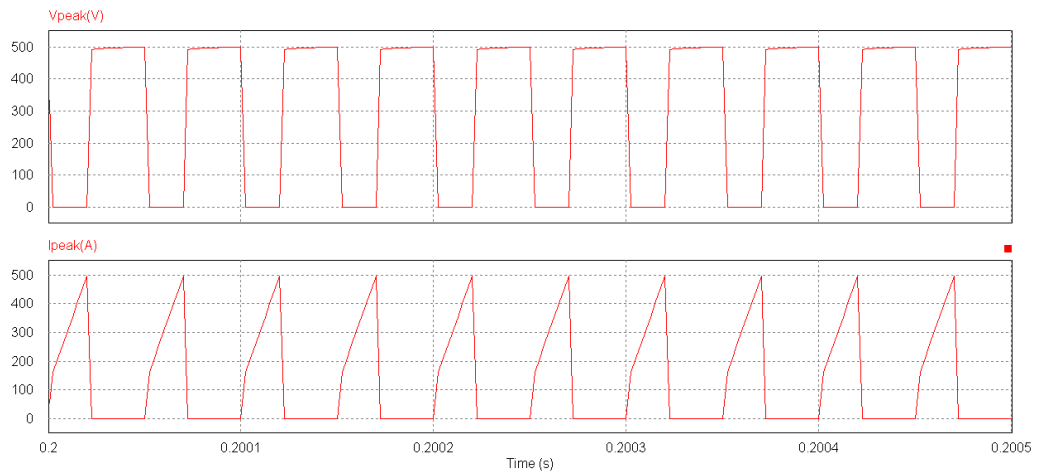
ภาพประกอบ ก.7 แสดงค่าแรงดันยอด (Vpeak) และกระแสยอด (Ipeak) ที่ตกคร่อมและไหลผ่าน สวิตช์ ในขณะที่วงจรถ่ายงานที่ค่า $D = 0.3$



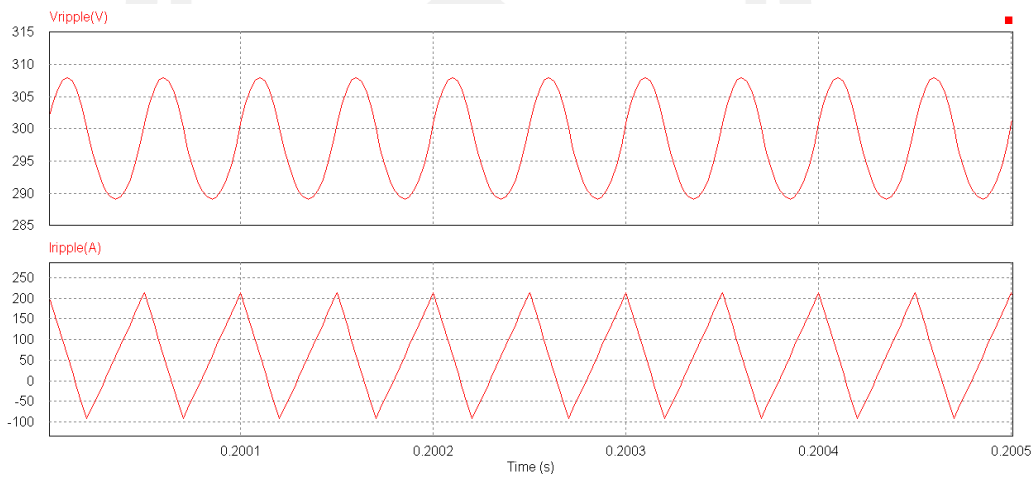
ภาพประกอบ ก.8 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) และระลอกคลื่นกระแสด้านขา ออก (Iripple) ในขณะที่ยังจรถ่ายงานที่ค่า $D = 0.3$



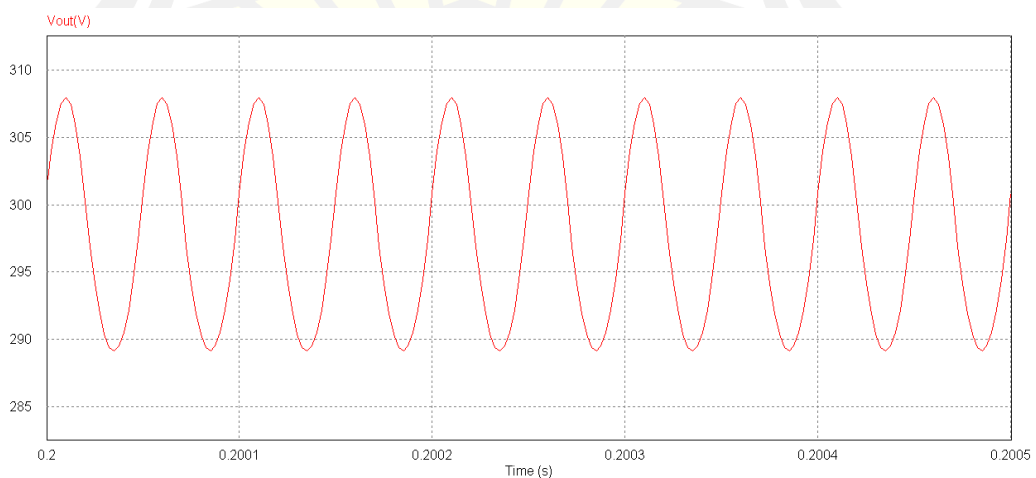
ภาพประกอบ ก.9 แสดงลักษณะสัญญาณด้านขาออก (Vout) ในขณะที่ยังจรถ่ายงานที่ค่า $D = 0.3$



ภาพประกอบ ก.10 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) และกระแสยอด (I_{peak}) ที่ตกคร่อมและไหลผ่านสวิตช์ ในขณะที่ยังจทำงานที่ค่า $D=0.4$

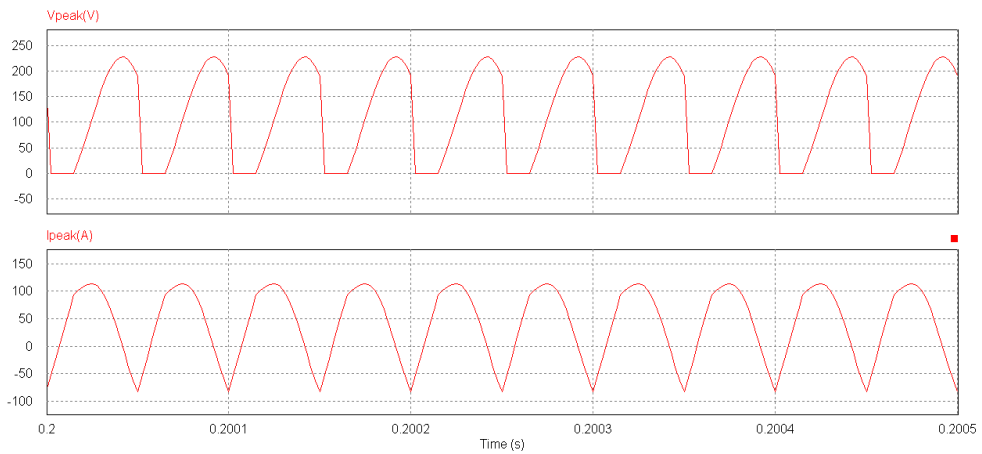


ภาพประกอบ ก.11 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (V_{ripple}) และระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก (I_{ripple}) ในขณะที่ยังจทำงานที่ค่า $D=0.4$

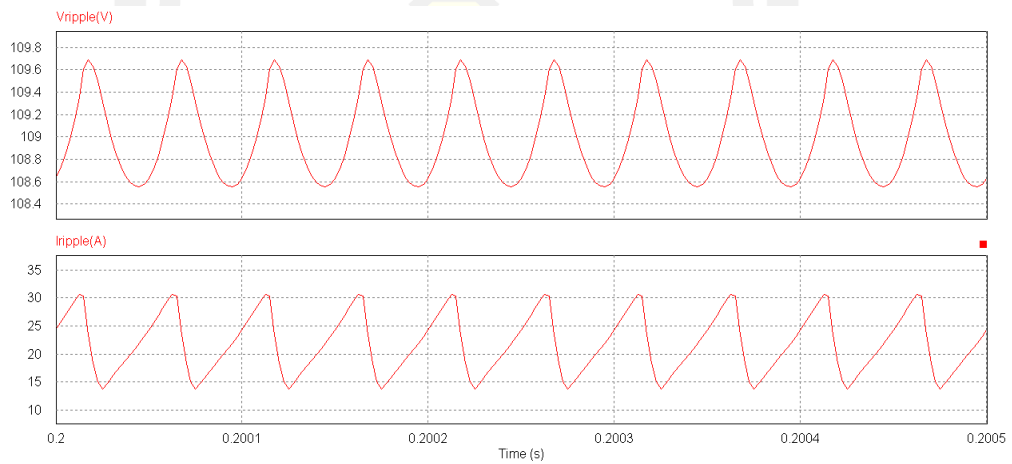


ภาพประกอบ ก.12 แสดงลักษณะสัญญาณด้านขาออก (V_{out}) ในขณะที่ยังจทำงานที่ค่า $D=0.4$

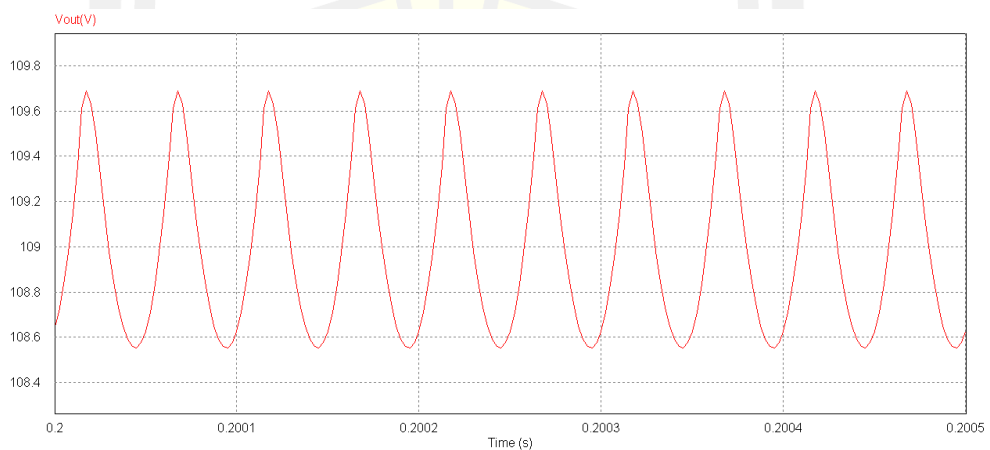




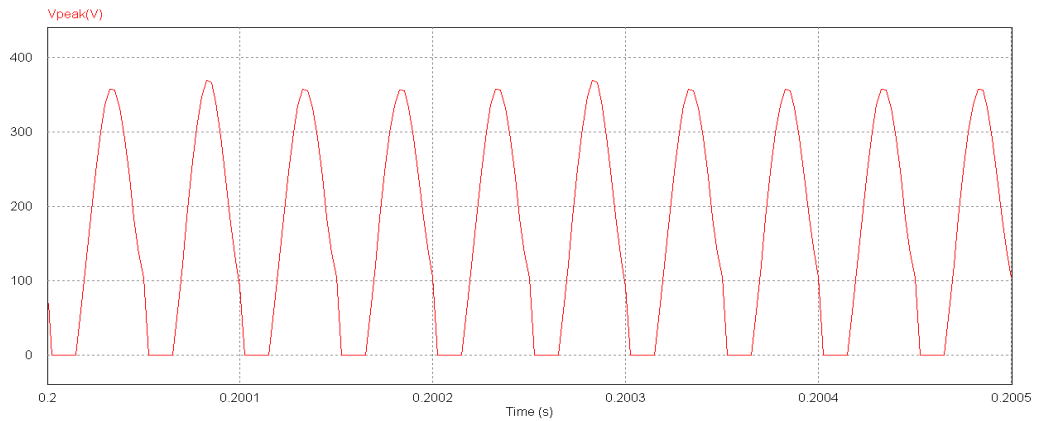
ภาพประกอบ ข.1 แสดงค่าแรงดันยอด (Vpeak) และกระแสยอด (Ipeak) ที่ตกคร่อมและไหลผ่าน สวิตช์ที่ค่า $D=0.3$



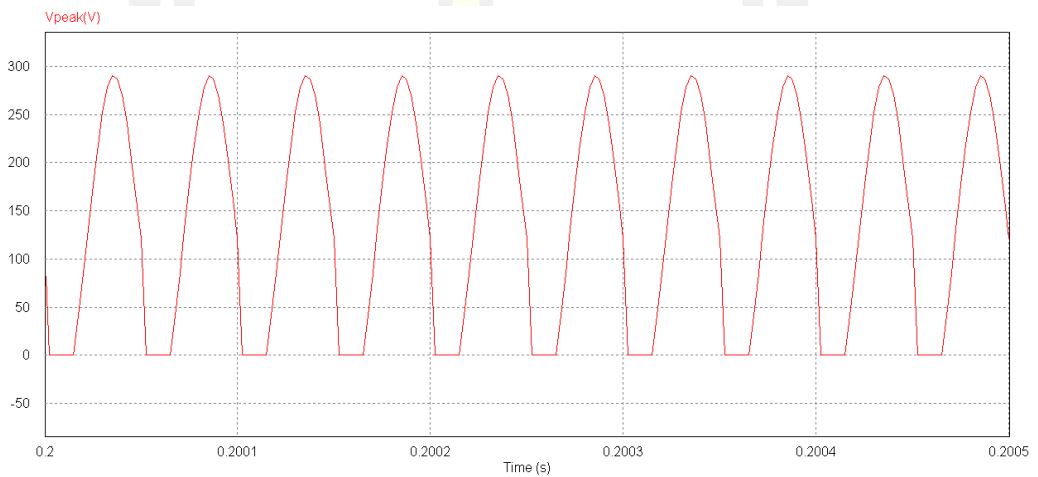
ภาพประกอบ ข.2 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) และระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก (Iripple) ที่ $D=0.3$



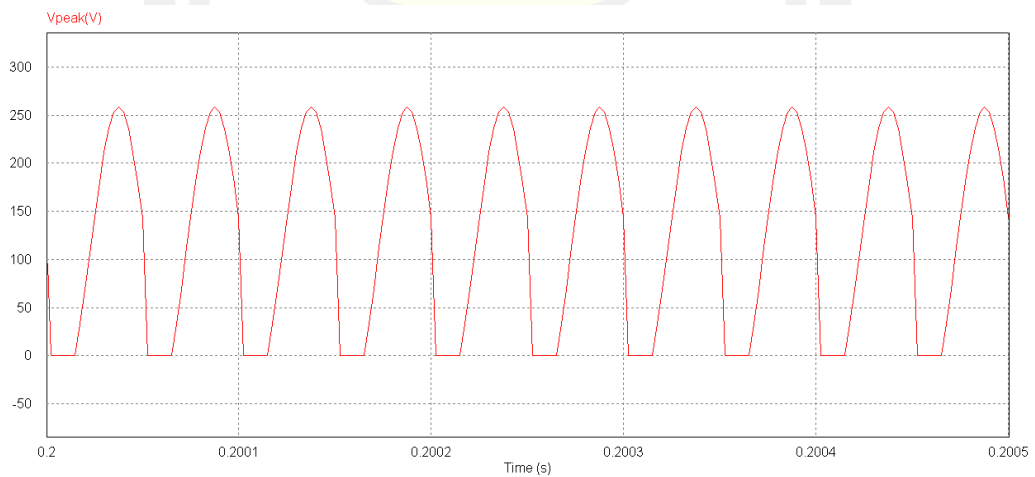
ภาพประกอบ ข.3 แสดงลักษณะสัญญาณด้านขาออก (Vout) ในขณะที่ยังทำงานที่ค่า $D=0.3$



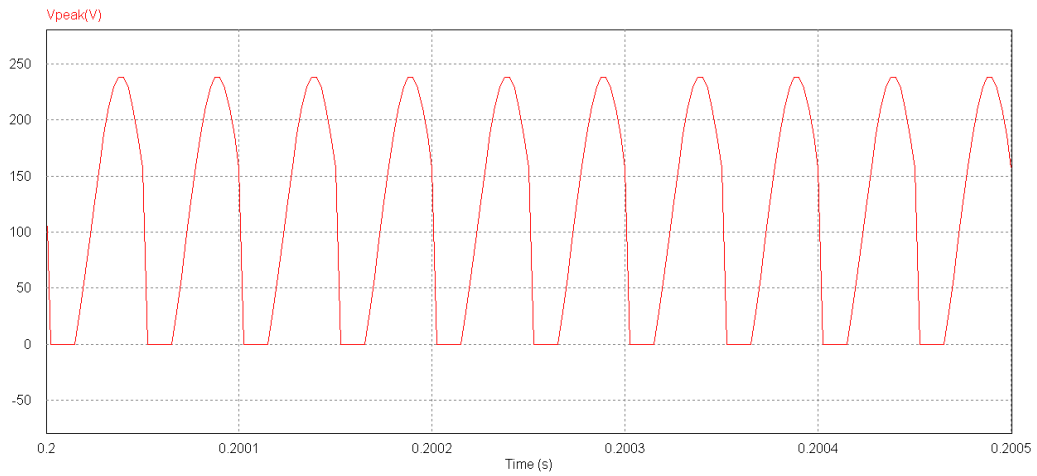
ภาพประกอบ ข.4 แสดงค่าแรงดันยอด (Vpeak) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



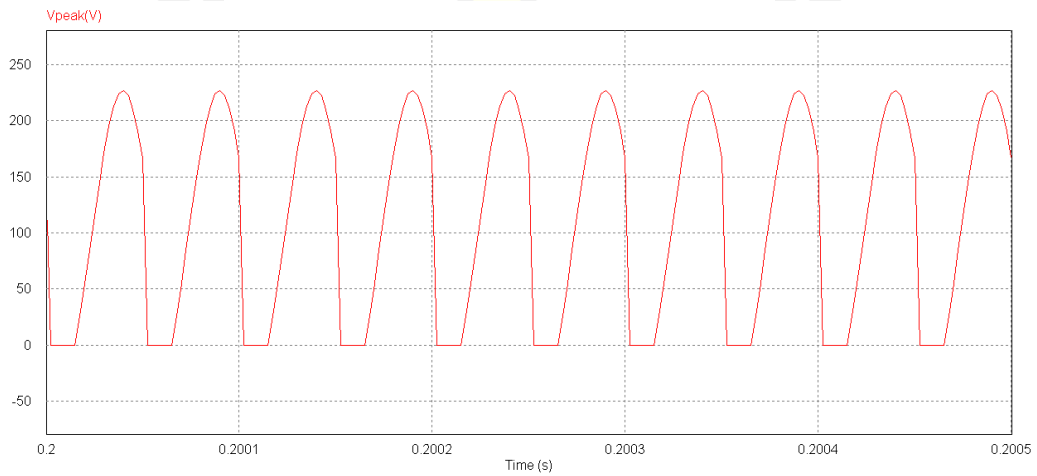
ภาพประกอบ ข.5 แสดงค่าแรงดันยอด (Vpeak) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



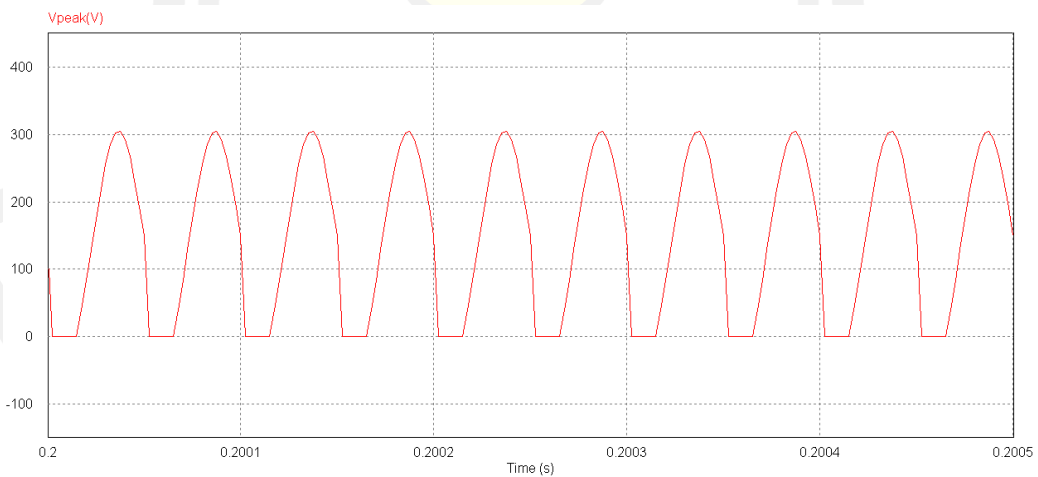
ภาพประกอบ ข.6 แสดงค่าแรงดันยอด (Vpeak) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



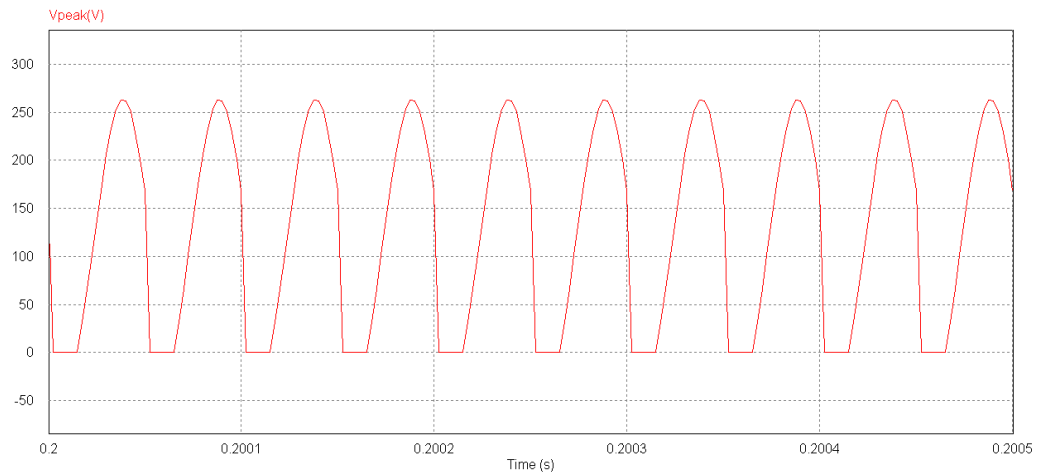
ภาพประกอบ ข.7 แสดงค่าแรงดันยอด (Vpeak) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



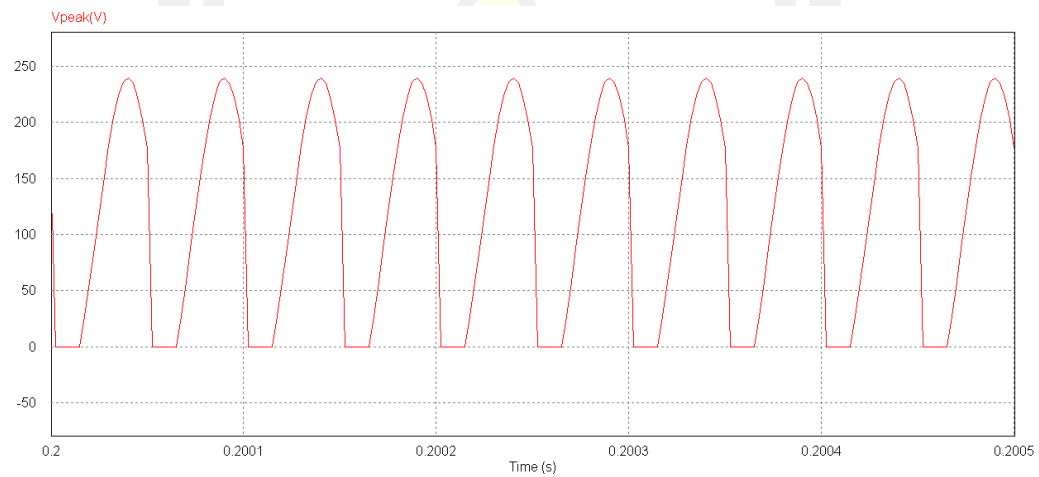
ภาพประกอบ ข.8 แสดงค่าแรงดันยอด (Vpeak) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



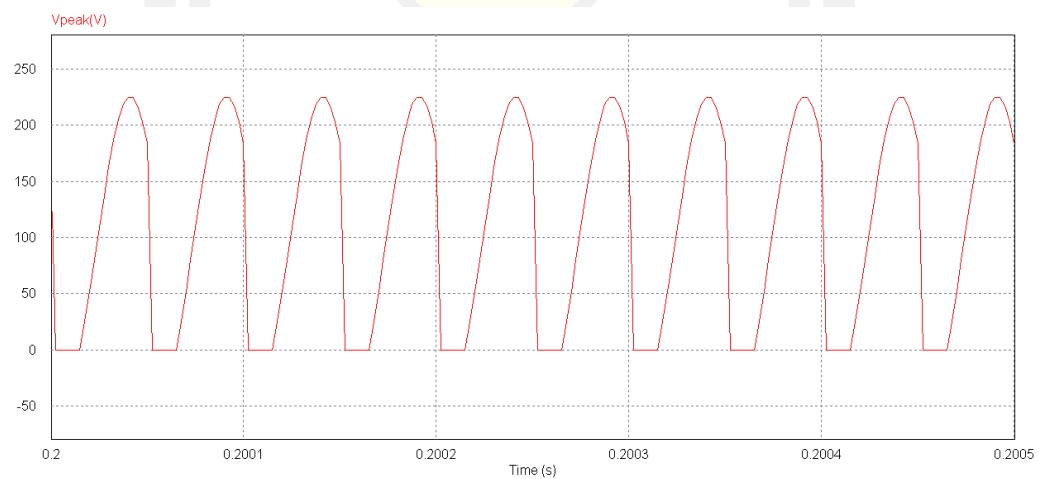
ภาพประกอบ ข.9 แสดงค่าแรงดันยอด (Vpeak) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



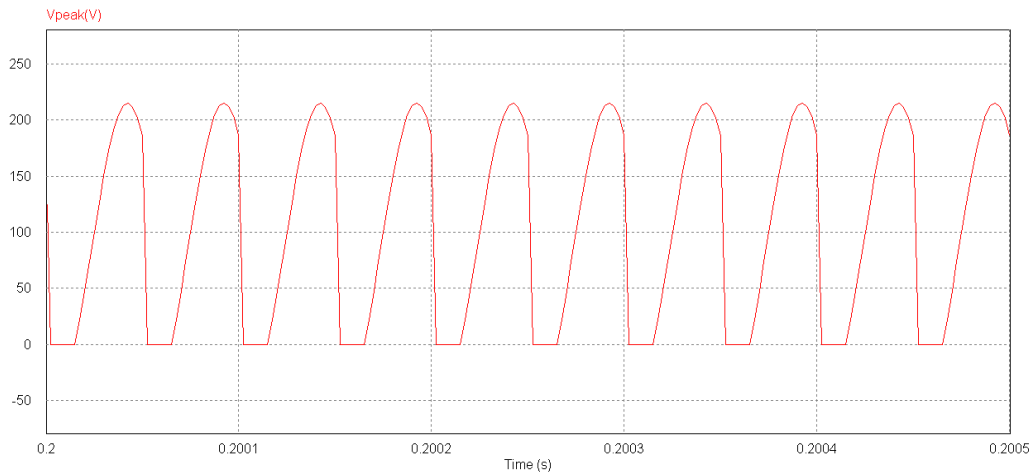
ภาพประกอบ ข.10 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



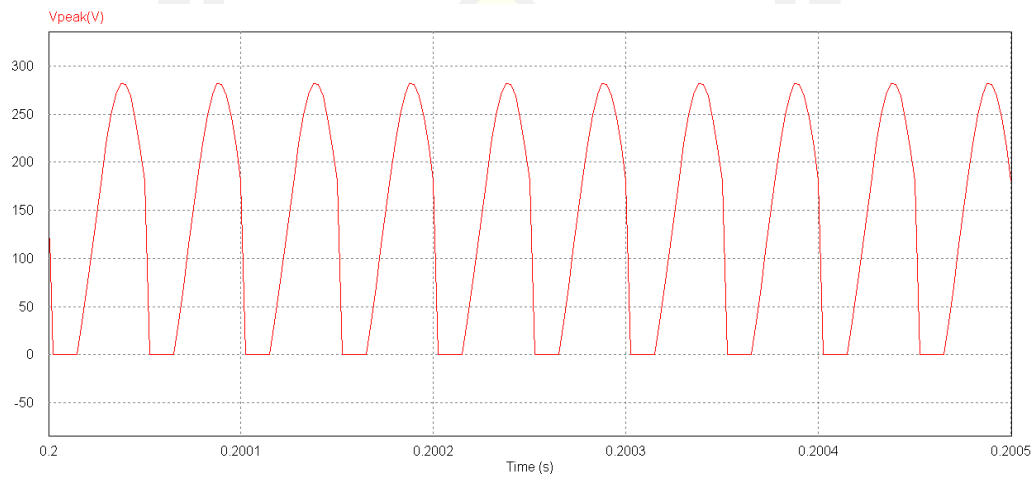
ภาพประกอบ ข.11 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



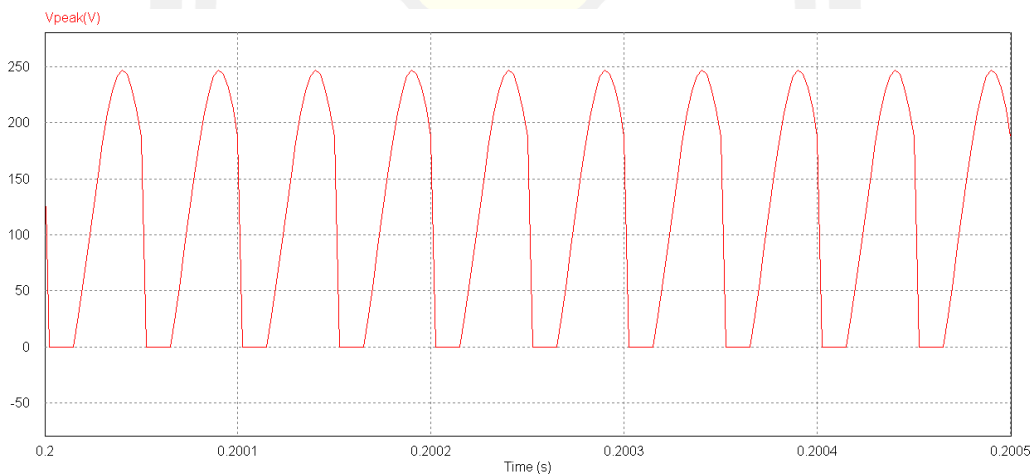
ภาพประกอบ ข.12 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



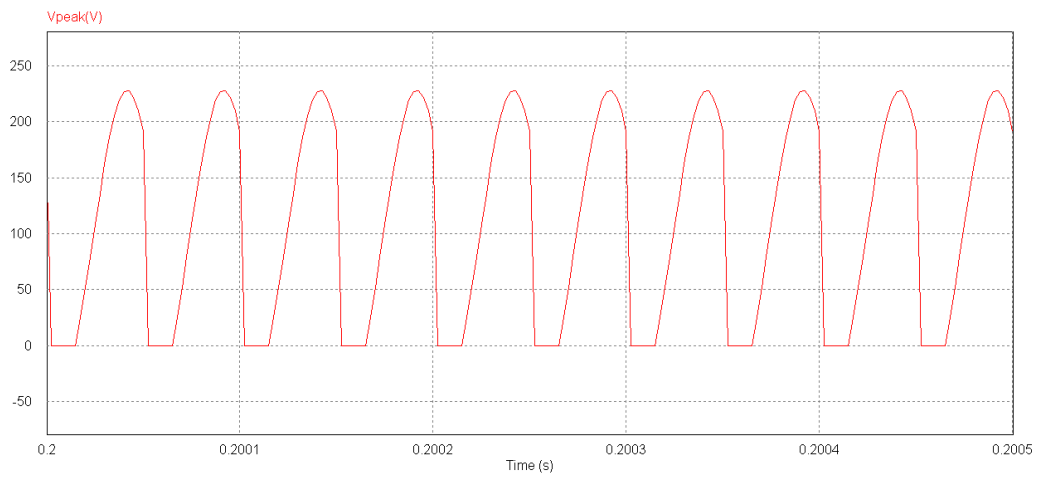
ภาพประกอบ ข.13 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



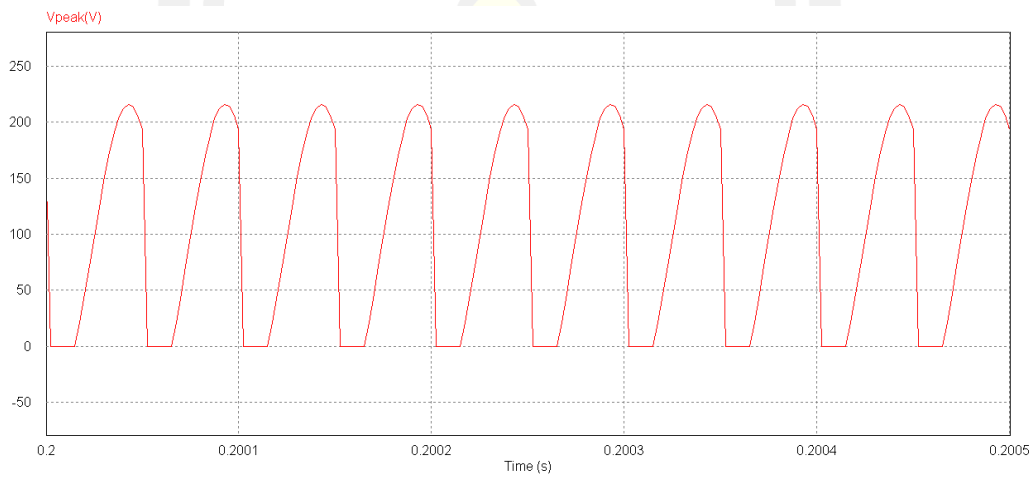
ภาพประกอบ ข.14 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



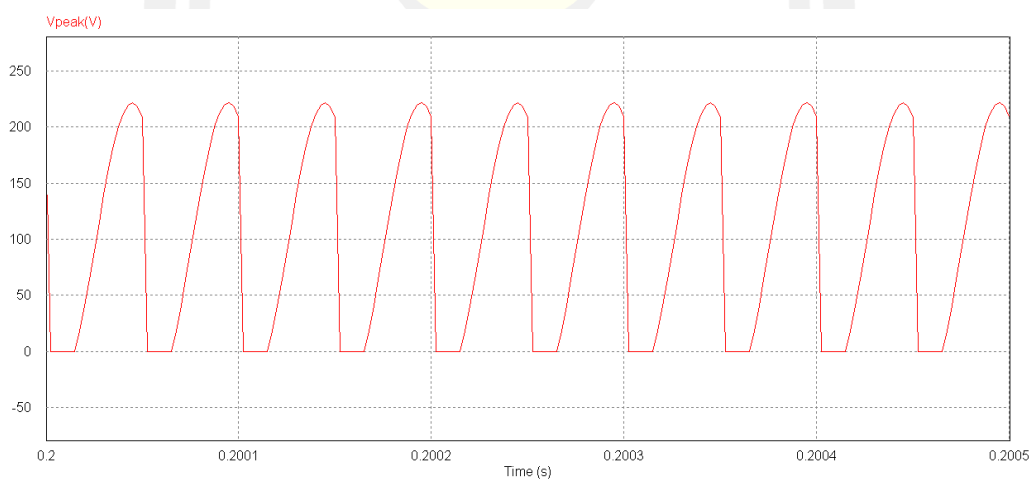
ภาพประกอบ ข.15 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



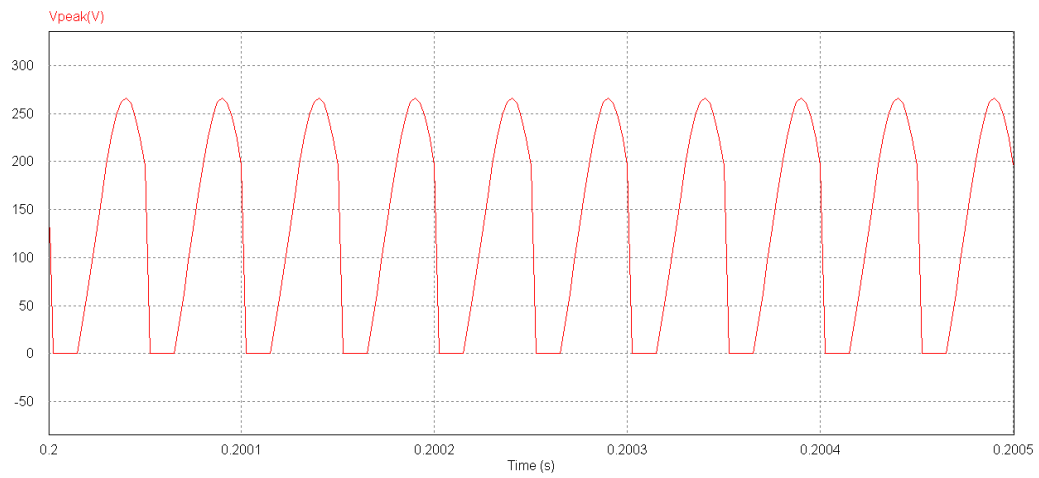
ภาพประกอบ ข.16 แสดงค่าแรงดันยอด (Vpeak) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



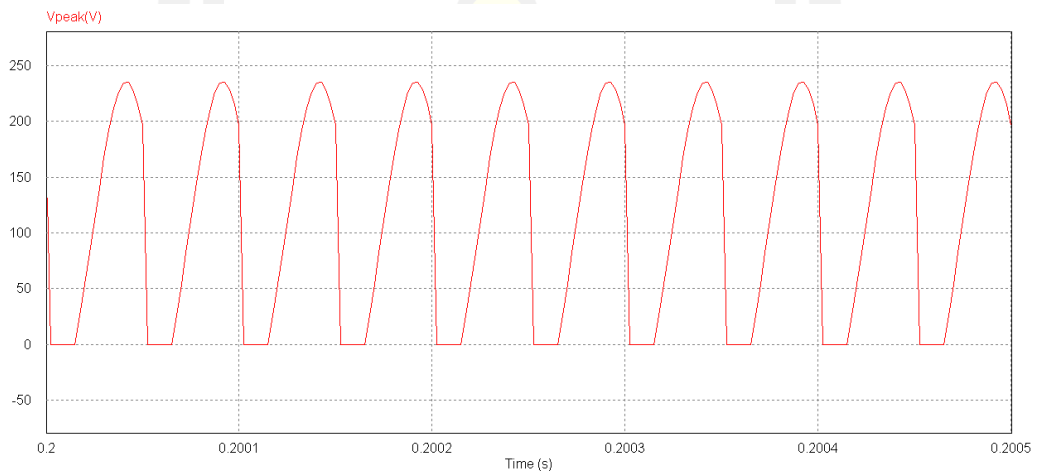
ภาพประกอบ ข.17 แสดงค่าแรงดันยอด (Vpeak) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



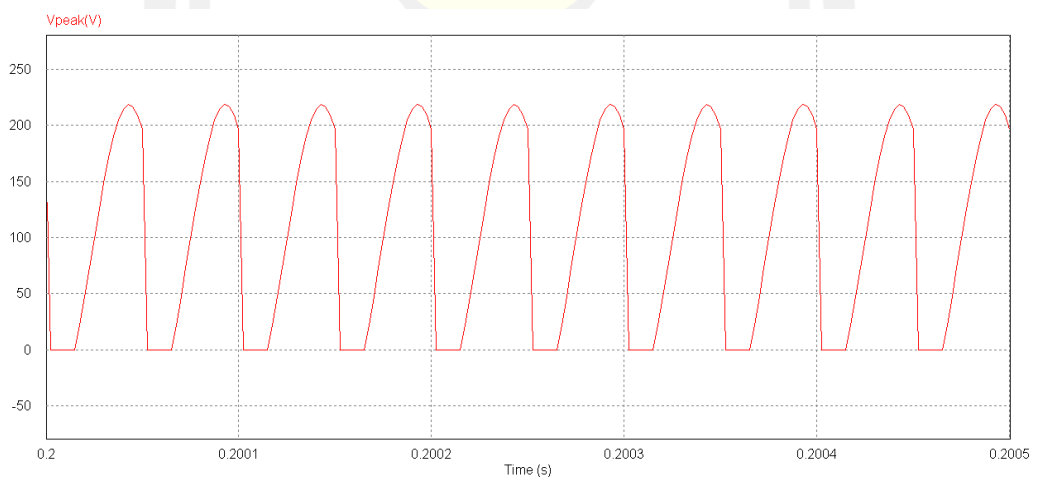
ภาพประกอบ ข.18 แสดงค่าแรงดันยอด (Vpeak) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



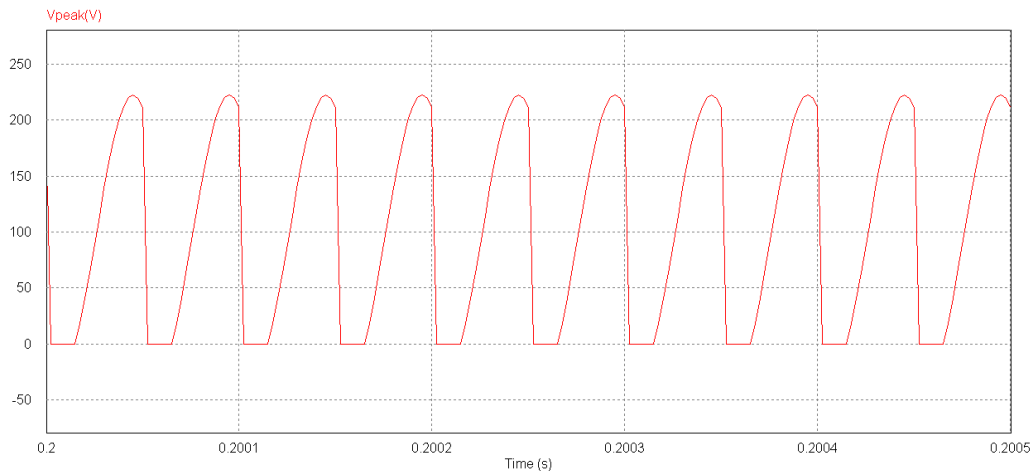
ภาพประกอบ ข.19 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



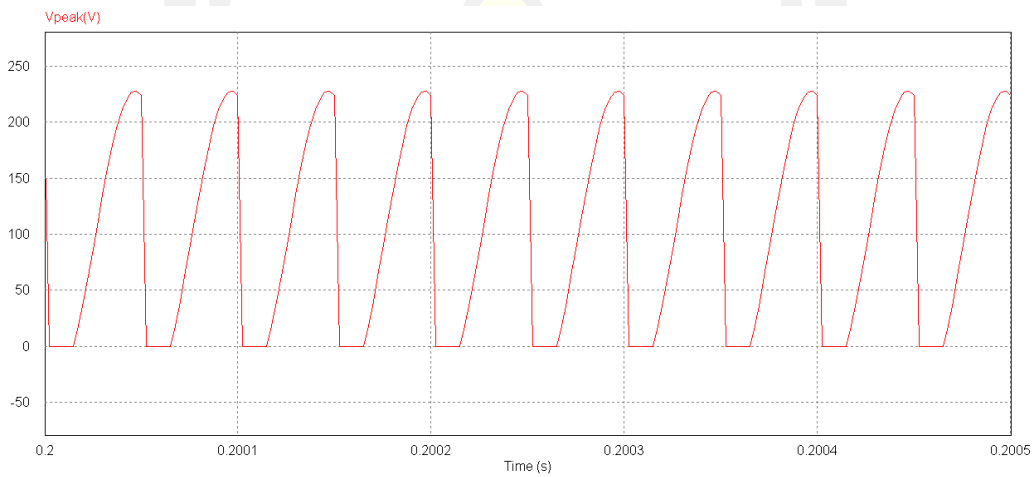
ภาพประกอบ ข.20 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



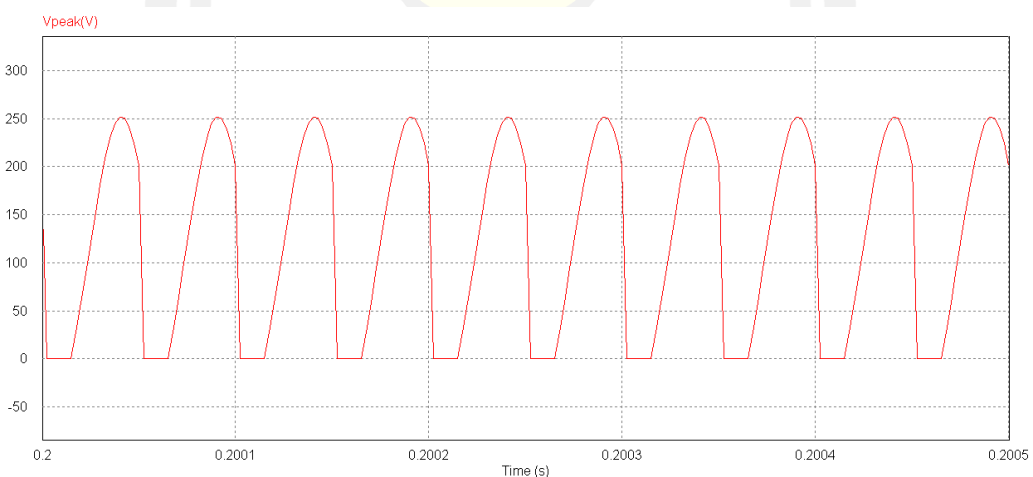
ภาพประกอบ ข.21 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



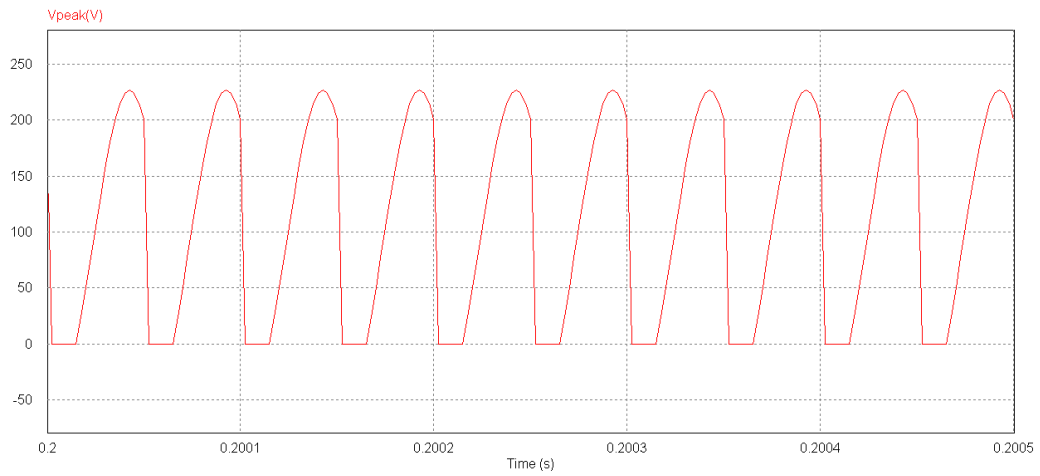
ภาพประกอบ ข.22 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



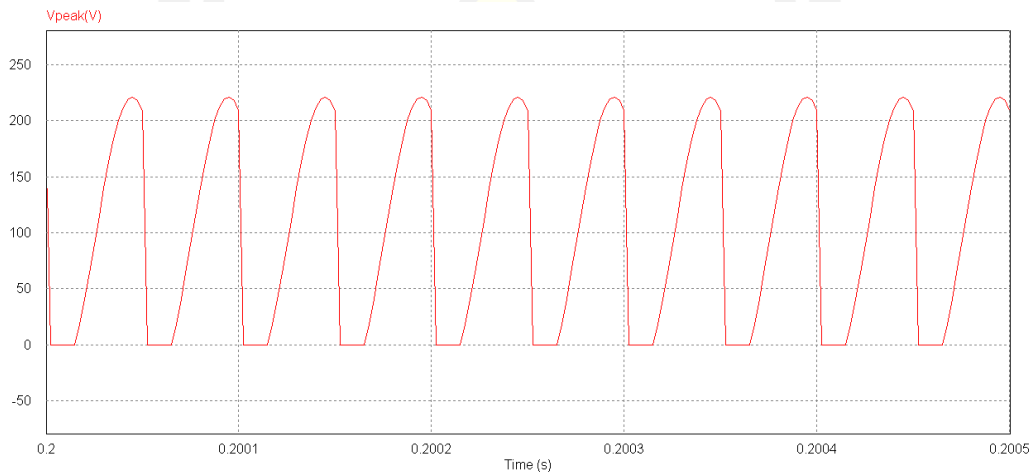
ภาพประกอบ ข.23 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



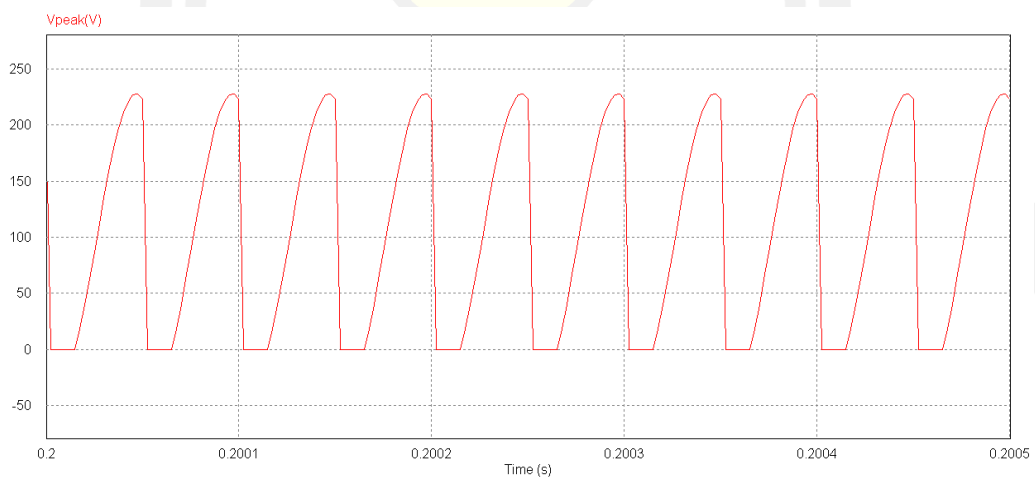
ภาพประกอบ ข.24 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



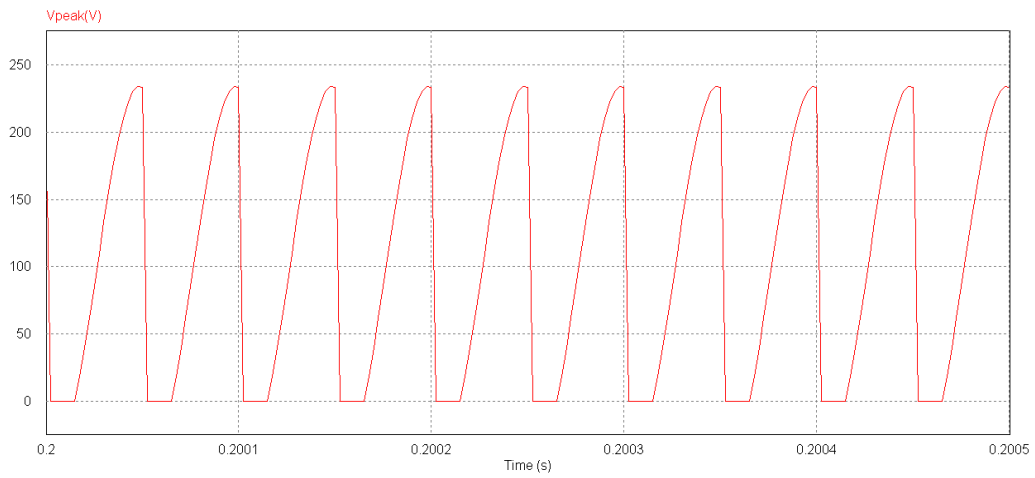
ภาพประกอบ ข.25 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



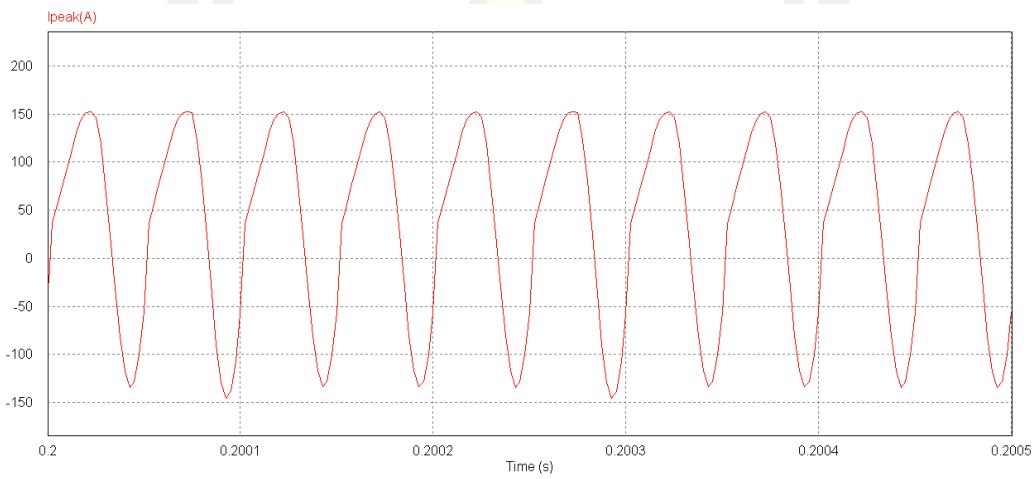
ภาพประกอบ ข.26 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



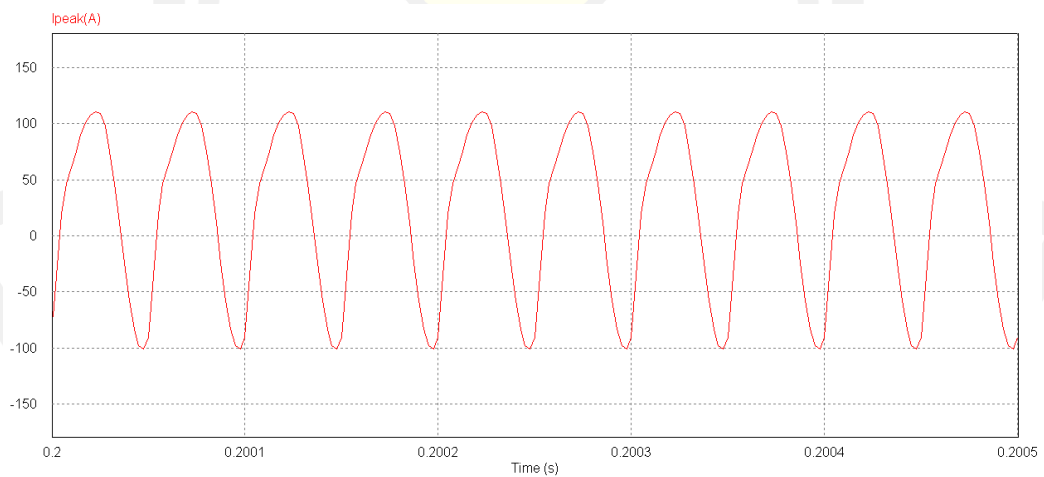
ภาพประกอบ ข.27 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



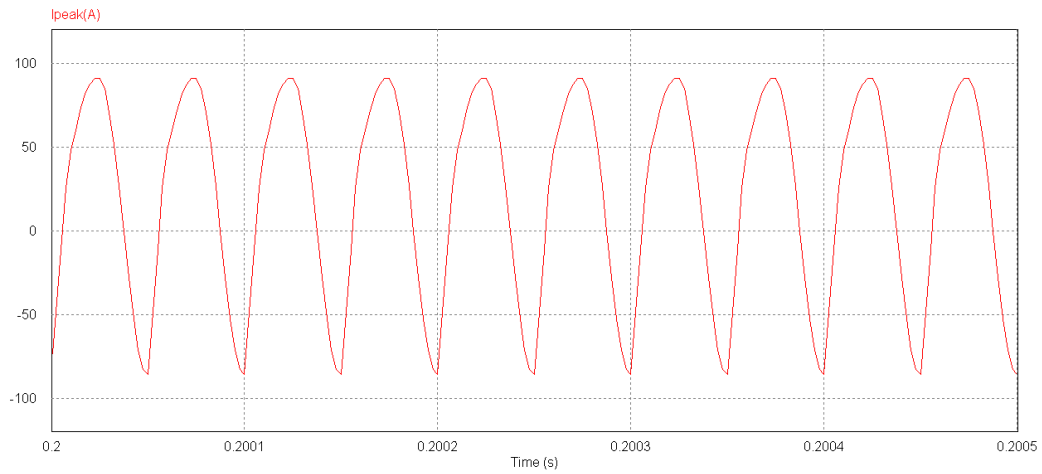
ภาพประกอบ ข.28 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



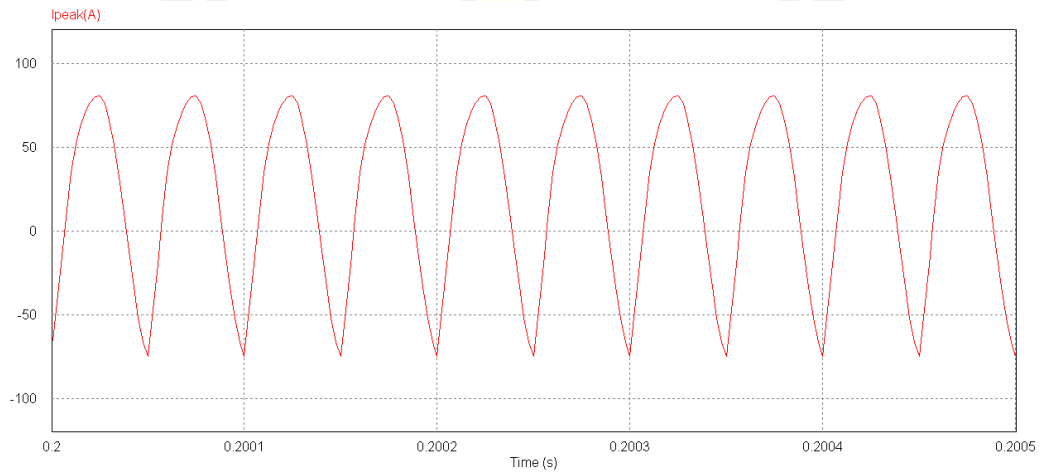
ภาพประกอบ ข.29 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



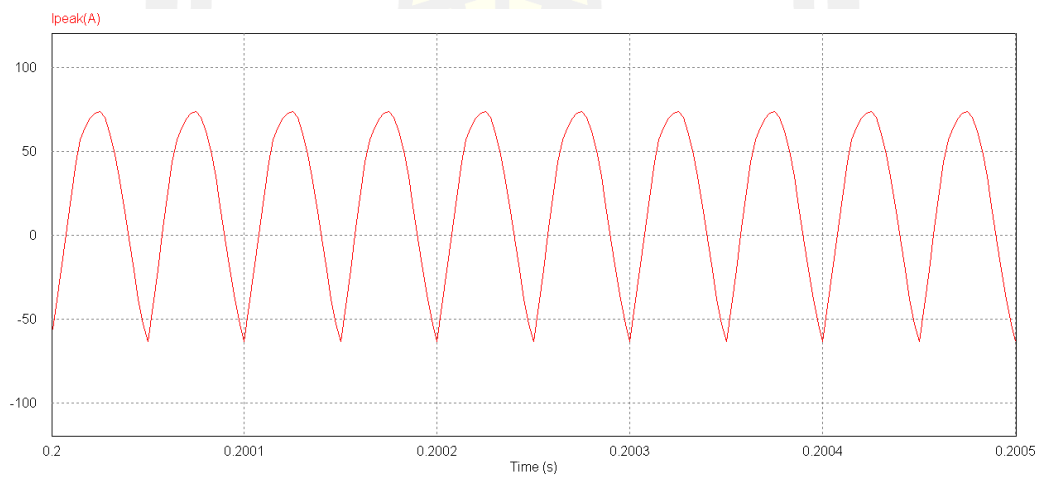
ภาพประกอบ ข.30 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



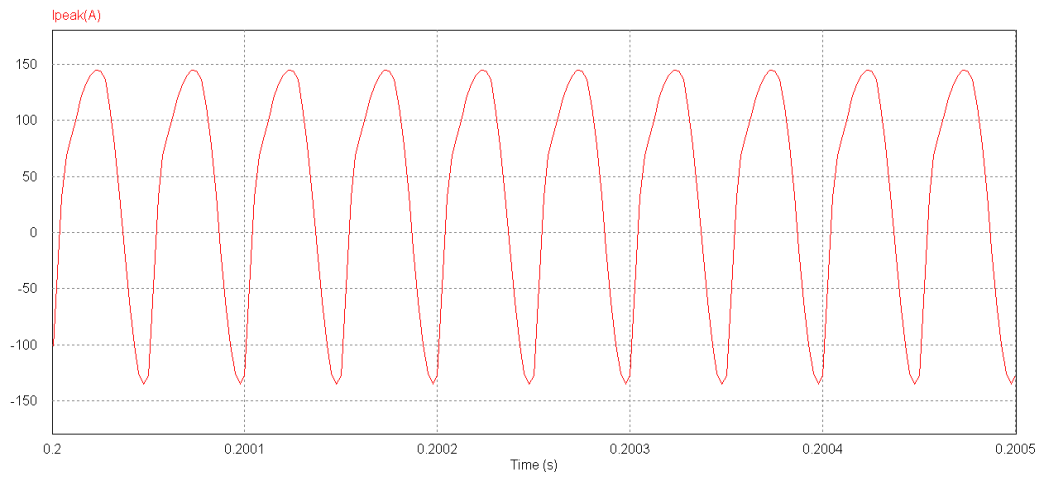
ภาพประกอบ ข.31 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



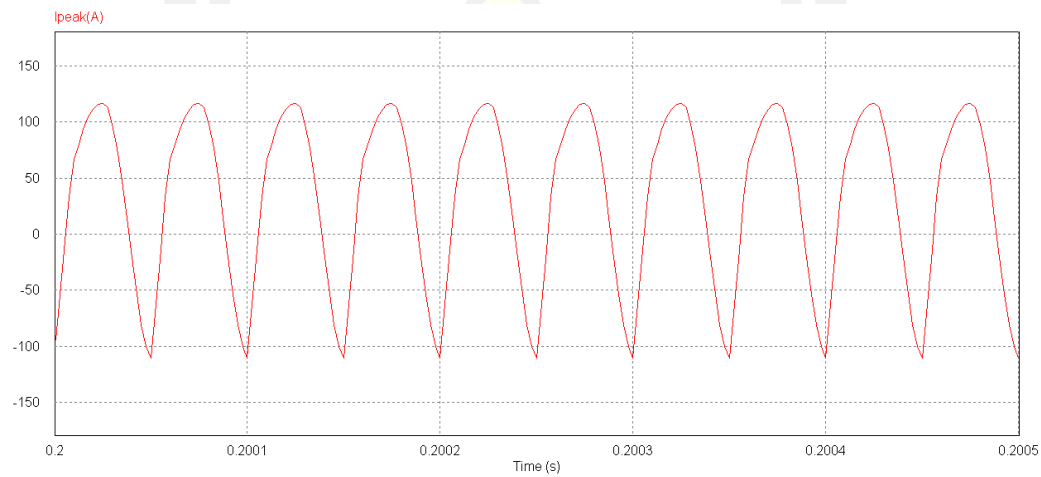
ภาพประกอบ ข.32 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



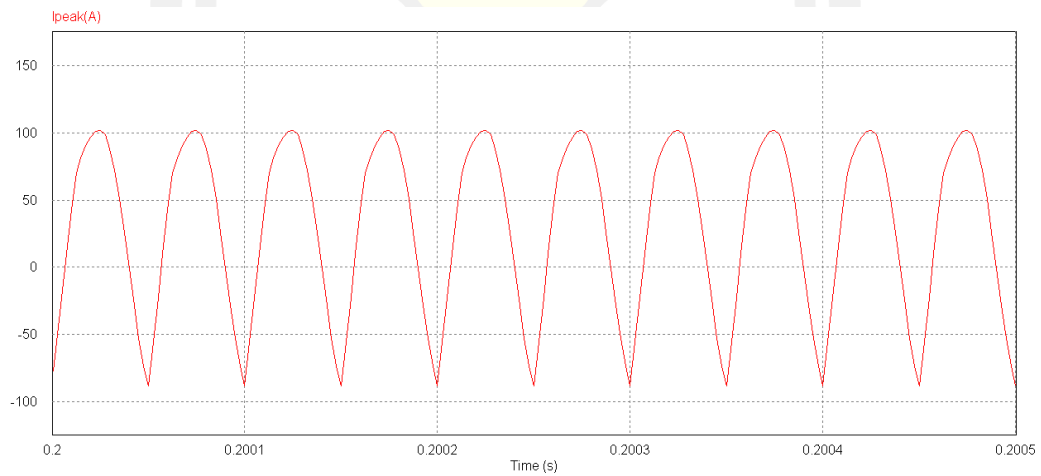
ภาพประกอบ ข.33 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



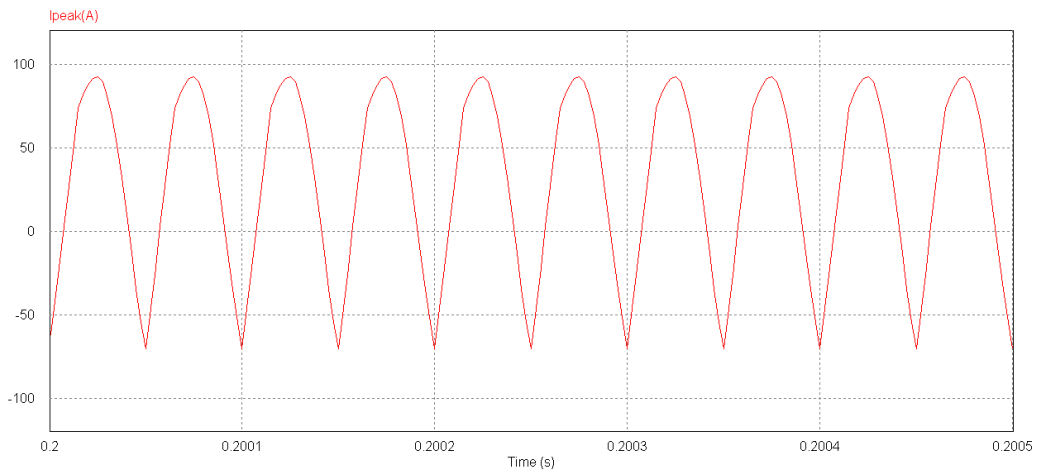
ภาพประกอบ ข.34 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



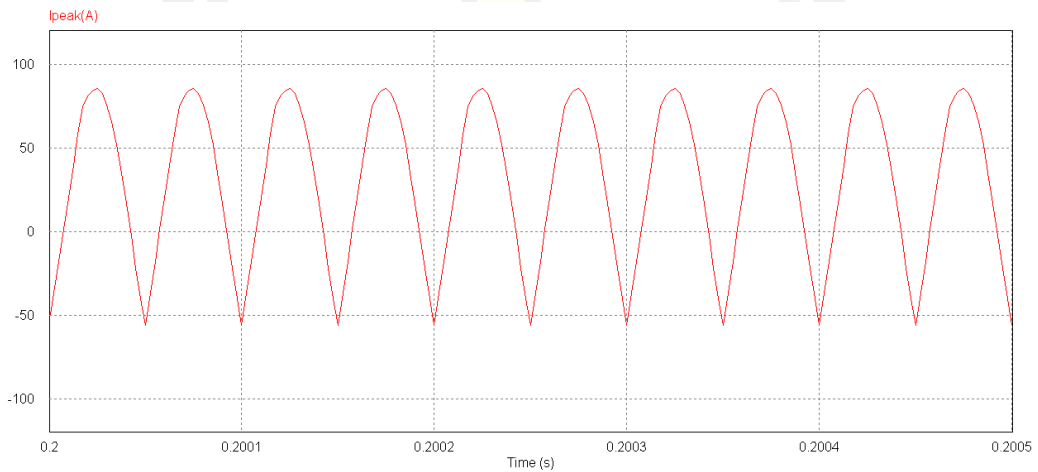
ภาพประกอบ ข.35 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



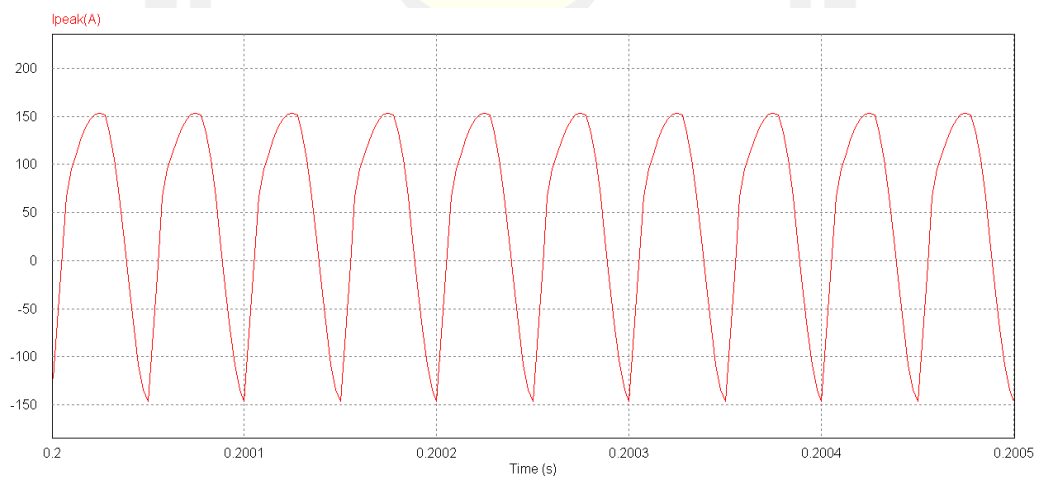
ภาพประกอบ ข.36 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



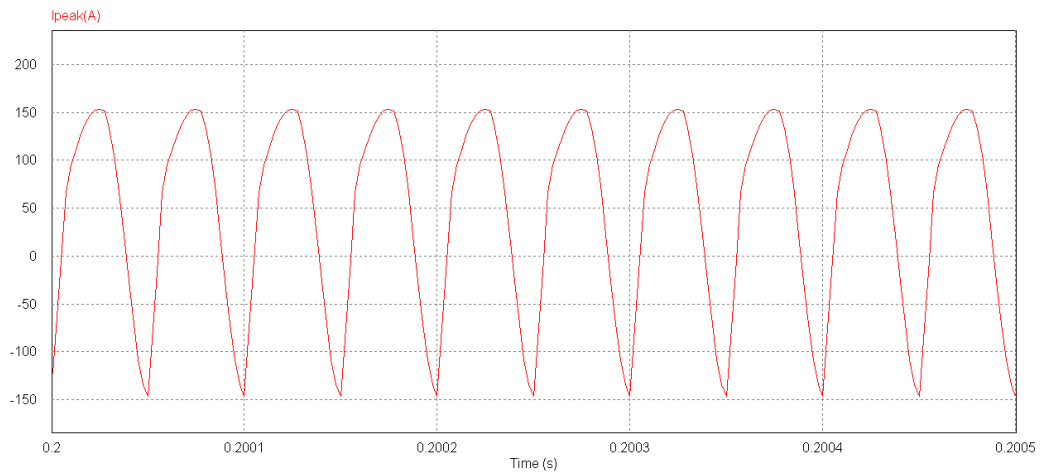
ภาพประกอบ ข.37 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



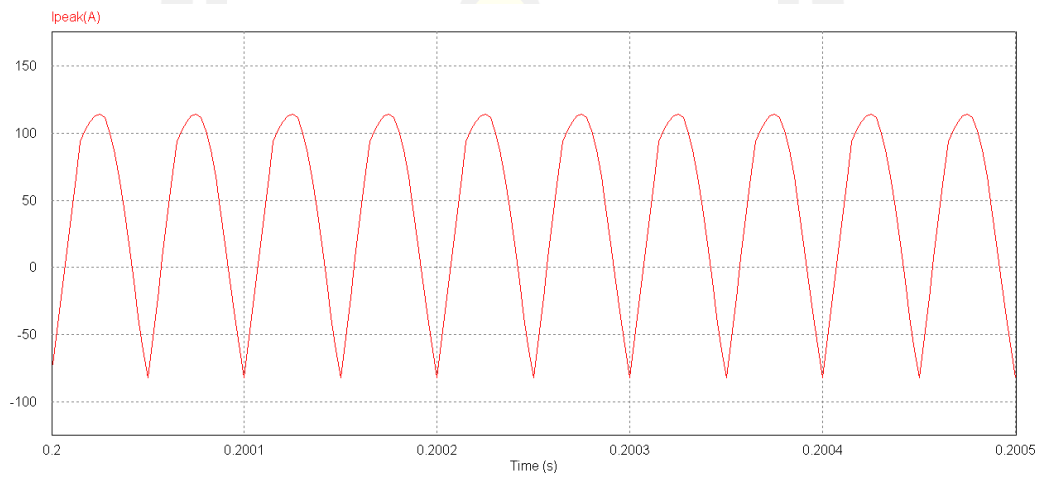
ภาพประกอบ ข.38 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



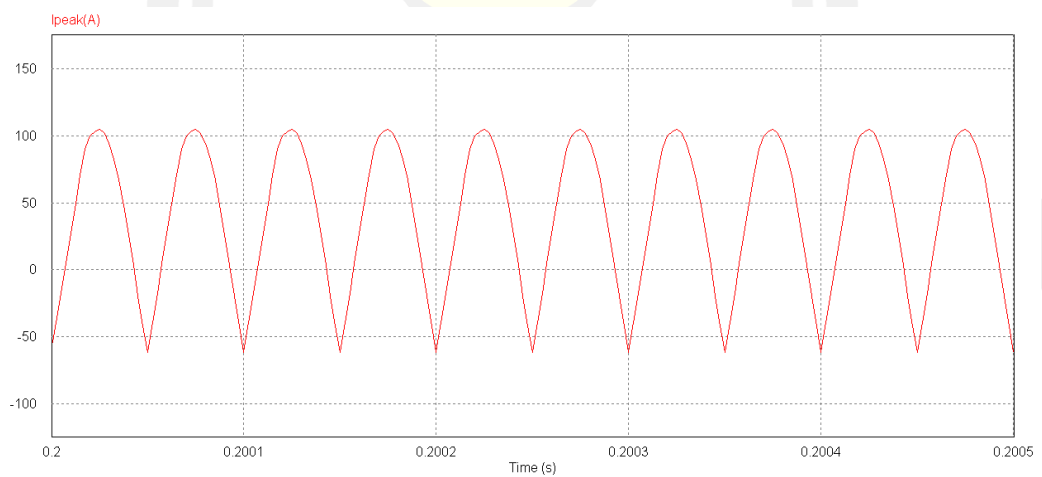
ภาพประกอบ ข.39 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



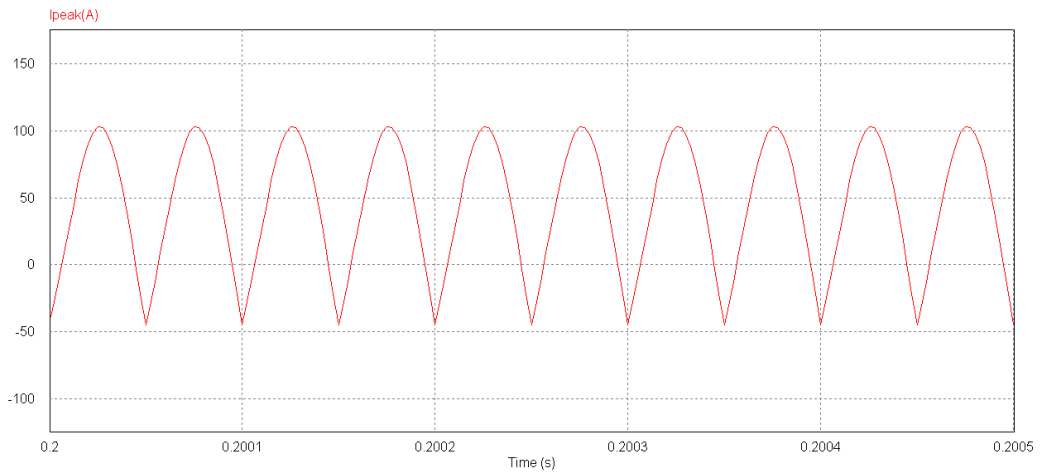
ภาพประกอบ ข.40 แสดงค่าแรงดันยอด (V_{peak}) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



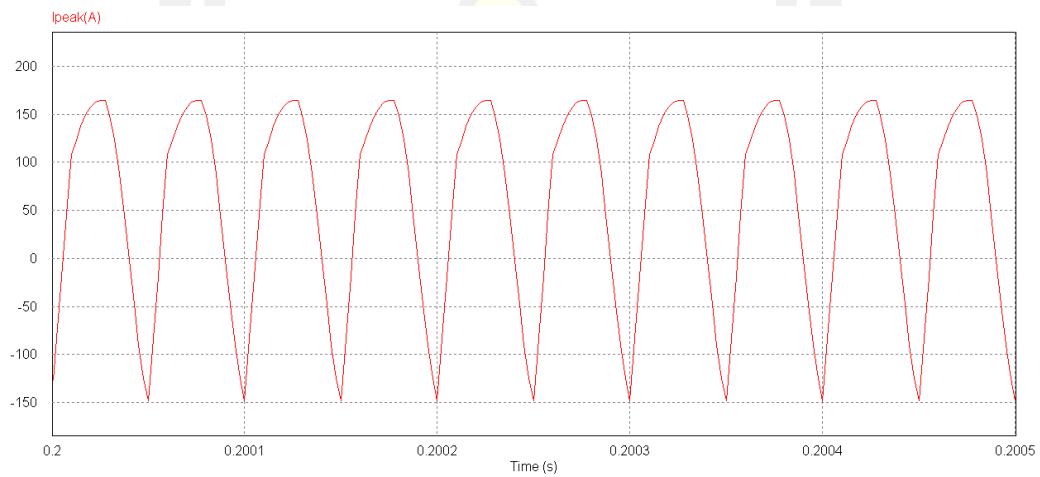
ภาพประกอบ ข.41 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



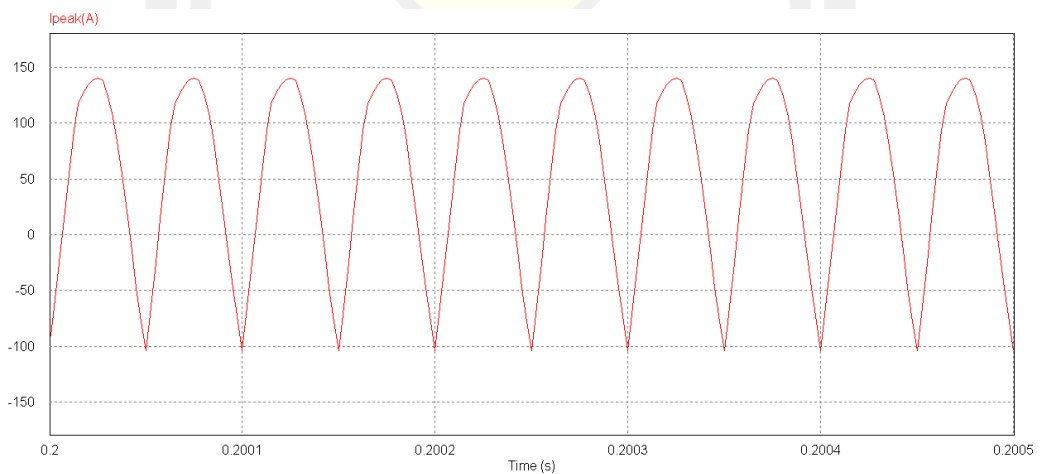
ภาพประกอบ ข.42 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



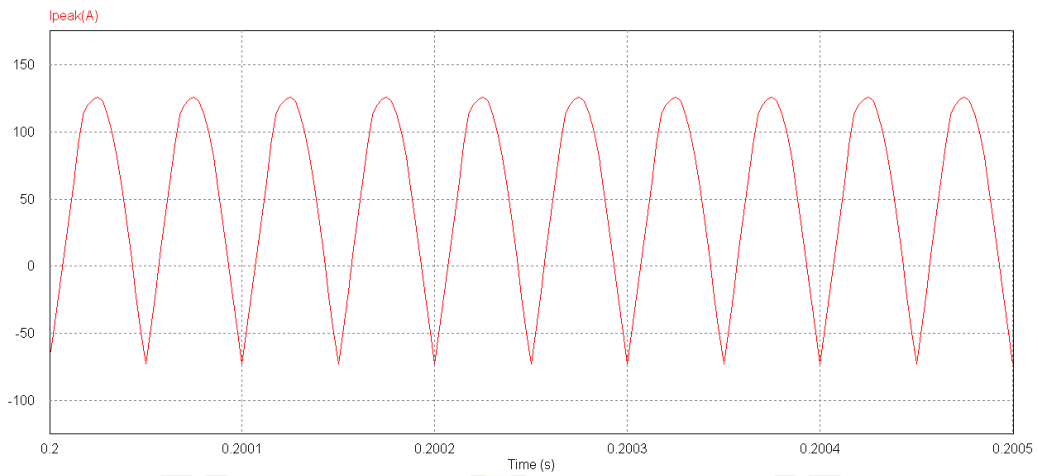
ภาพประกอบ ข.43 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



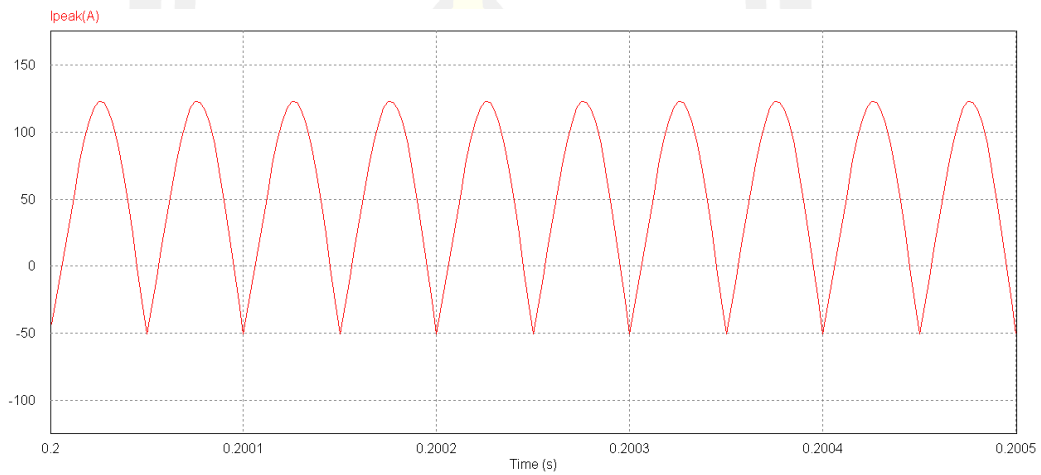
ภาพประกอบ ข.44 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



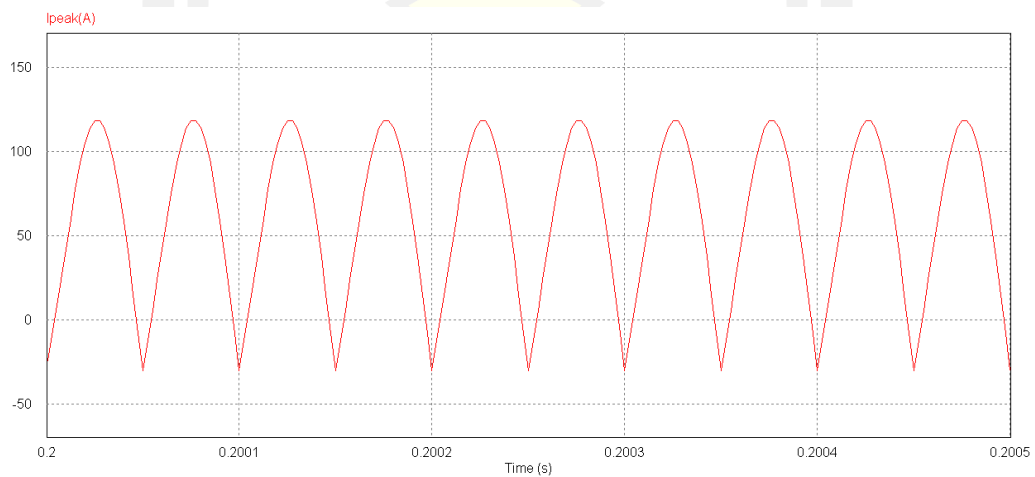
ภาพประกอบ ข.45 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



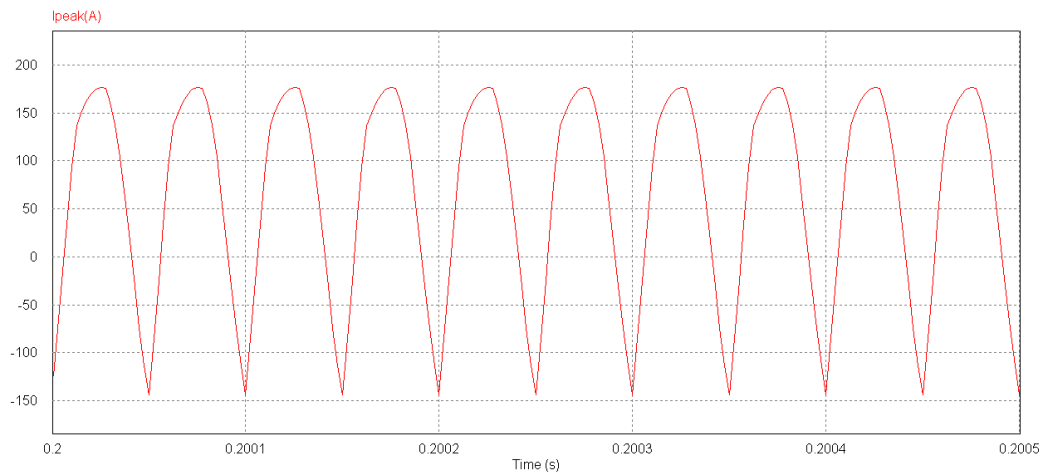
ภาพประกอบ ข.46 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



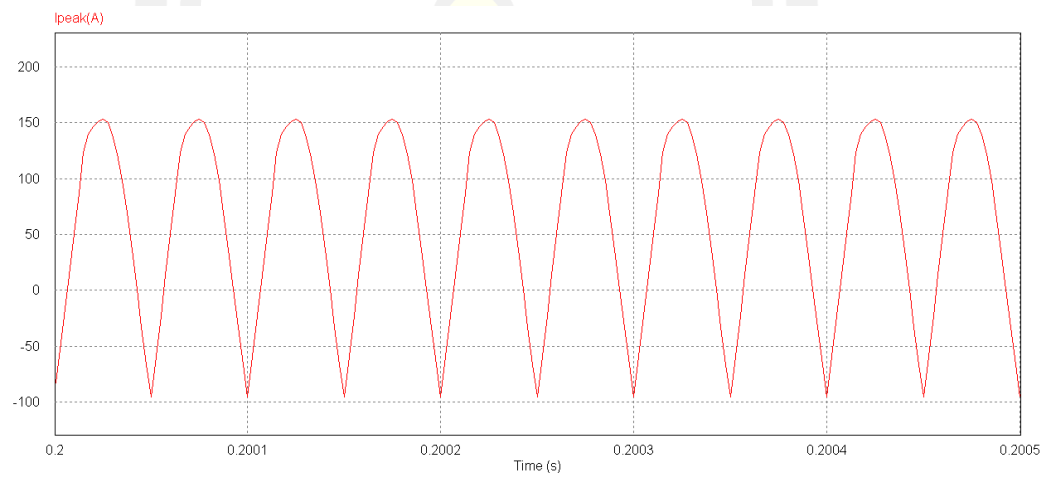
ภาพประกอบ ข.47 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



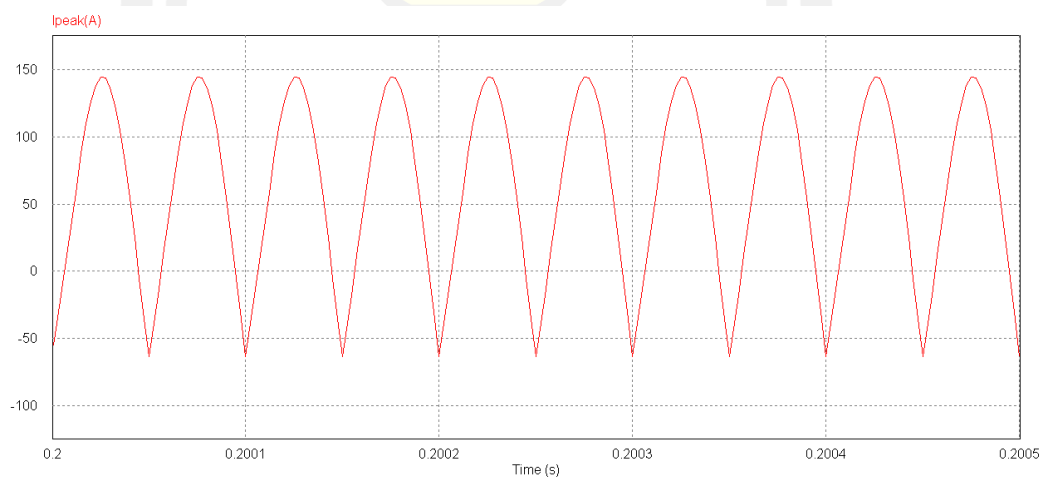
ภาพประกอบ ข.48 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



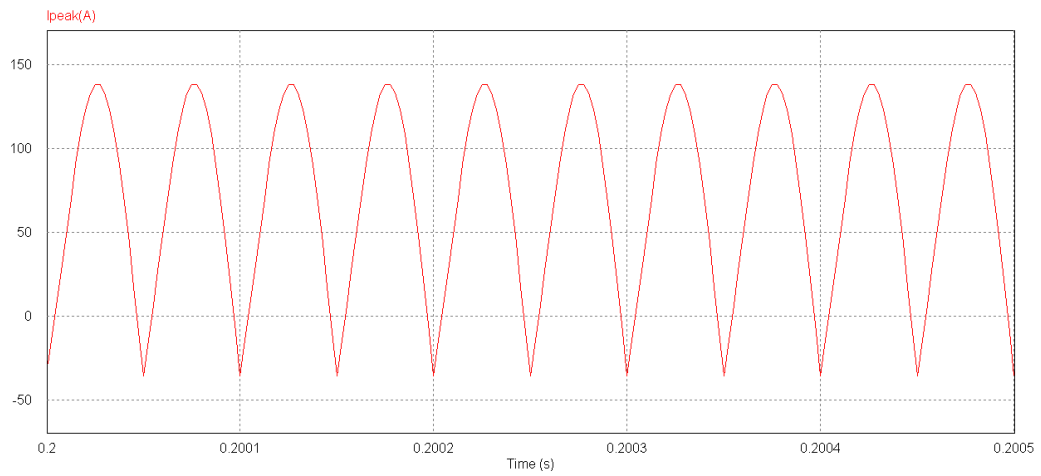
ภาพประกอบ ข.49 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



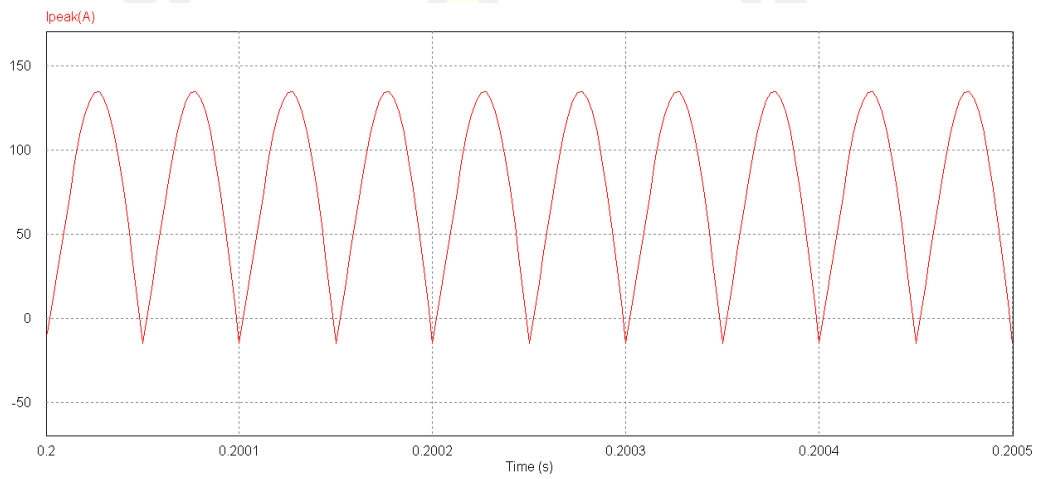
ภาพประกอบ ข.50 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



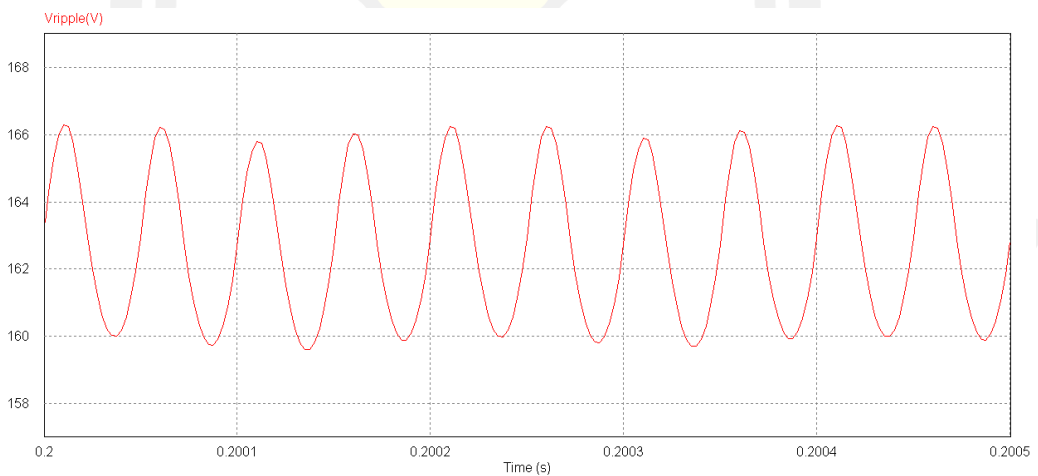
ภาพประกอบ ข.51 แสดงค่ากระแสยอด (I_{peak}) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



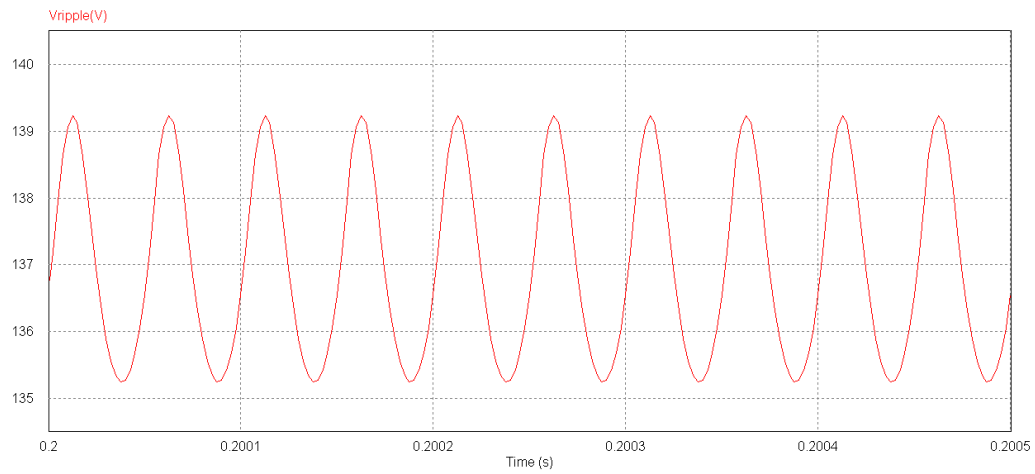
ภาพประกอบ ข.52 แสดงค่ากระแสยอด (Ipeak) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



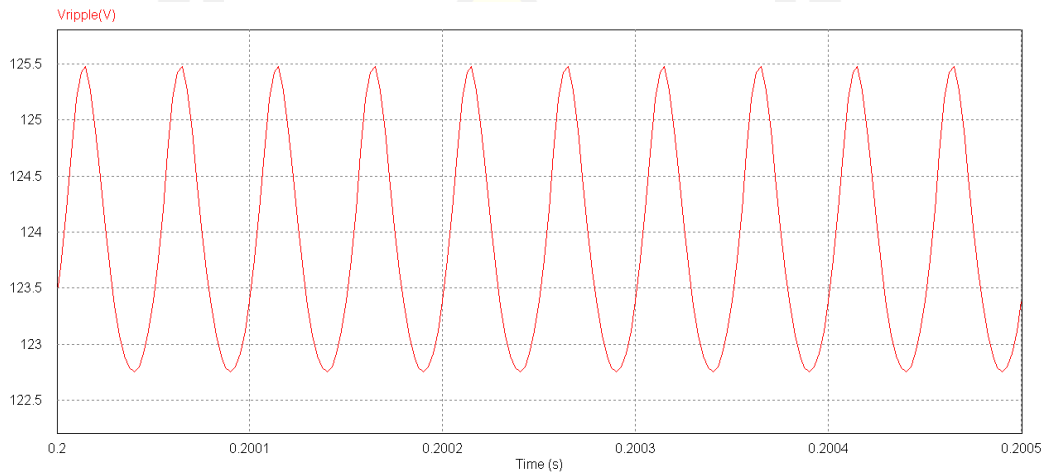
ภาพประกอบ ข.53 แสดงค่ากระแสยอด (Ipeak) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



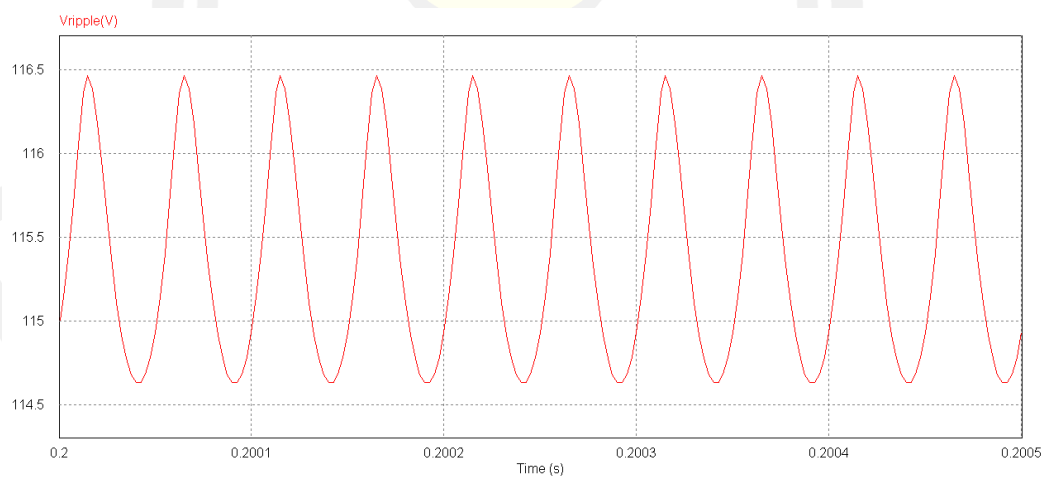
ภาพประกอบ ข.54 แสดงค่าแรงกลคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



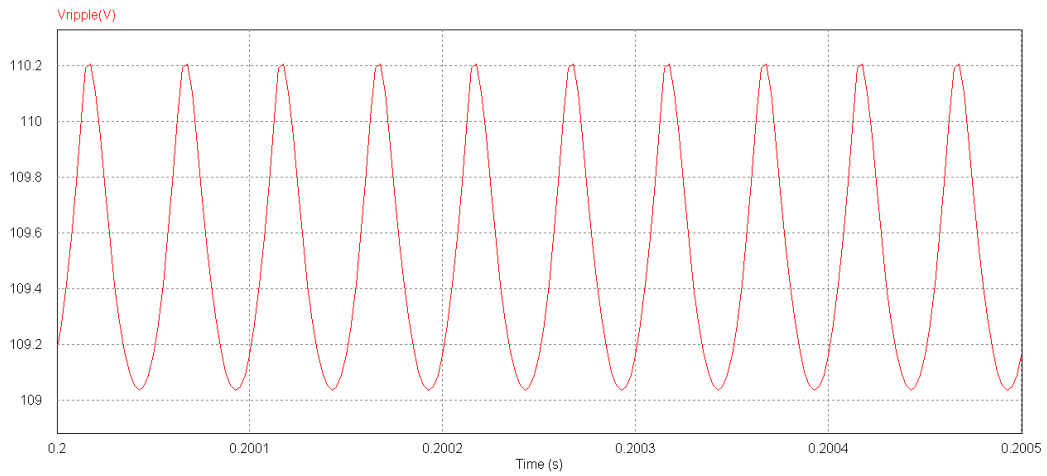
ภาพประกอบ ข.55 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



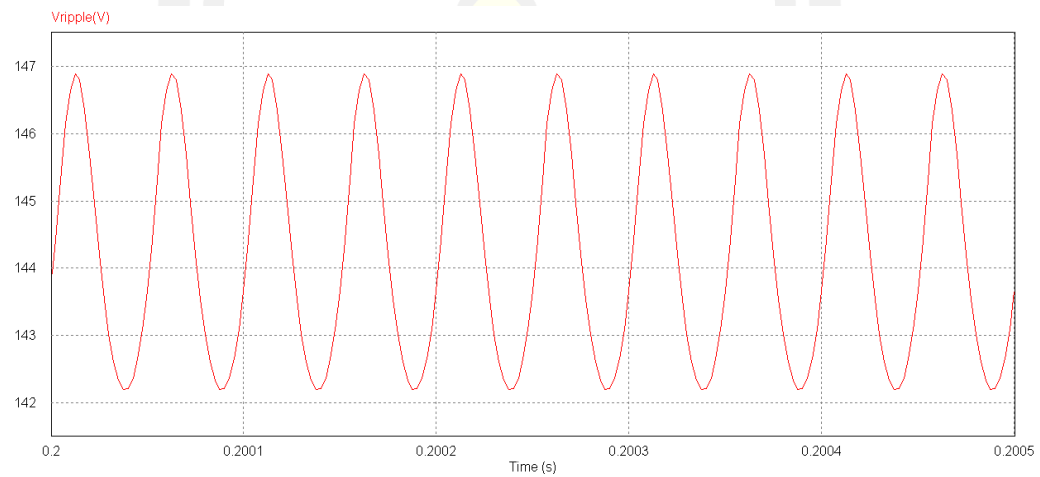
ภาพประกอบ ข.56 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



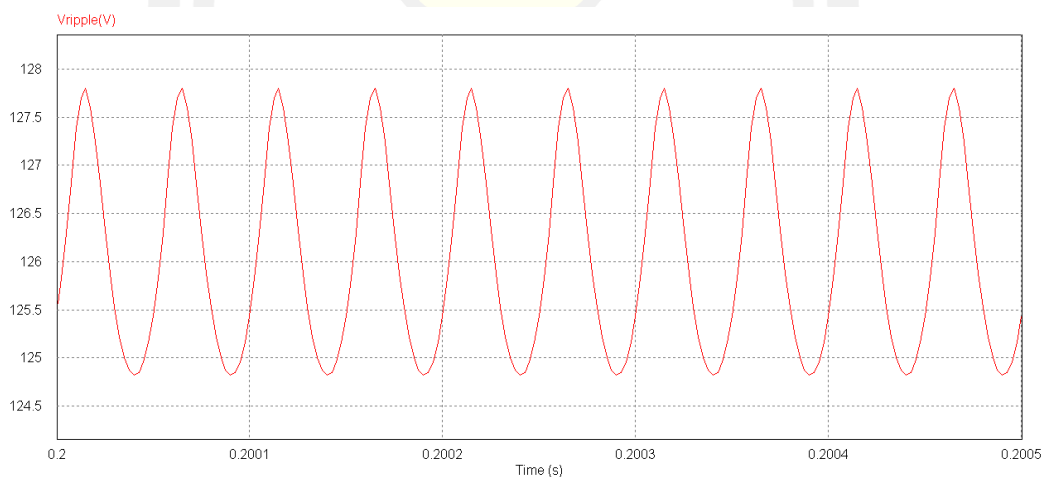
ภาพประกอบ ข.57 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



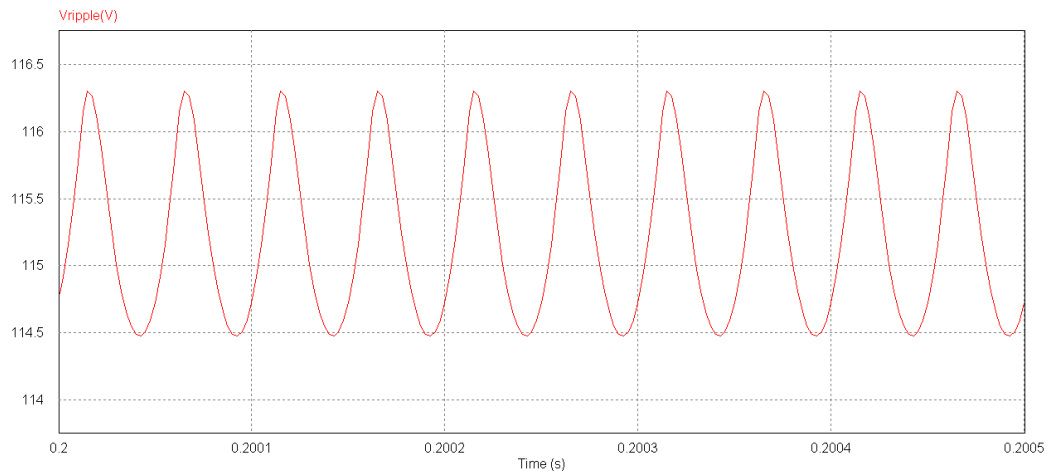
ภาพประกอบ ข.58 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



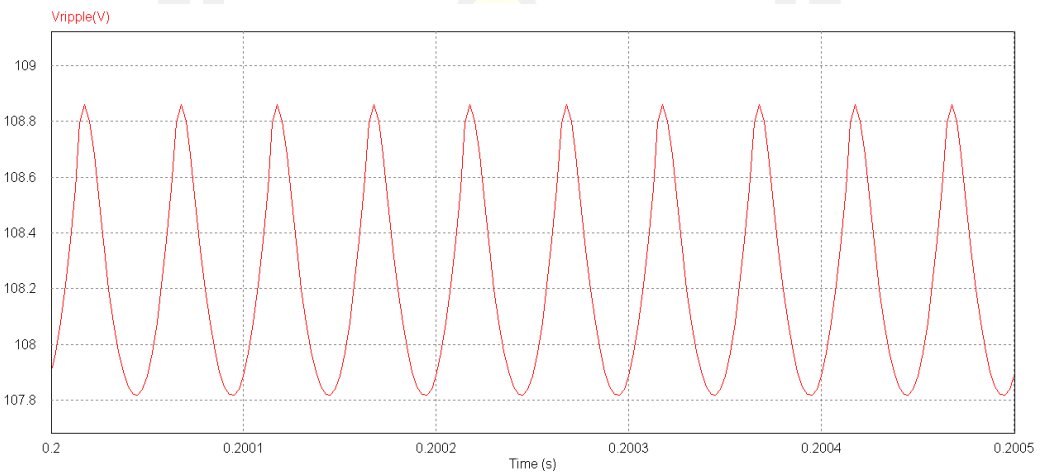
ภาพประกอบ ข.59 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



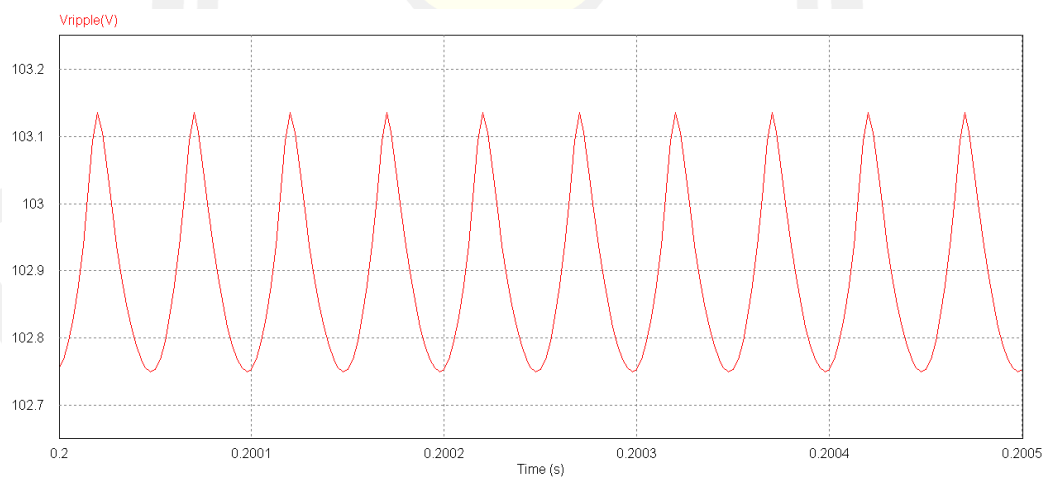
ภาพประกอบ ข.60 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



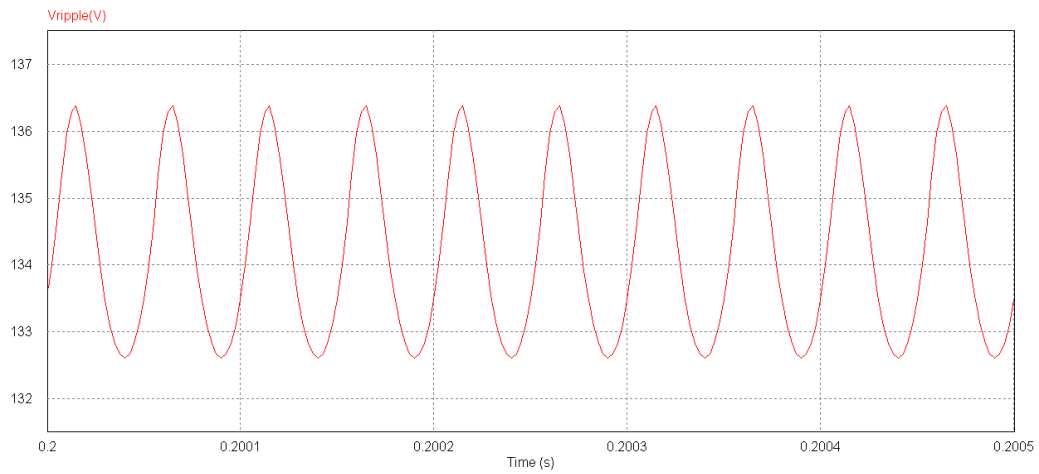
ภาพประกอบ ข.61 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



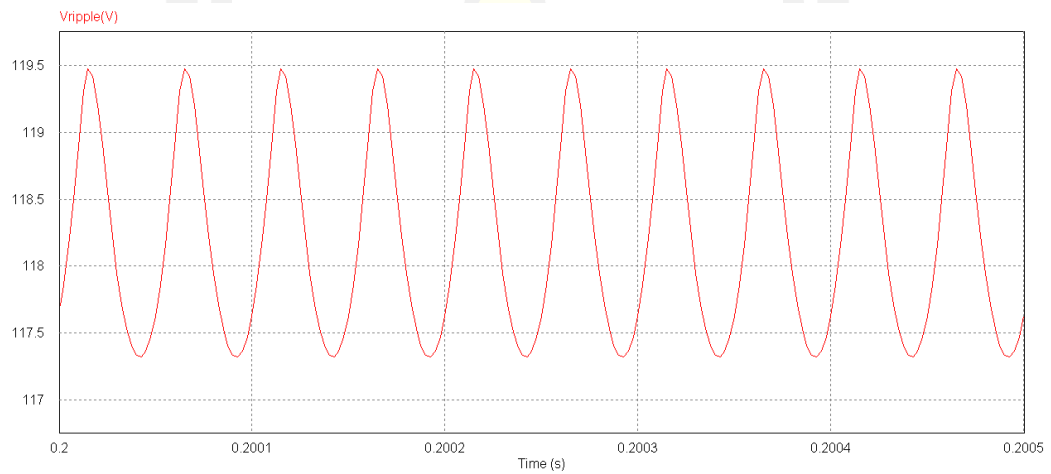
ภาพประกอบ ข.62 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



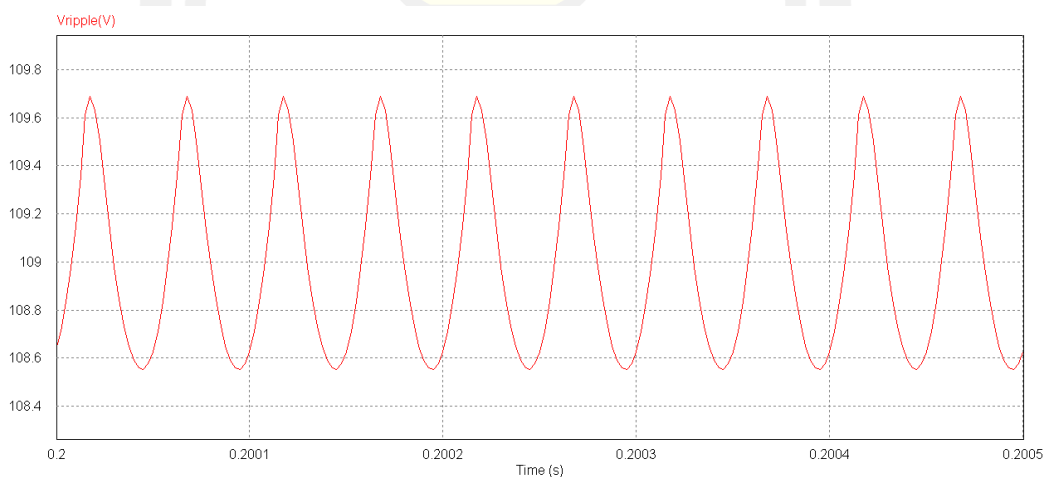
ภาพประกอบ ข.63 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



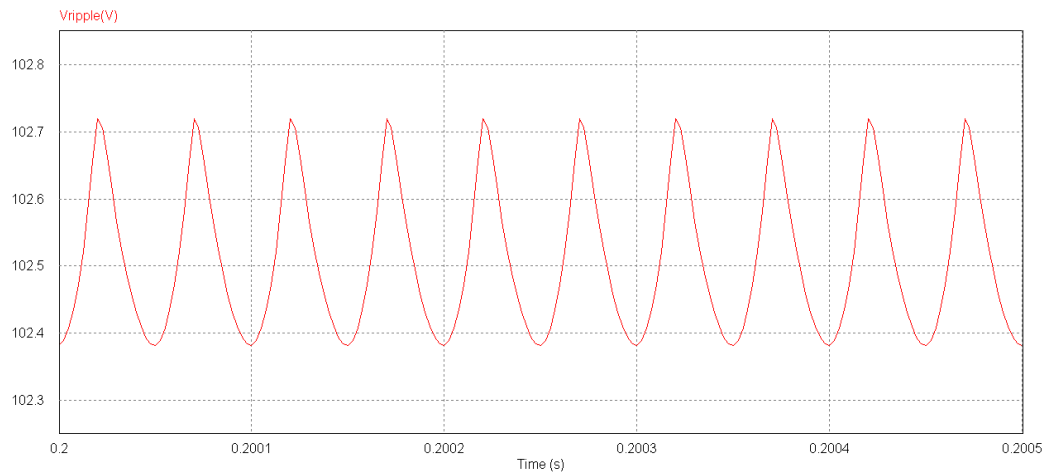
ภาพประกอบ ข.64 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



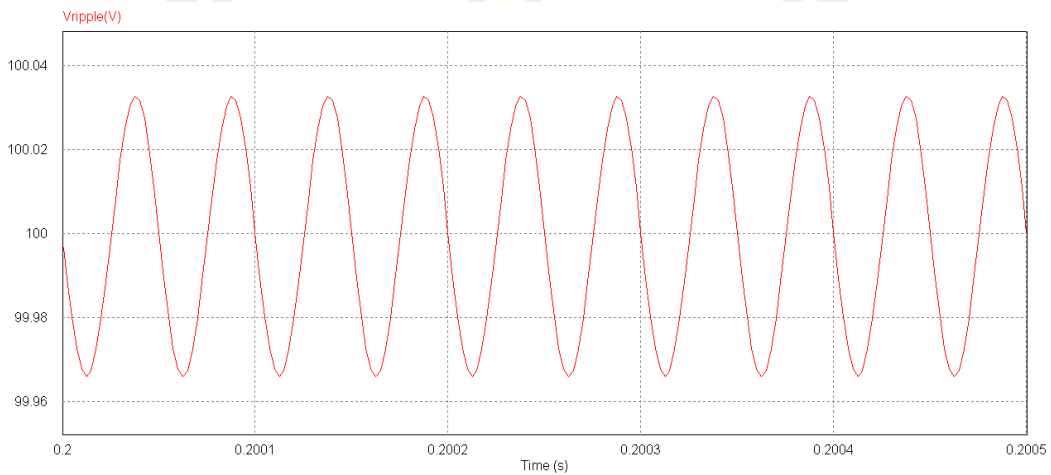
ภาพประกอบ ข.65 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



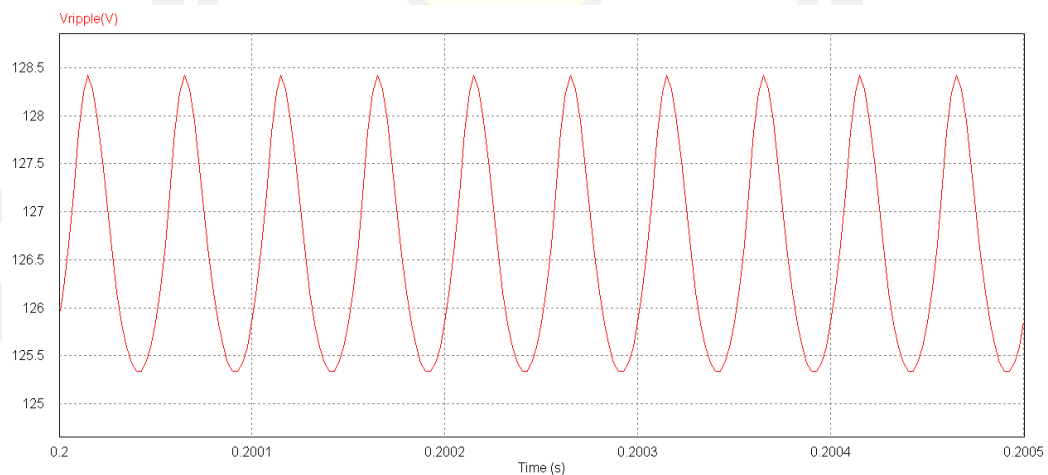
ภาพประกอบ ข.66 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



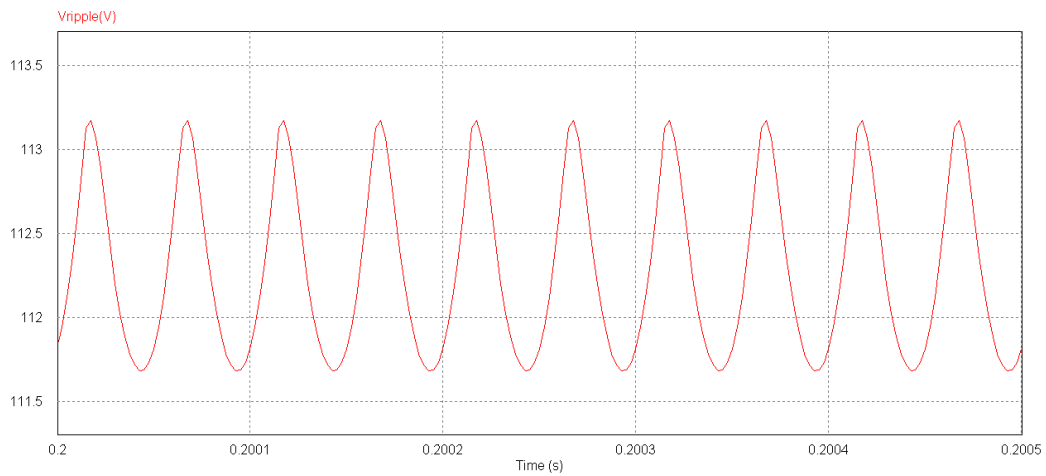
ภาพประกอบ ข.67 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



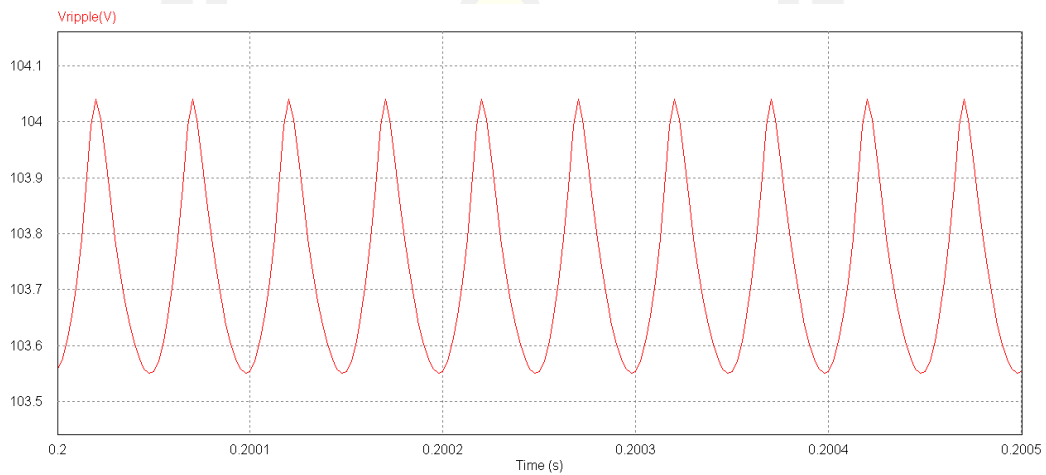
ภาพประกอบ ข.68 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



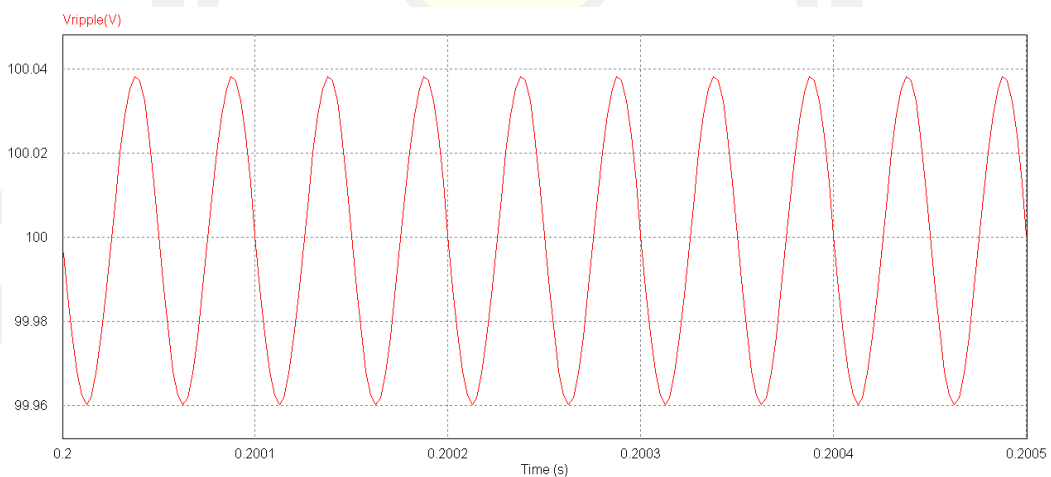
ภาพประกอบ ข.69 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



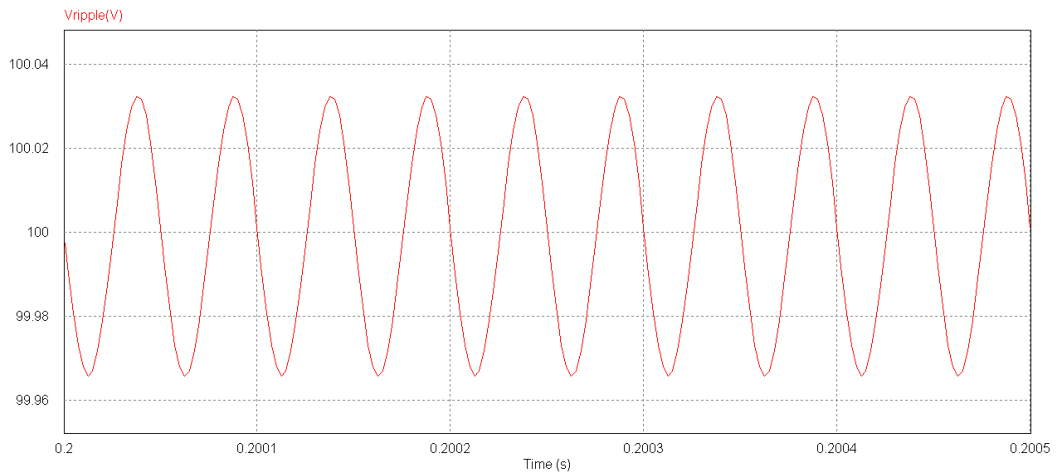
ภาพประกอบ ข.70 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



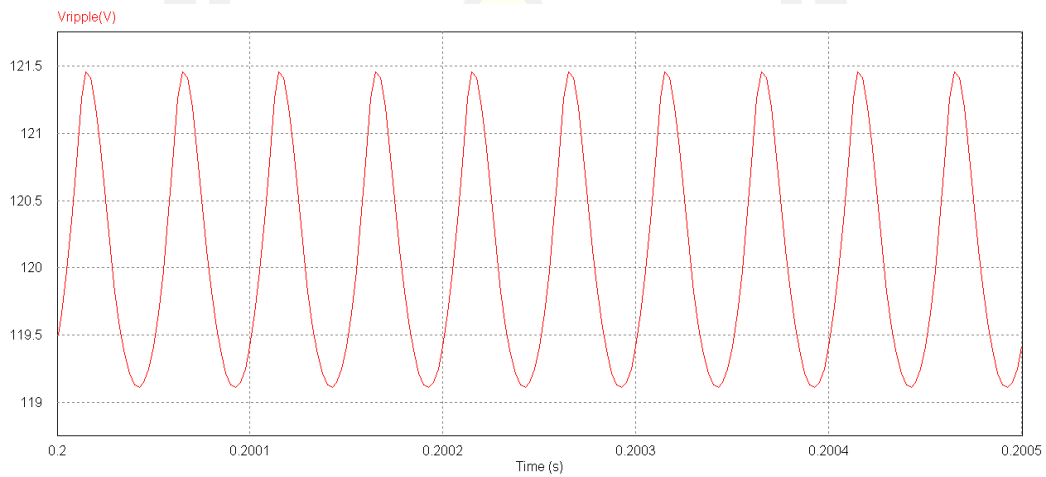
ภาพประกอบ ข.71 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



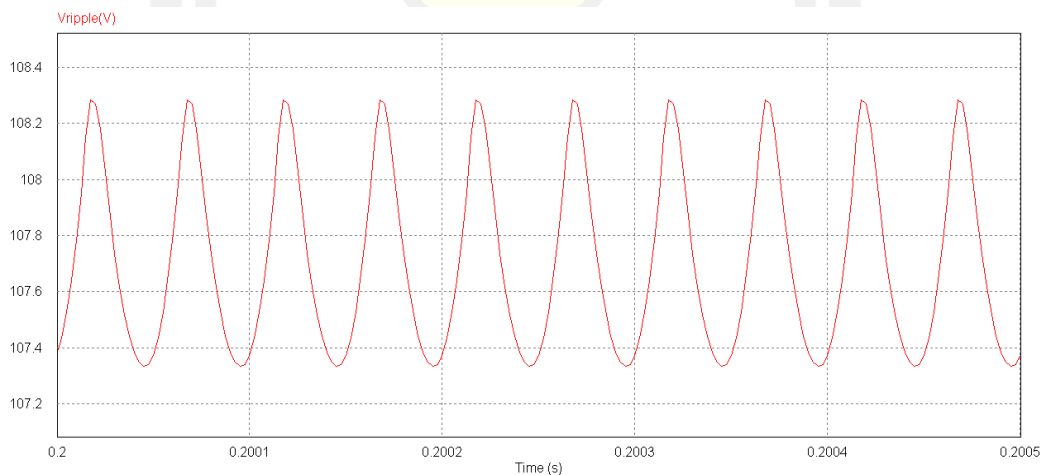
ภาพประกอบ ข.72 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



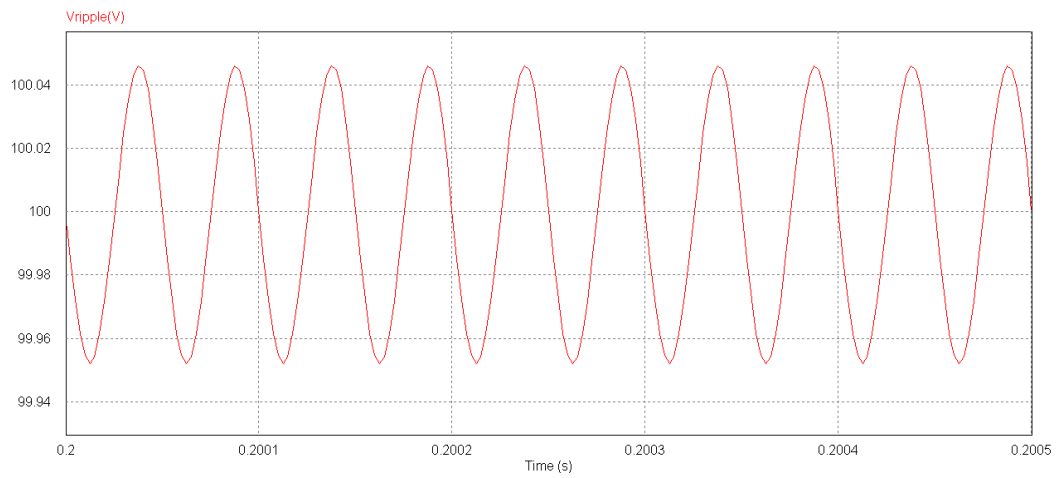
ภาพประกอบ ข.73 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



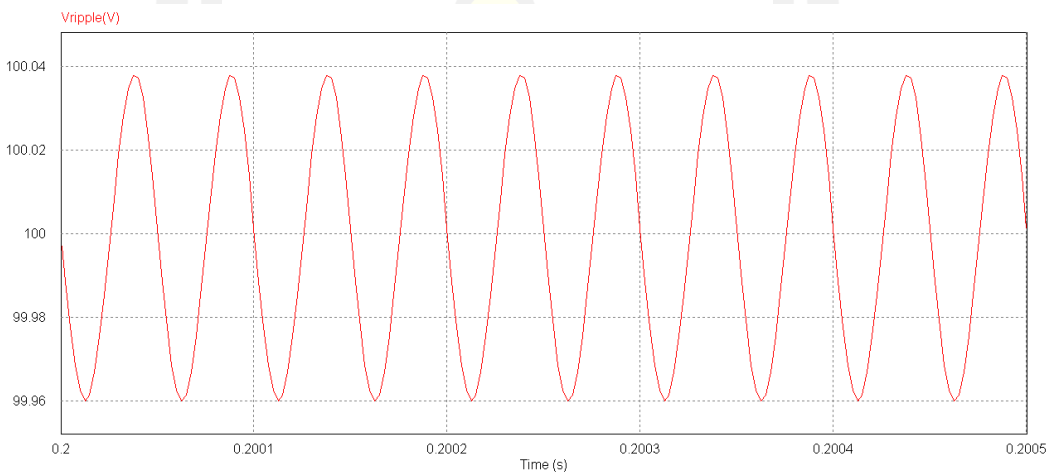
ภาพประกอบ ข.74 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



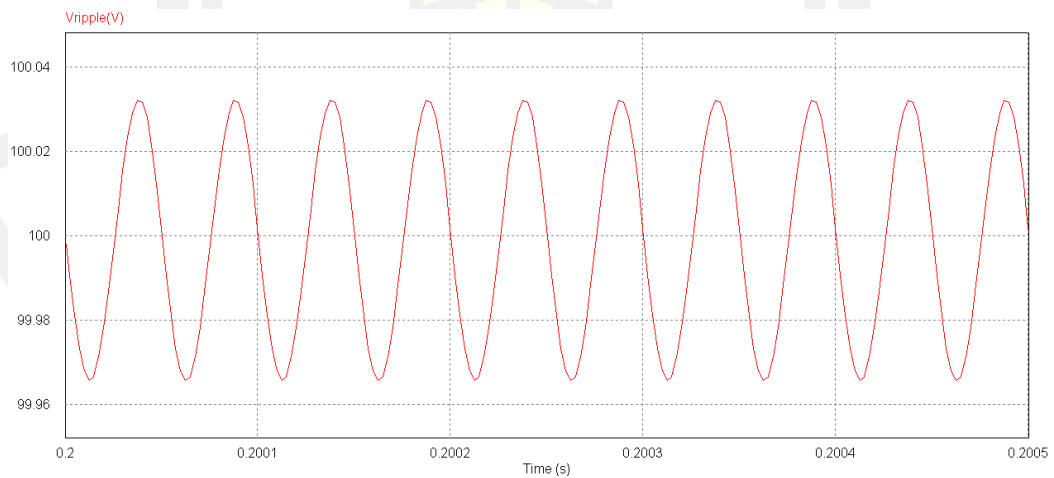
ภาพประกอบ ข.75 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



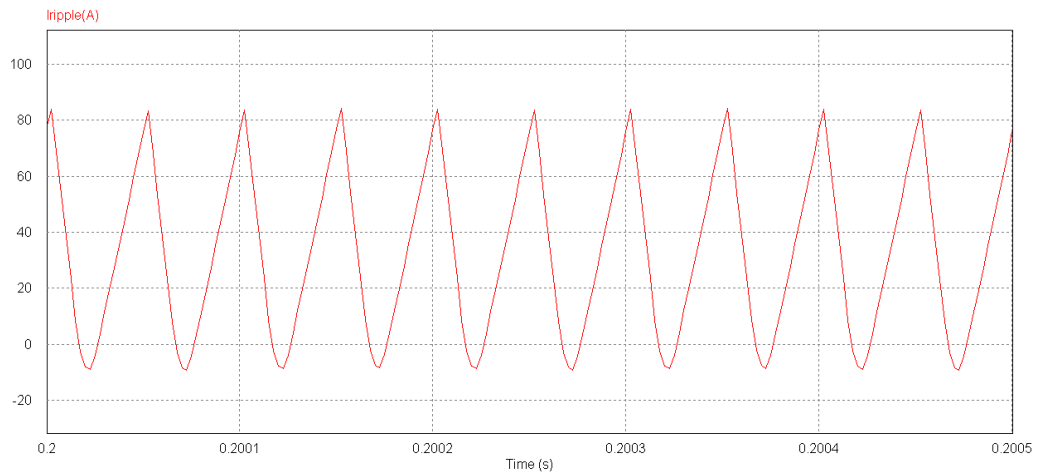
ภาพประกอบ ข.76 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



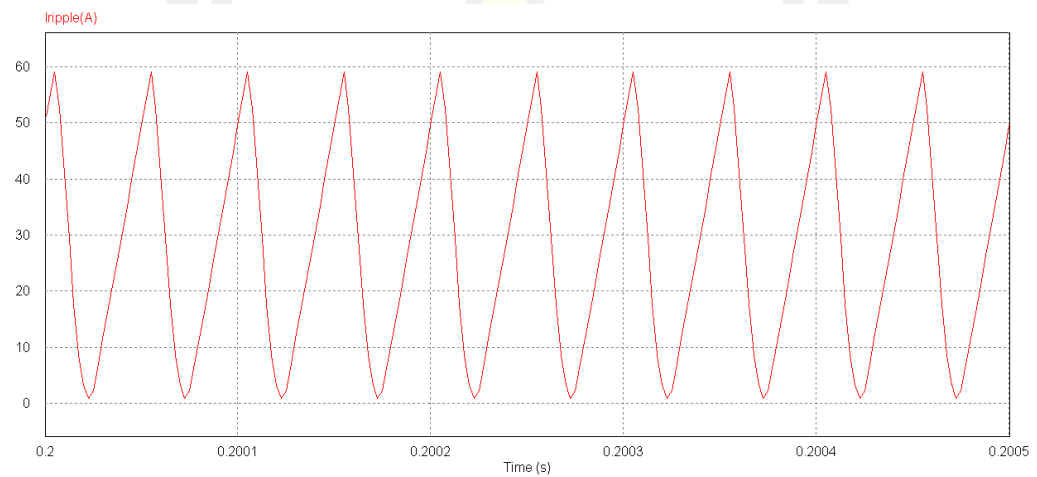
ภาพประกอบ ข.77 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



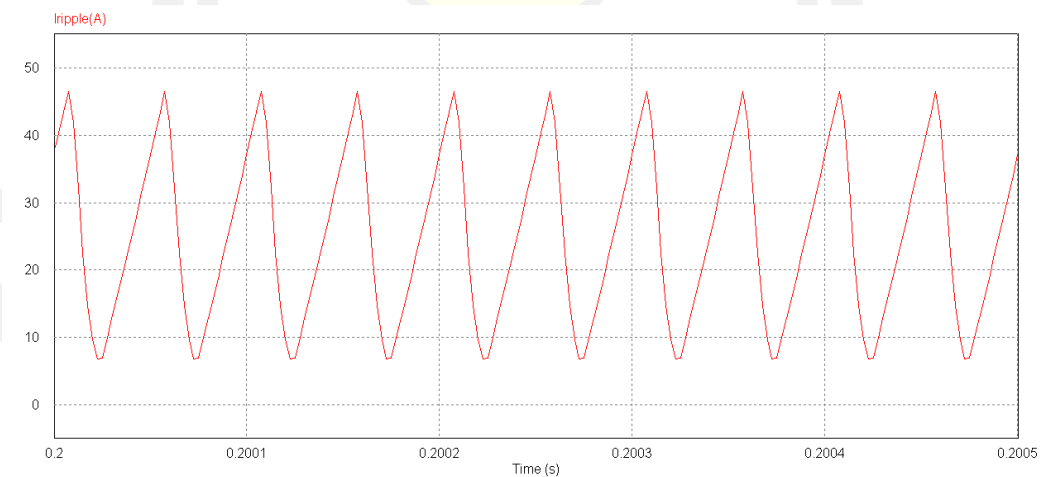
ภาพประกอบ ข.78 แสดงค่าระลอกคลื่นแรงดันด้านขาออก (Vripple) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



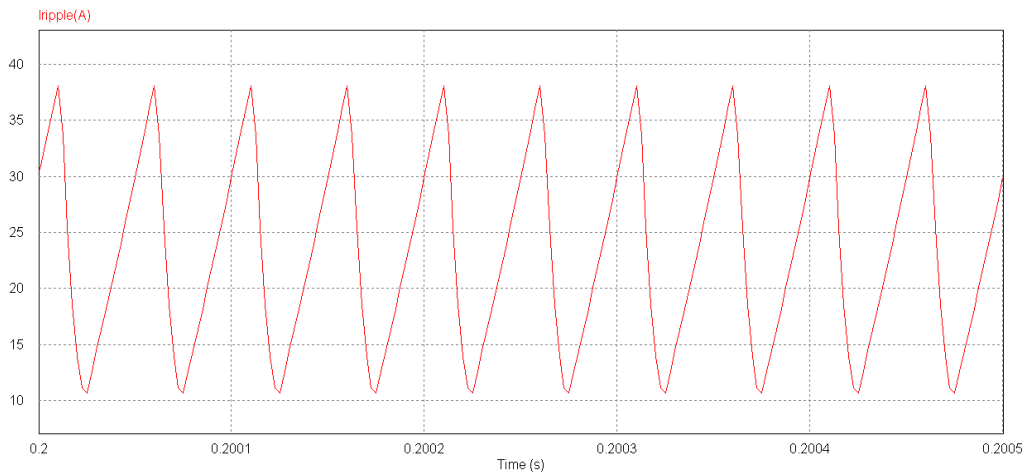
ภาพประกอบ ข.79 ะลอกคลื่นกระแสต้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



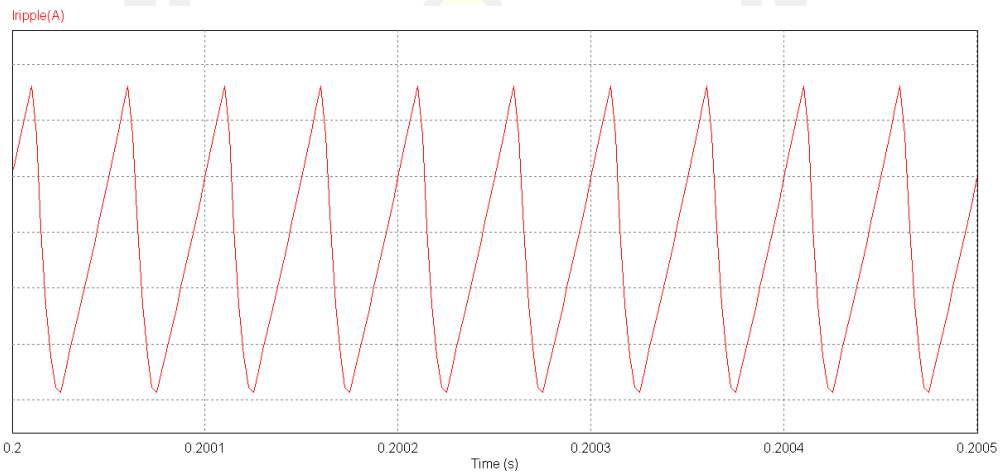
ภาพประกอบ ข.80 ะลอกคลื่นกระแสต้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



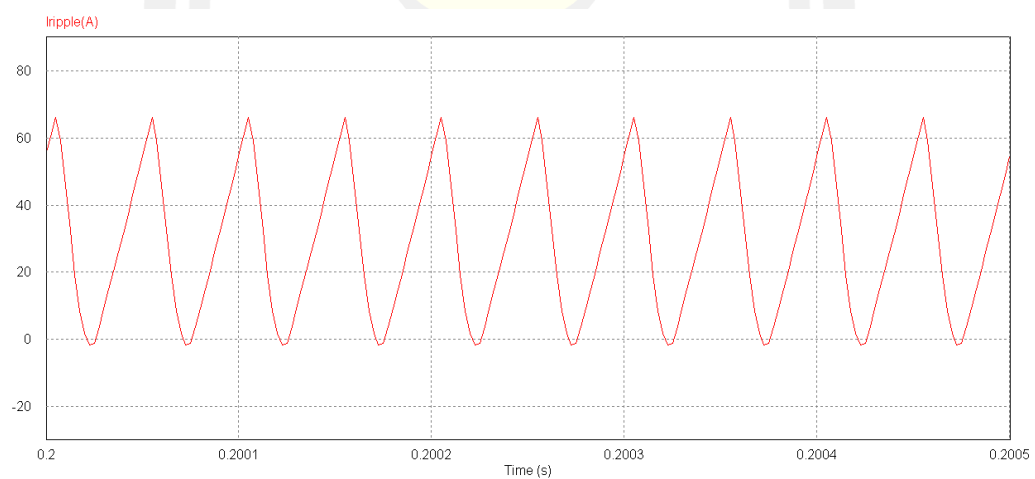
ภาพประกอบ ข.81 ะลอกคลื่นกระแสต้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



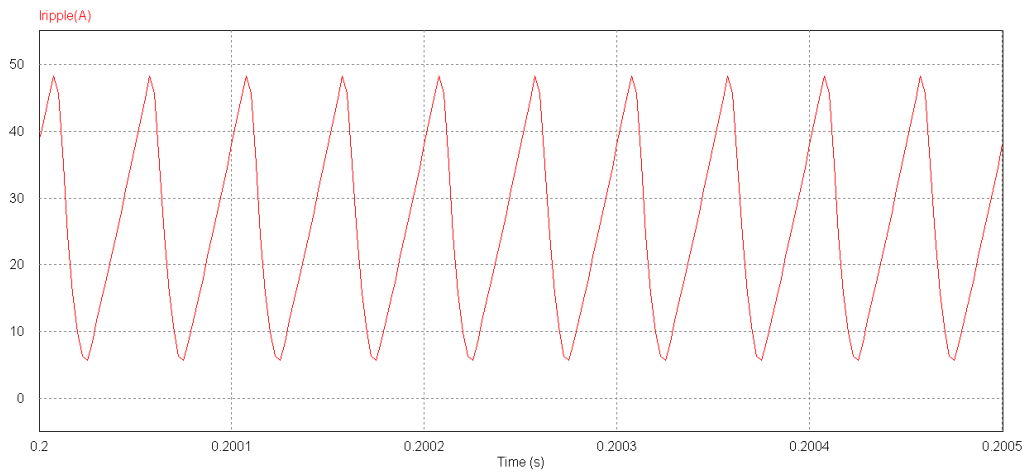
ภาพประกอบ ข.82 ระลอกคลื่นกระแสต้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



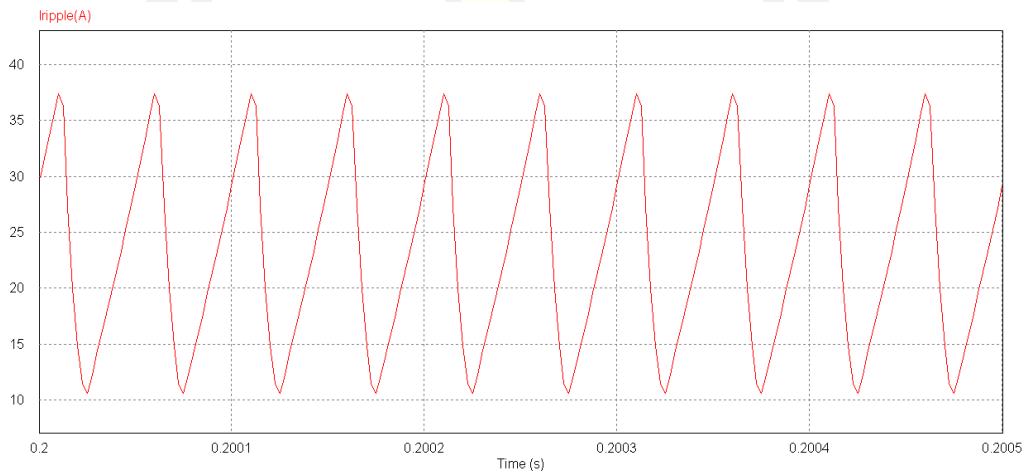
ภาพประกอบ ข.83 ระลอกคลื่นกระแสต้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



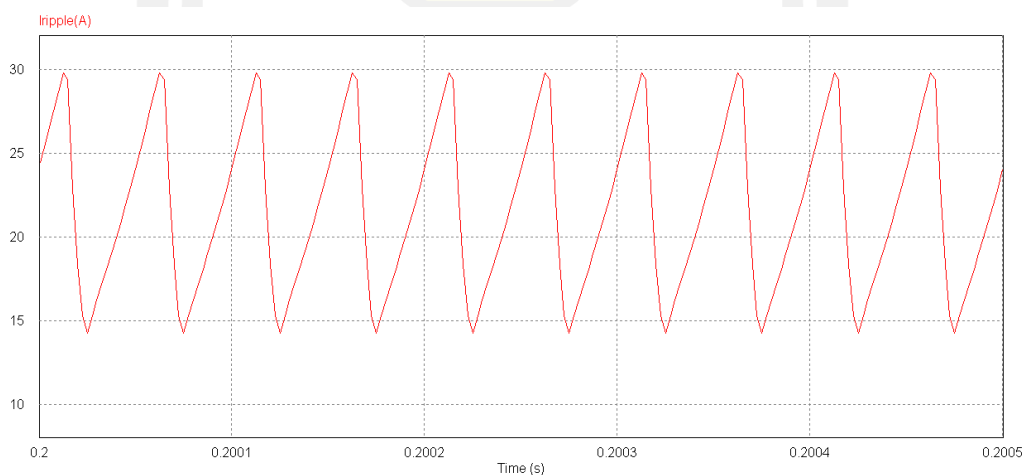
ภาพประกอบ ข.84 ระลอกคลื่นกระแสต้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



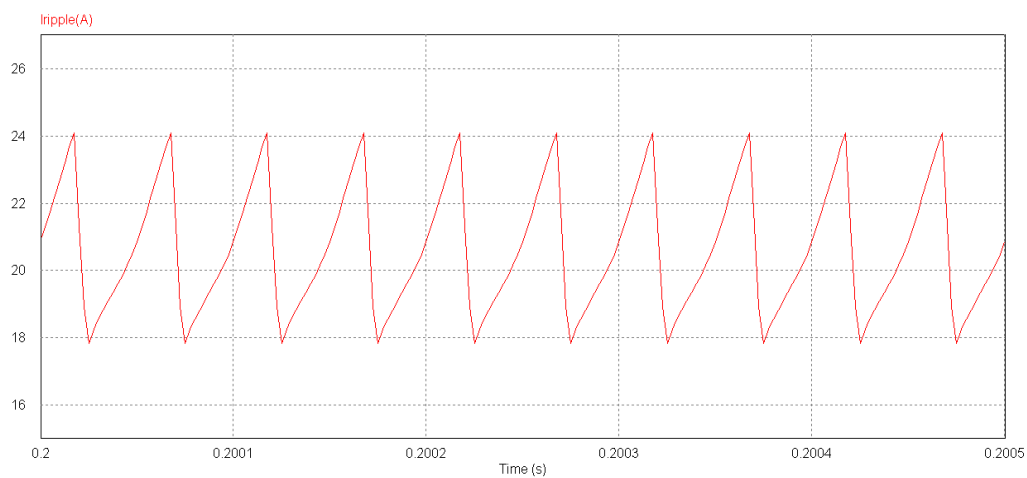
ภาพประกอบ ข.85 ระลอกคลื่นกระแสต้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



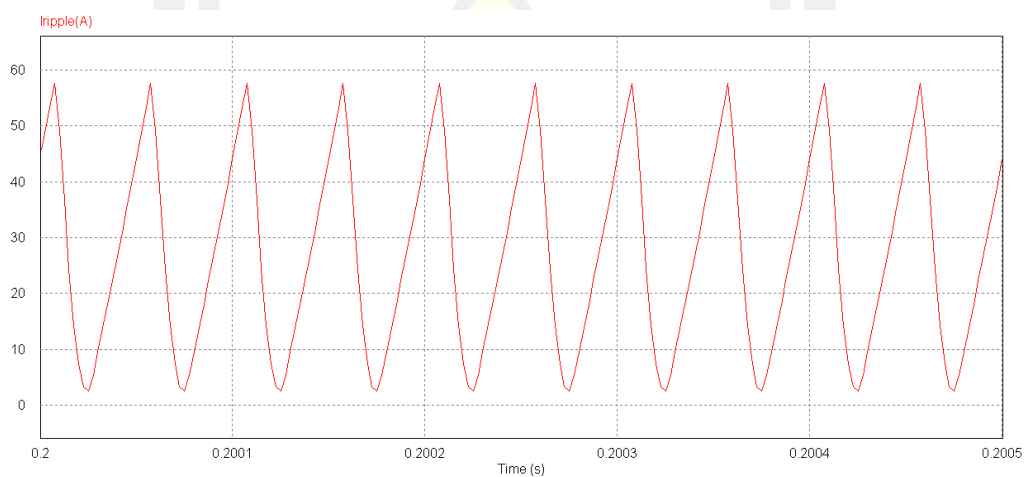
ภาพประกอบ ข.86 ระลอกคลื่นกระแสต้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



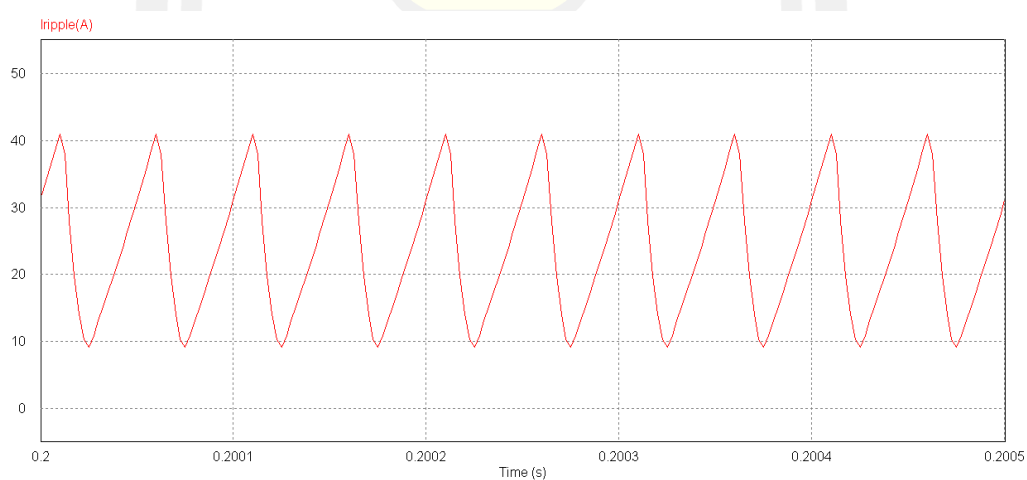
ภาพประกอบ ข.87 ระลอกคลื่นกระแสต้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



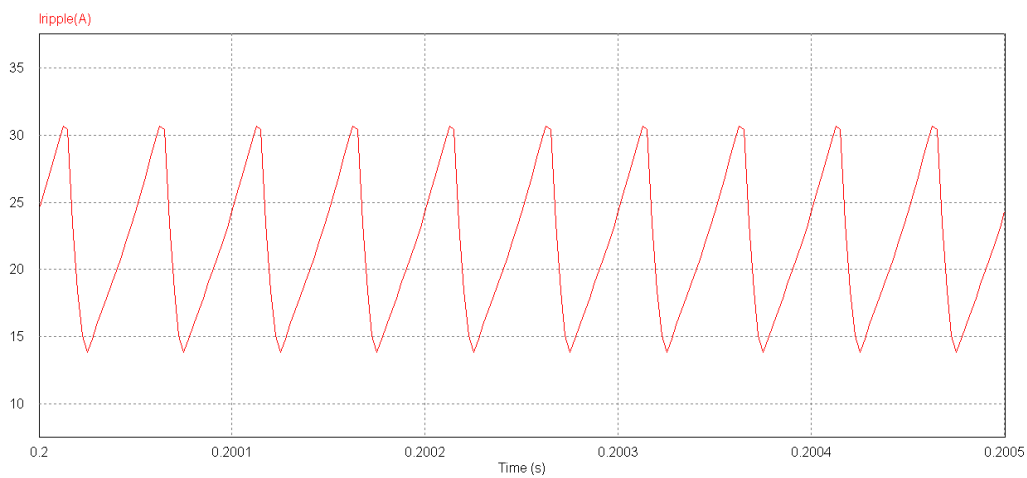
ภาพประกอบ ข.88 ะลอกคลื่นกระแสด้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



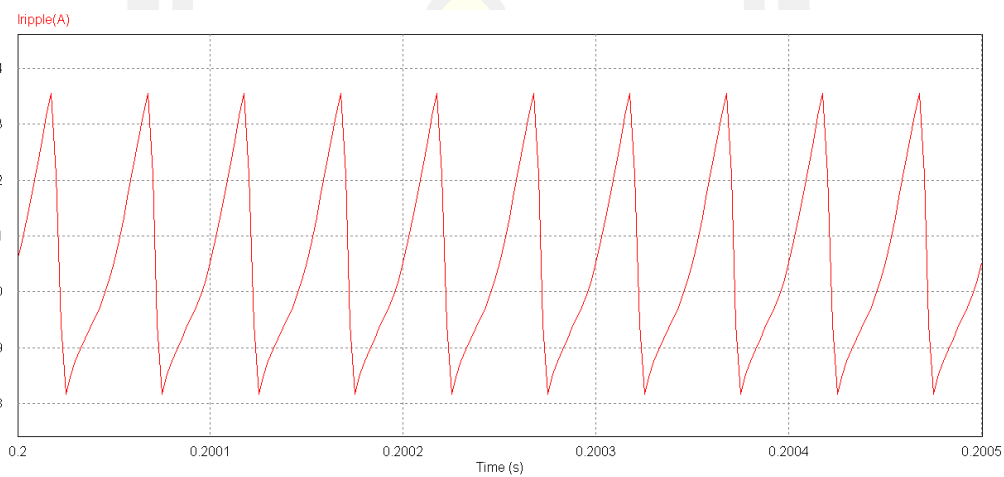
ภาพประกอบ ข.89 ะลอกคลื่นกระแสด้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



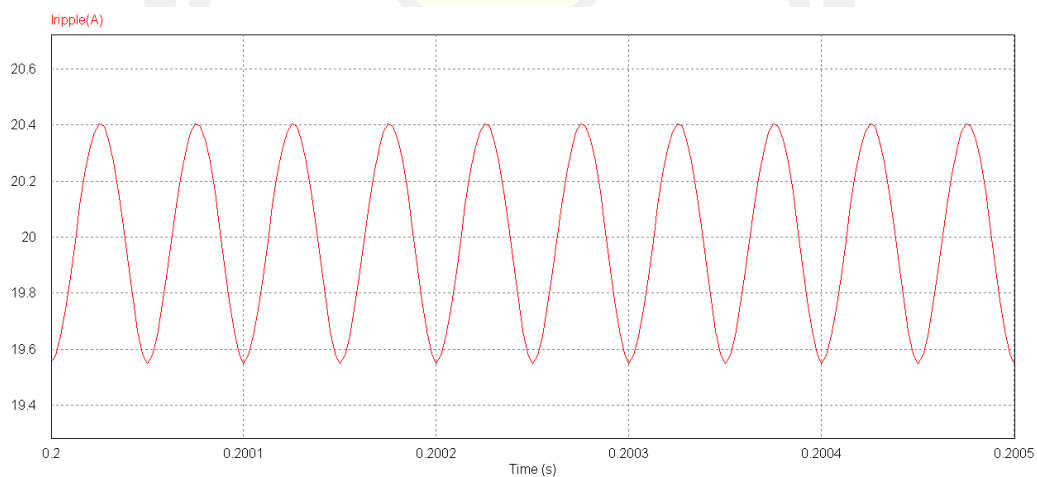
ภาพประกอบ ข.90 ะลอกคลื่นกระแสด้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



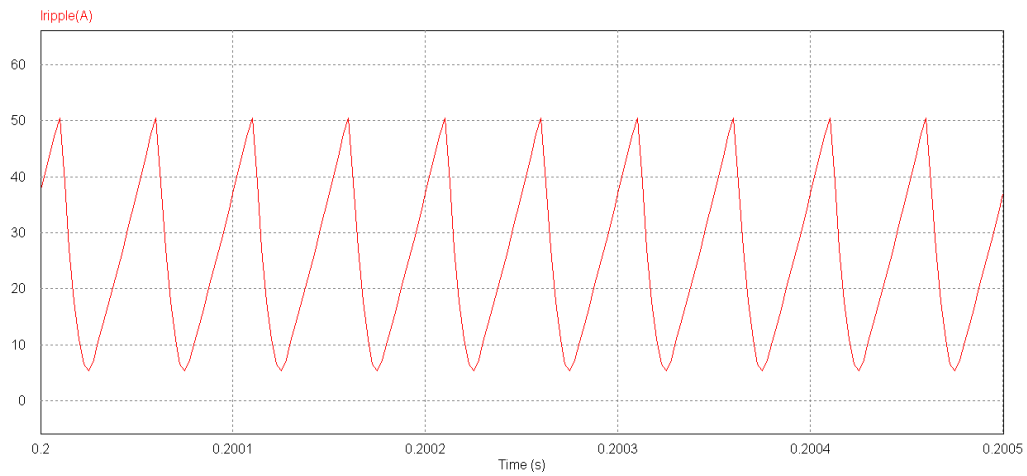
ภาพประกอบ ข.91 ระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



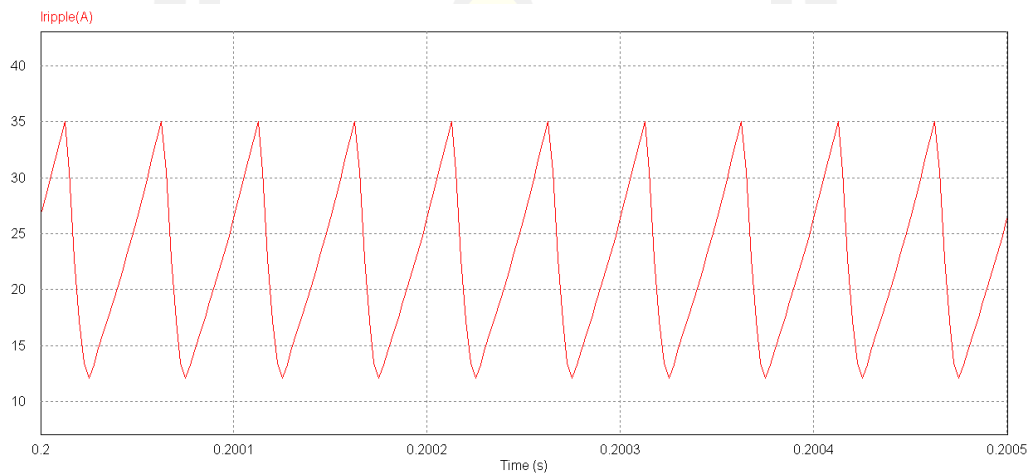
ภาพประกอบ ข.92 ระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



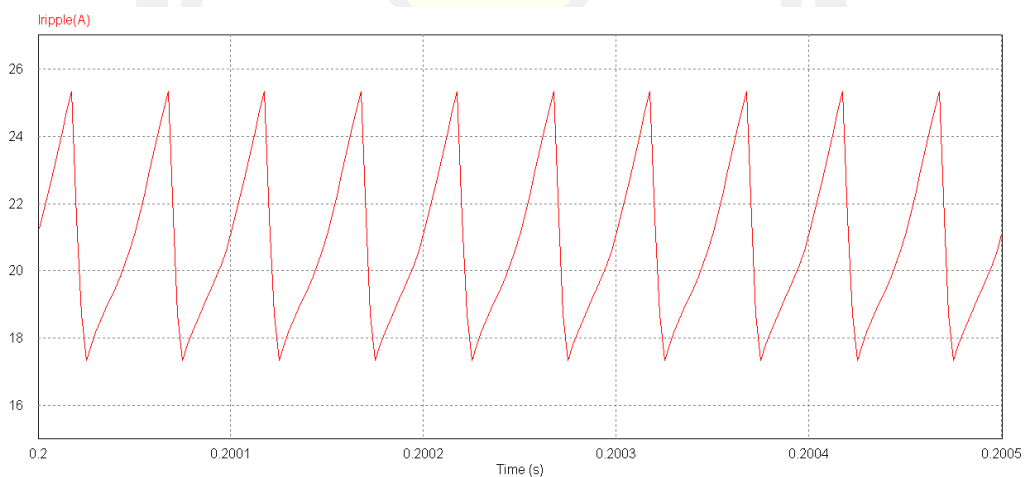
ภาพประกอบ ข.93 ระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



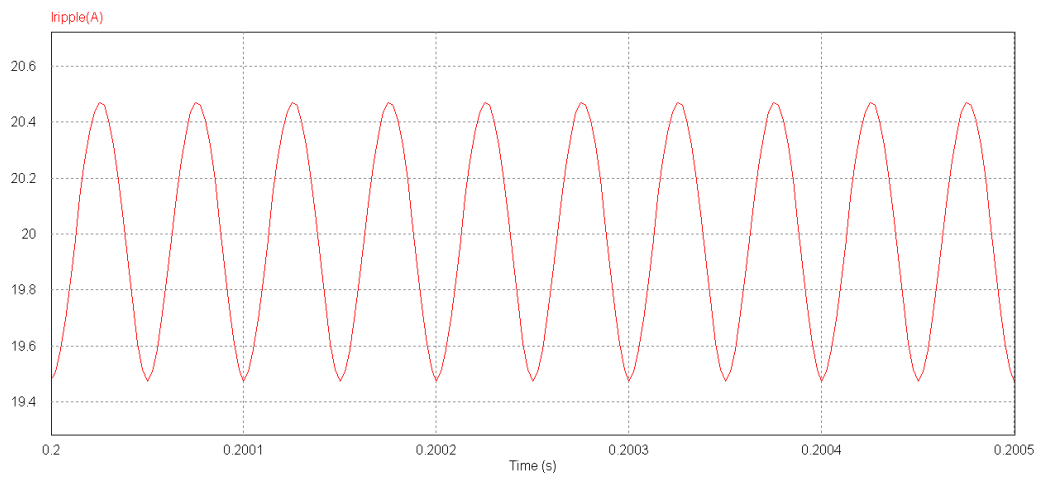
ภาพประกอบ ข.94 ระลอกคลื่นกระแสต้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



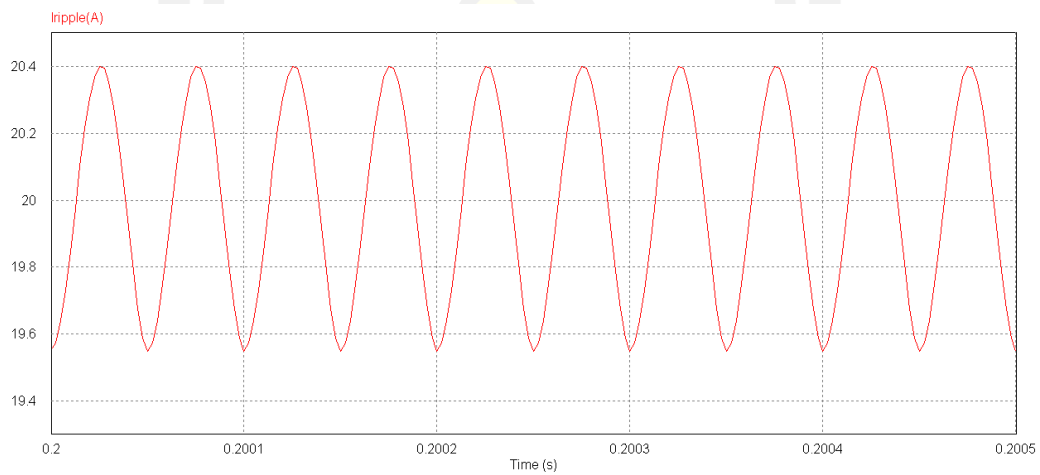
ภาพประกอบ ข.95 ระลอกคลื่นกระแสต้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



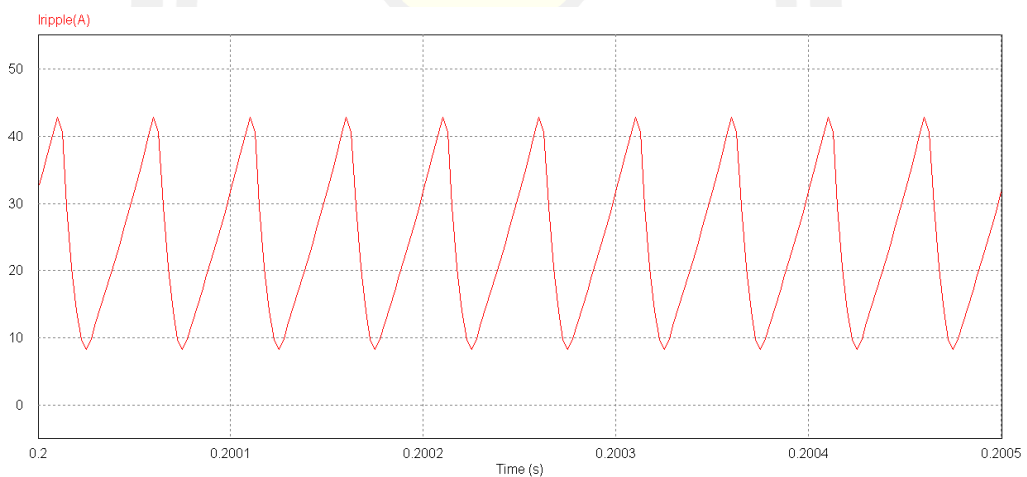
ภาพประกอบ ข.96 ระลอกคลื่นกระแสต้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



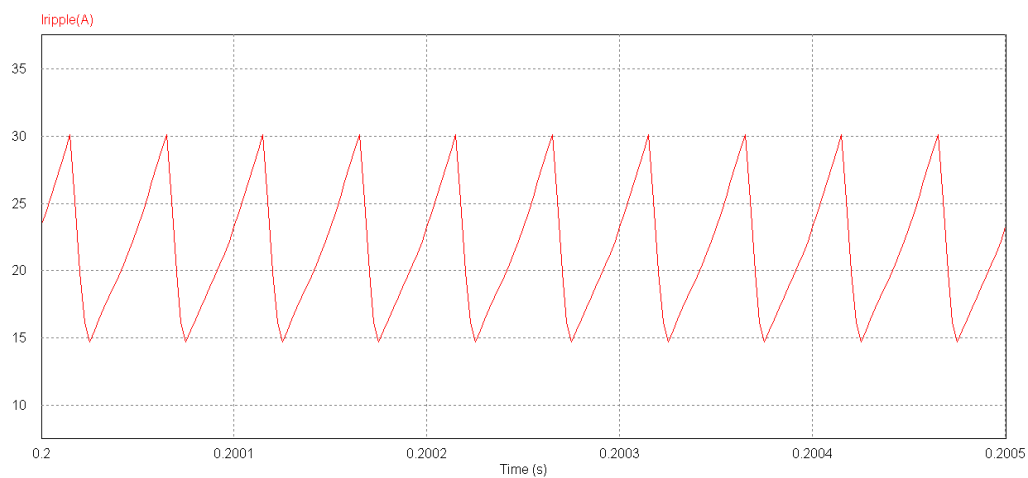
ภาพประกอบ ข.97 ระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



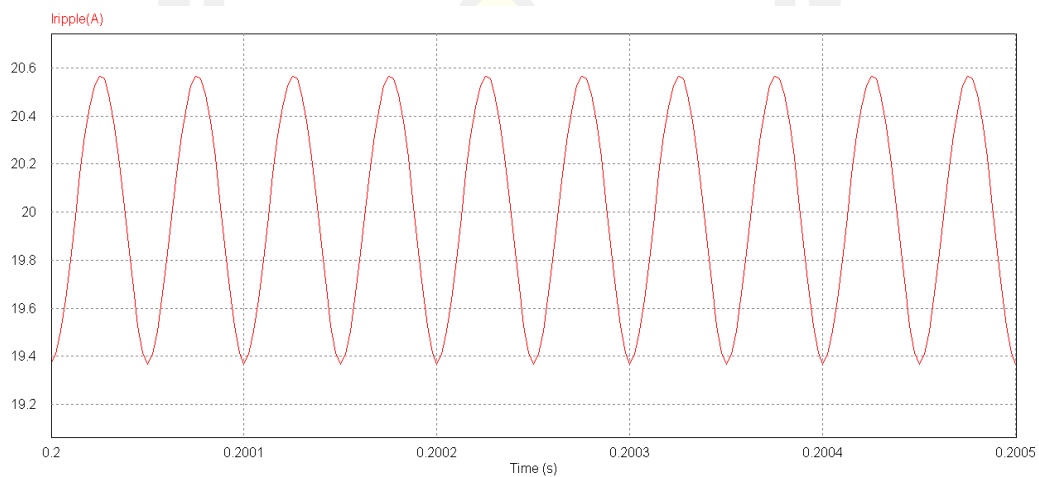
ภาพประกอบ ข.98 ระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



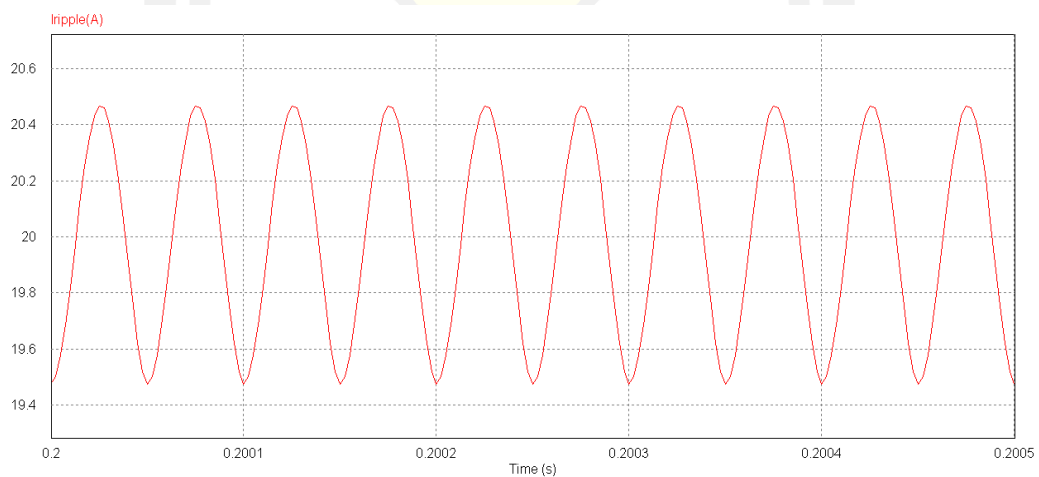
ภาพประกอบ ข.99 ระลอกคลื่นกระแสด้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



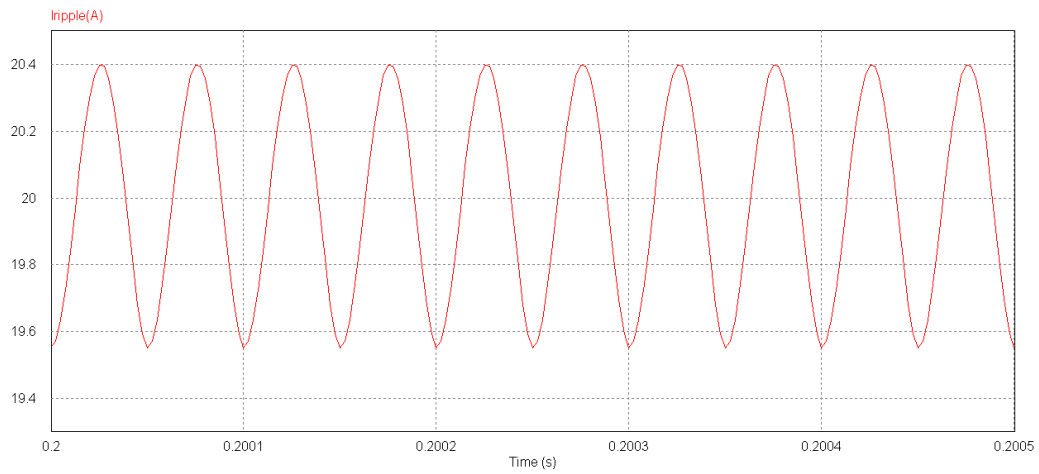
ภาพประกอบ ข.100 ระลอกคลื่นกระแสต้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



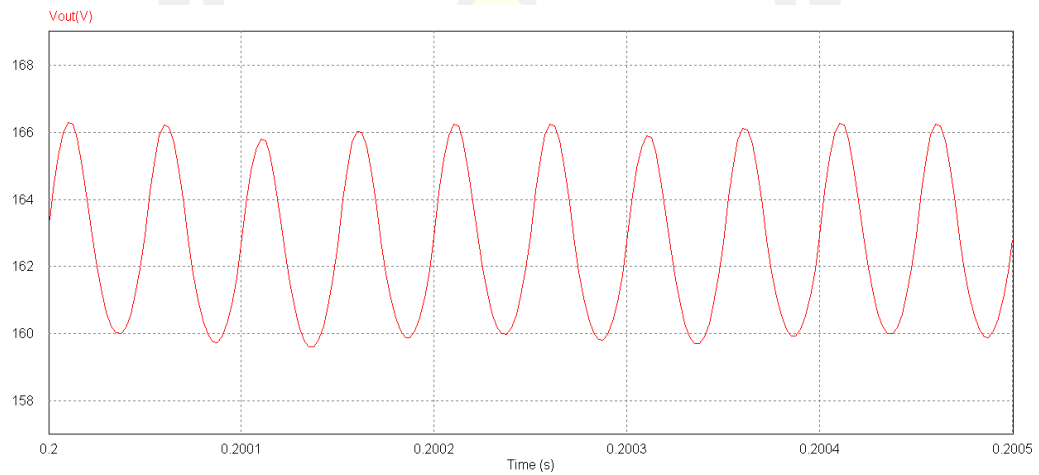
ภาพประกอบ ข.101 ระลอกคลื่นกระแสต้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



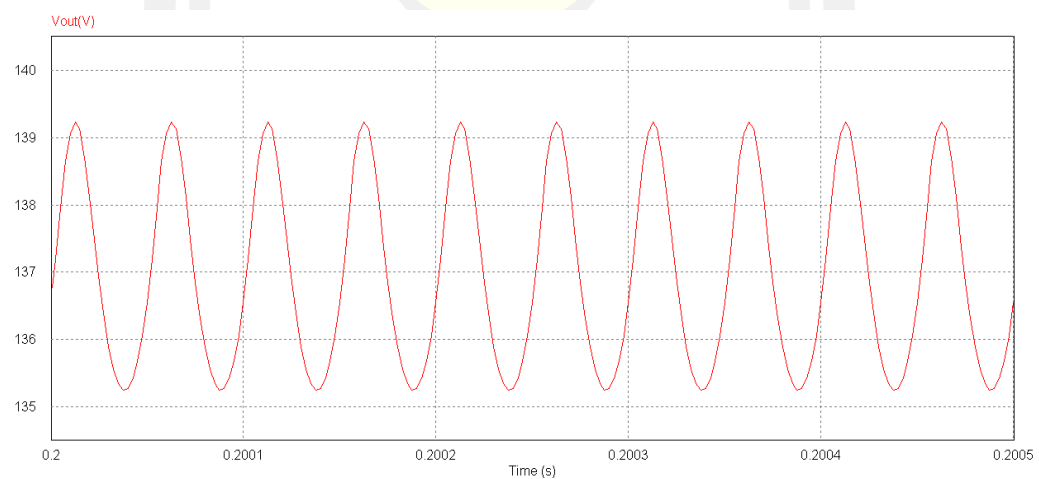
ภาพประกอบ ข.102 ระลอกคลื่นกระแสต้านขาออก (Iripple) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



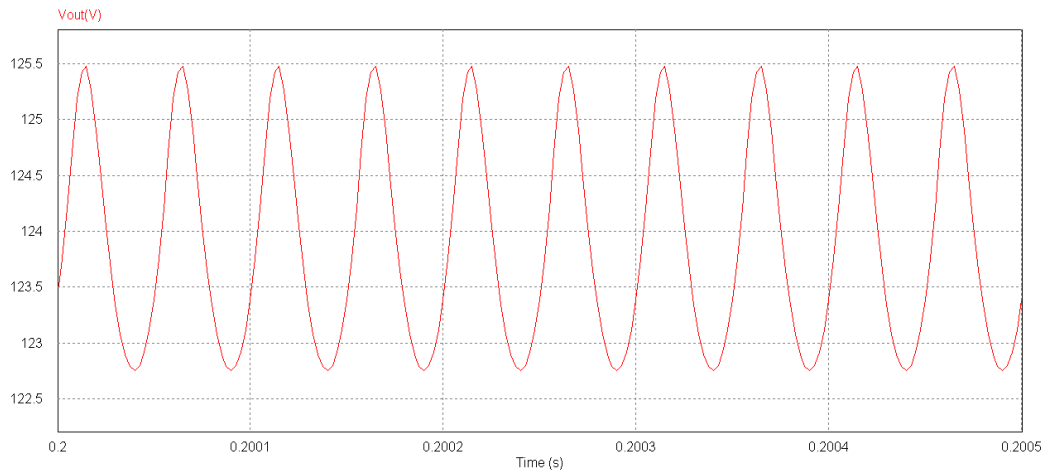
ภาพประกอบ ข.103 ระลอกคลื่นกระแสต้านขาออก (ripple) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



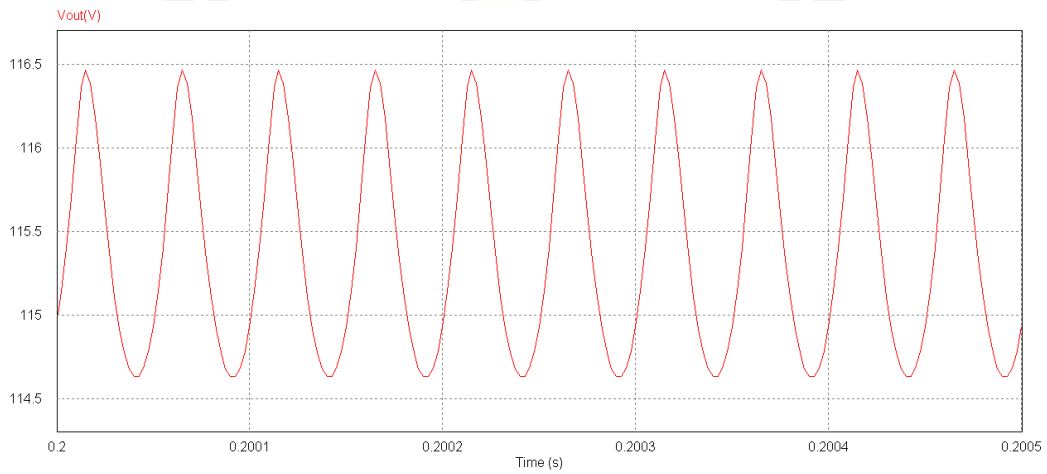
ภาพประกอบ ข.104 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



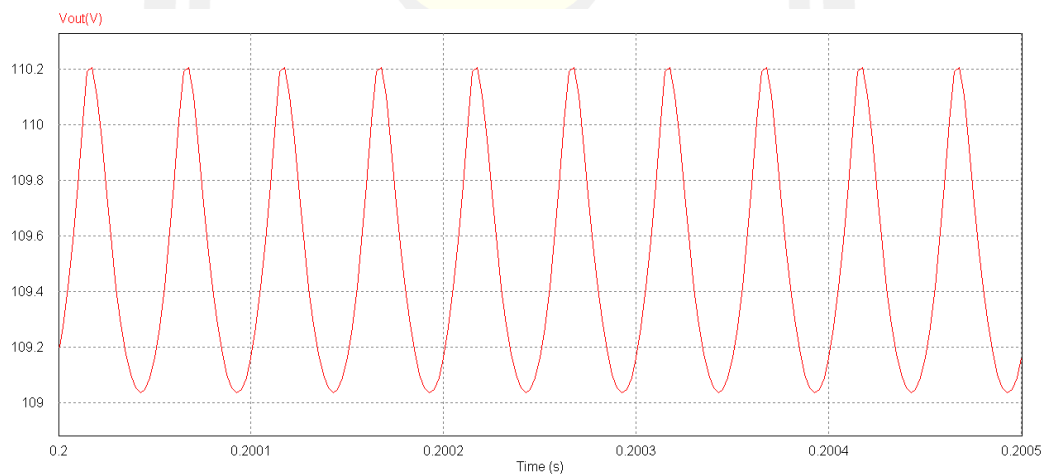
ภาพประกอบ ข.105 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



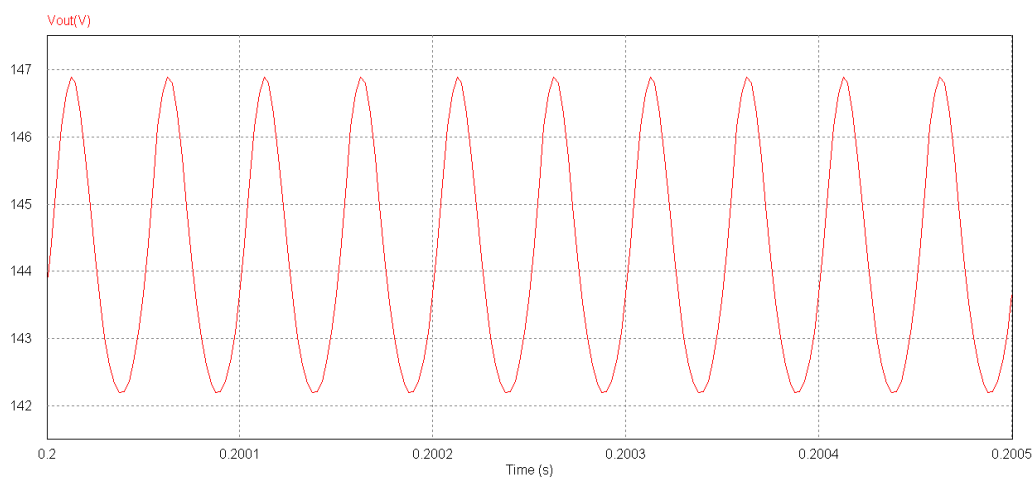
ภาพประกอบ ข.106 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



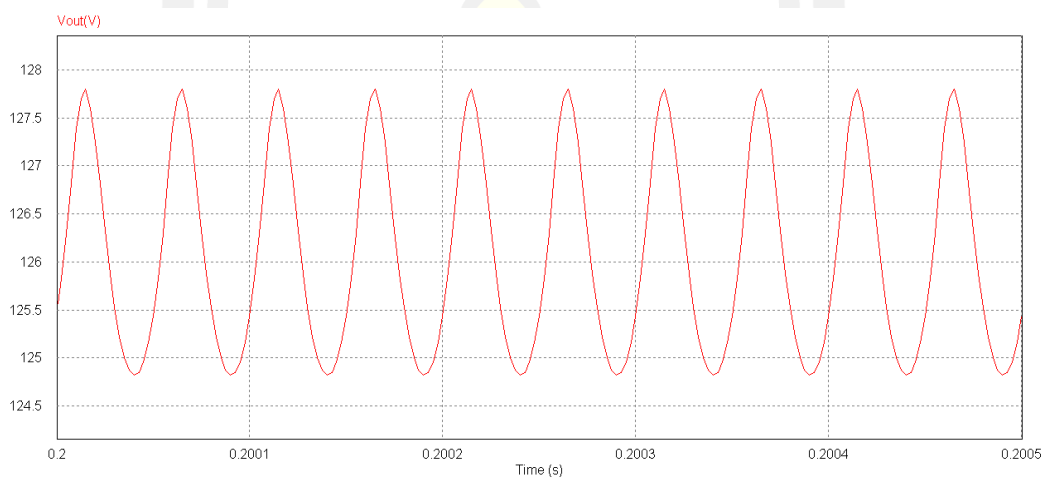
ภาพประกอบ ข.107 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



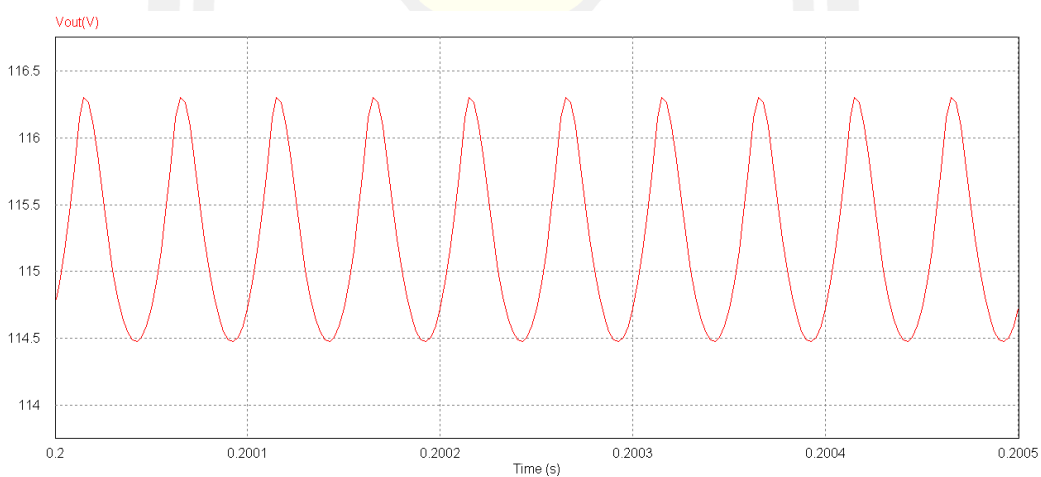
ภาพประกอบ ข.108 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 6\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



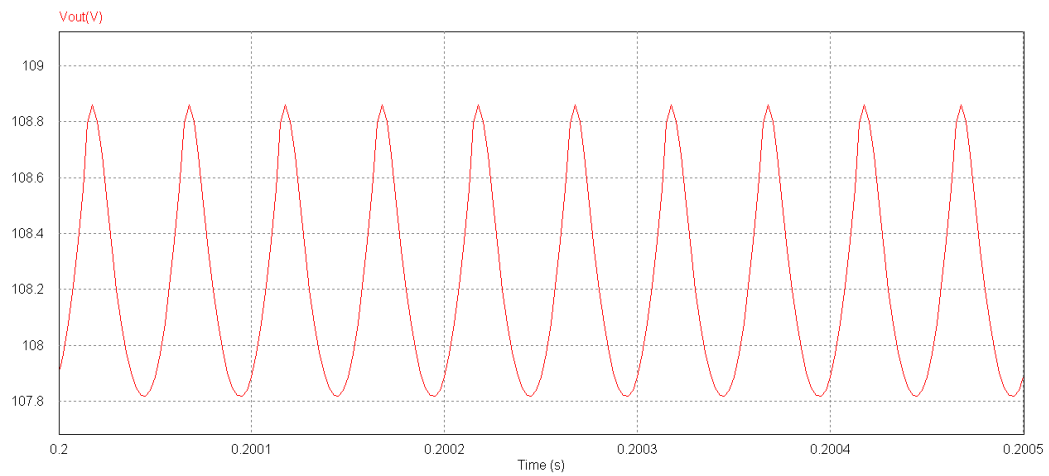
ภาพประกอบ ข.109 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



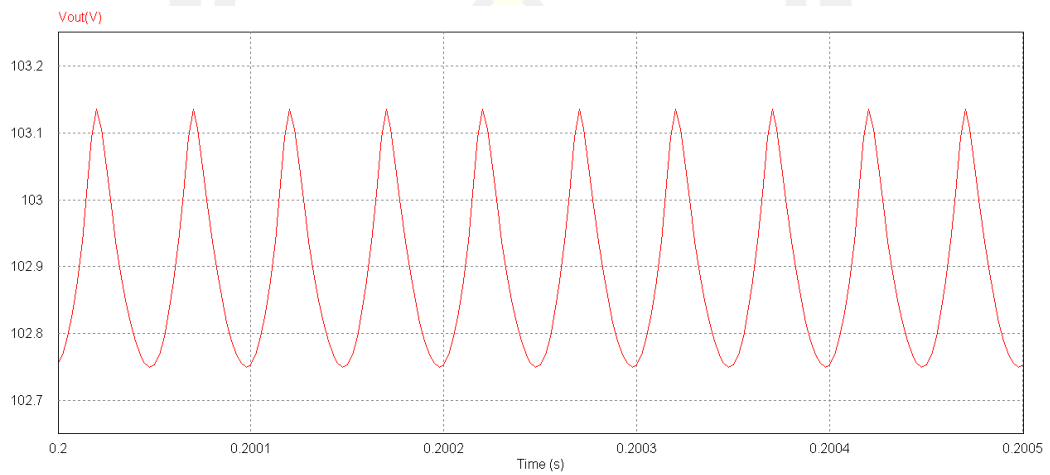
ภาพประกอบ ข.110 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



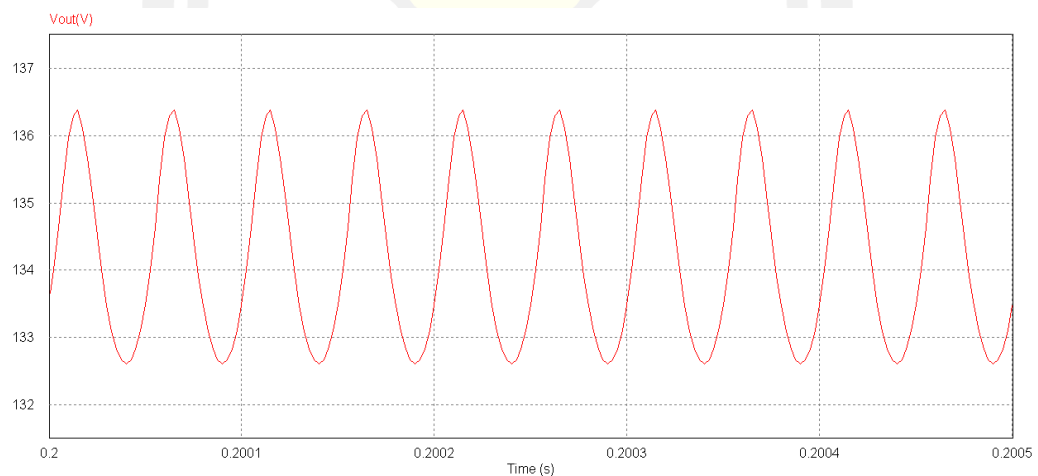
ภาพประกอบ ข.111 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



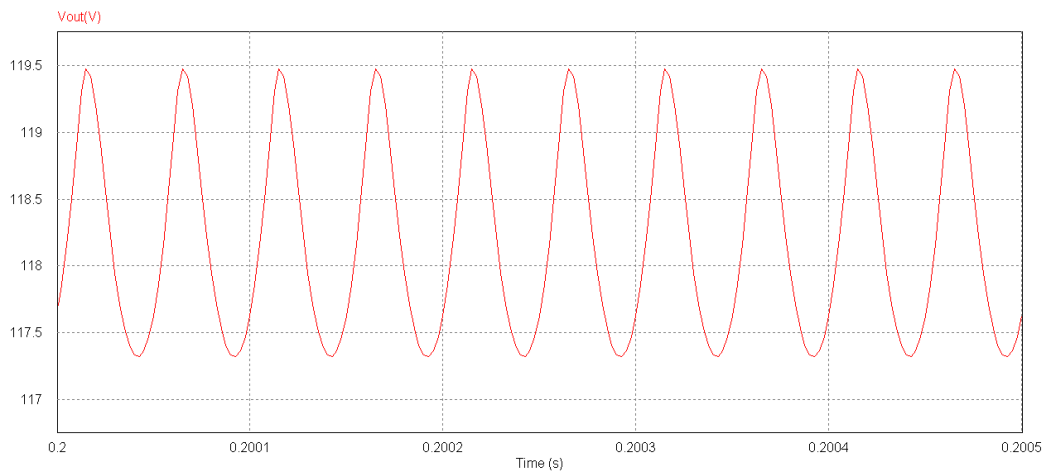
ภาพประกอบ ข.112 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



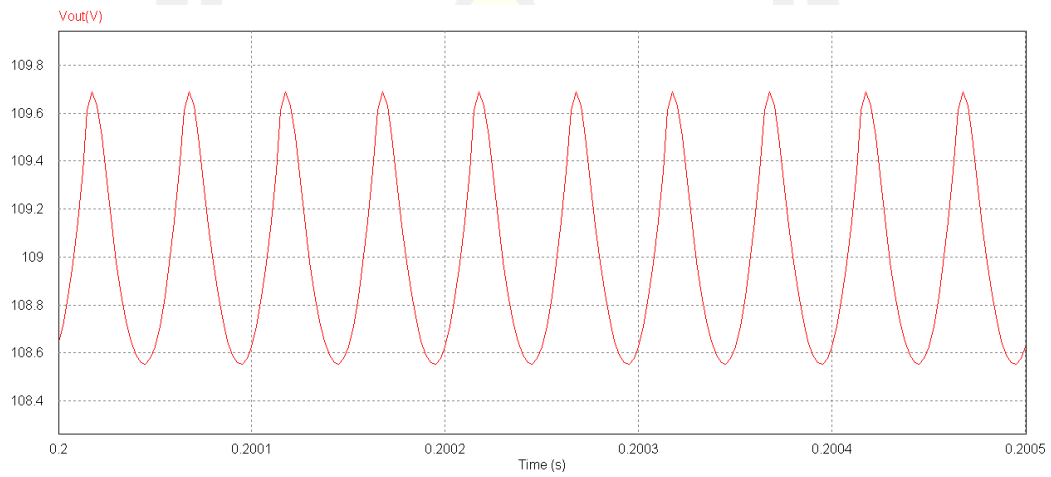
ภาพประกอบ ข.113 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 8\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



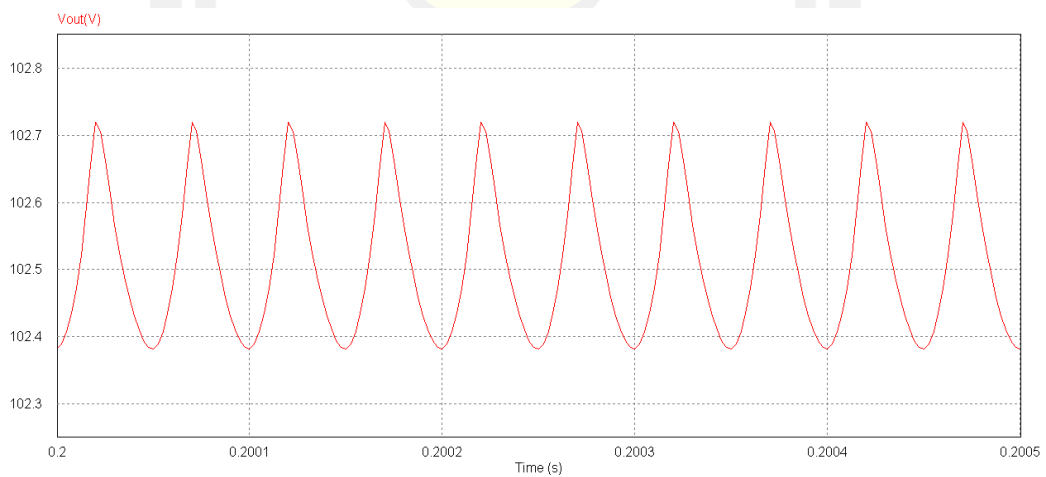
ภาพประกอบ ข.114 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



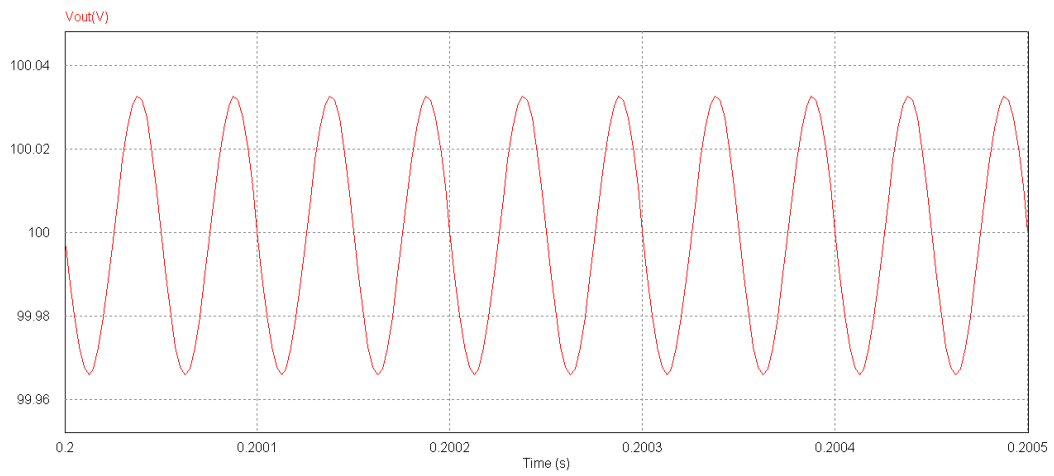
ภาพประกอบ ข.115 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



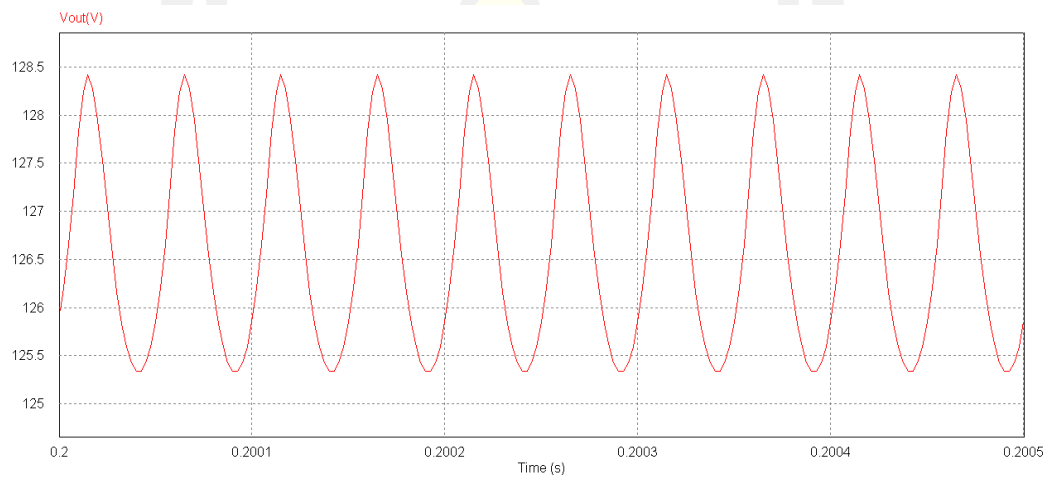
ภาพประกอบ ข.116 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



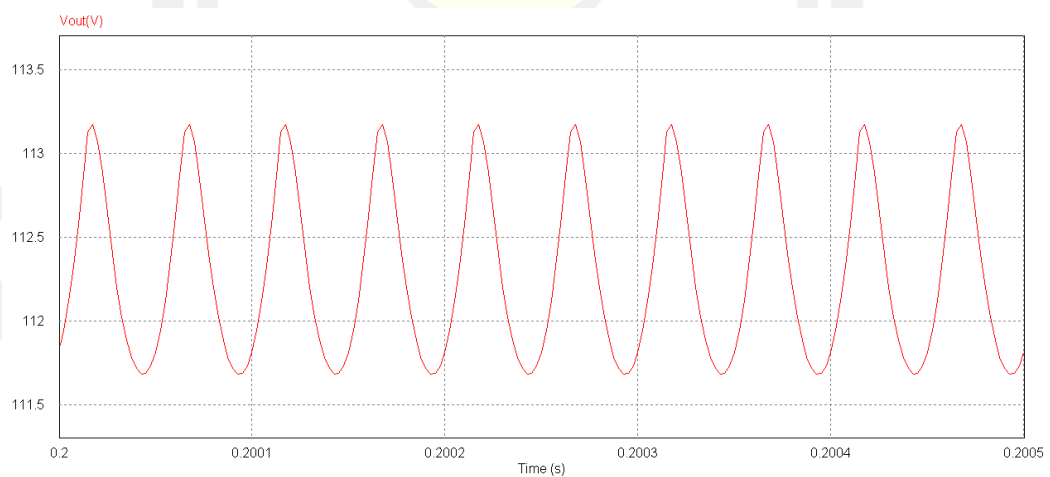
ภาพประกอบ ข.117 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



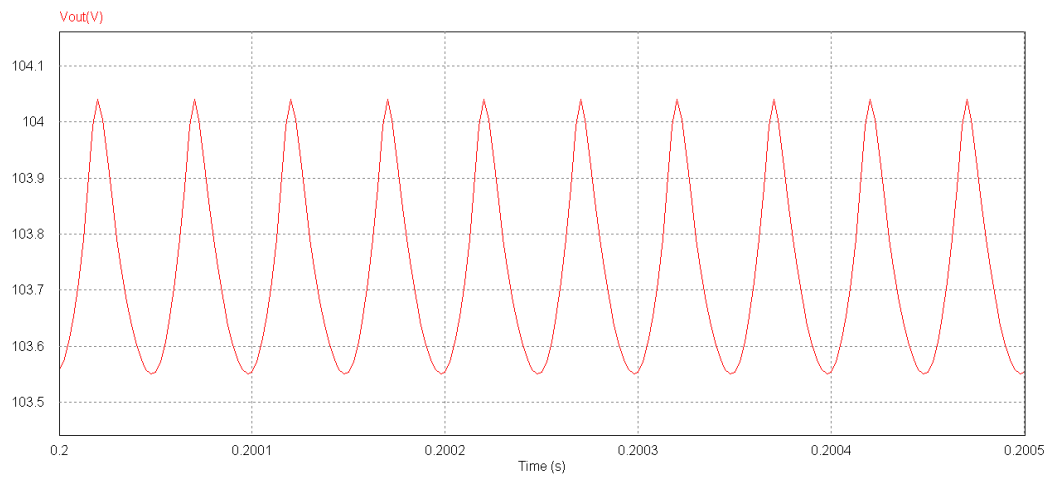
ภาพประกอบ ข.118 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 10\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



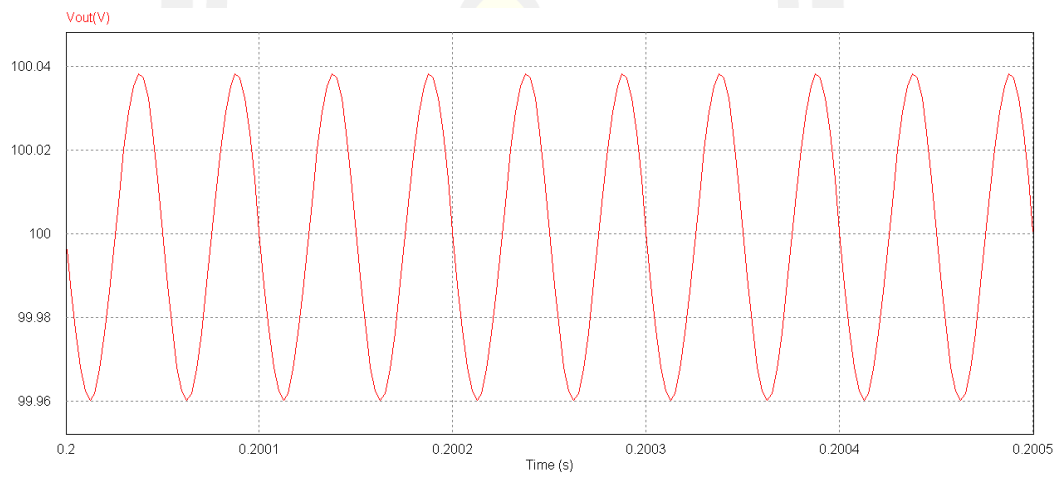
ภาพประกอบ ข.119 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



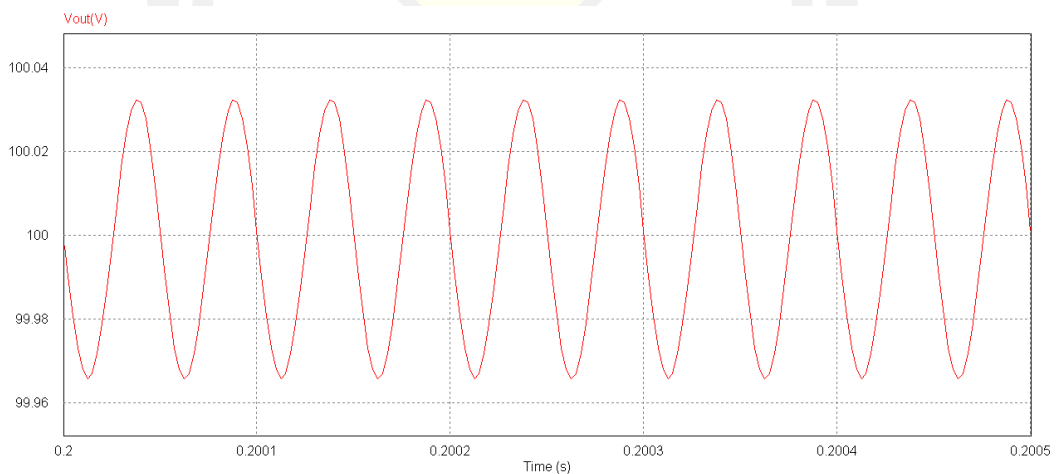
ภาพประกอบ ข.120 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



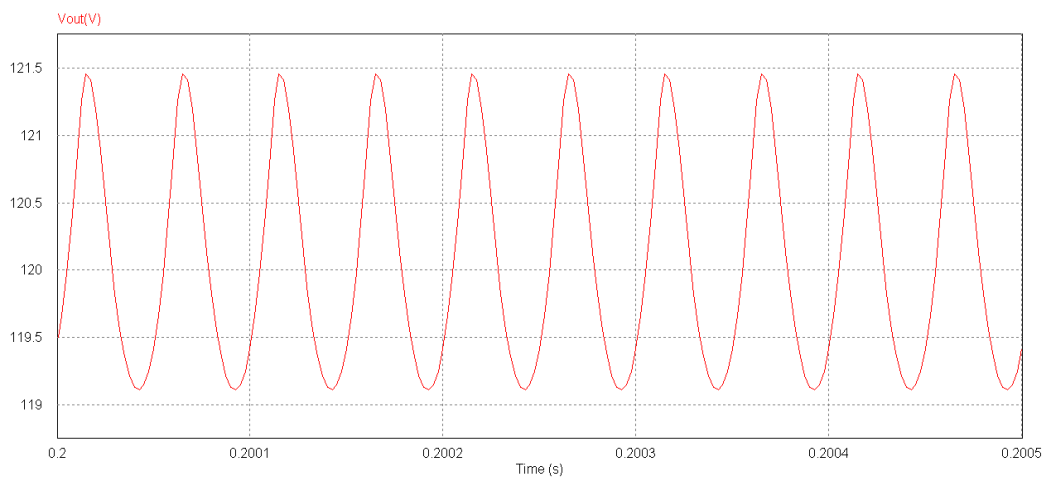
ภาพประกอบ ข.121 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



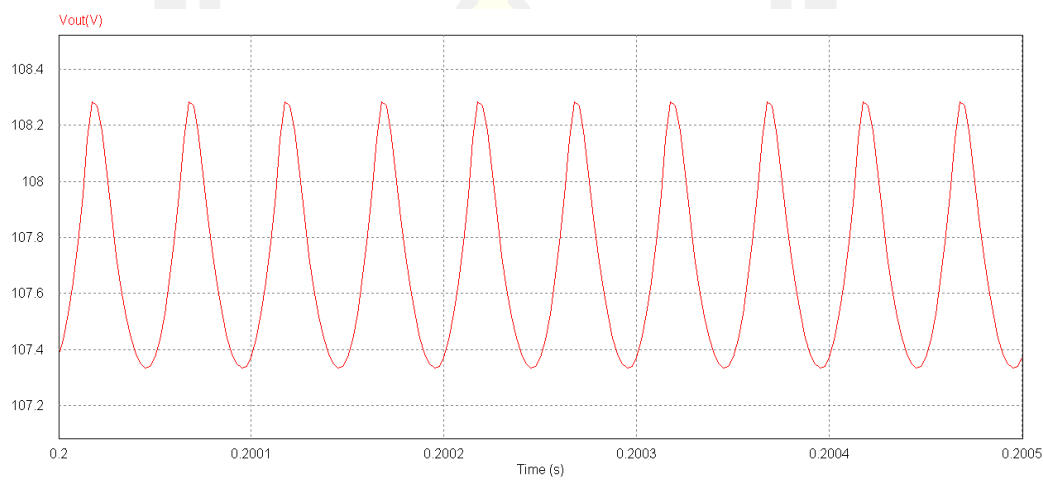
ภาพประกอบ ข.122 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 12\mu F$



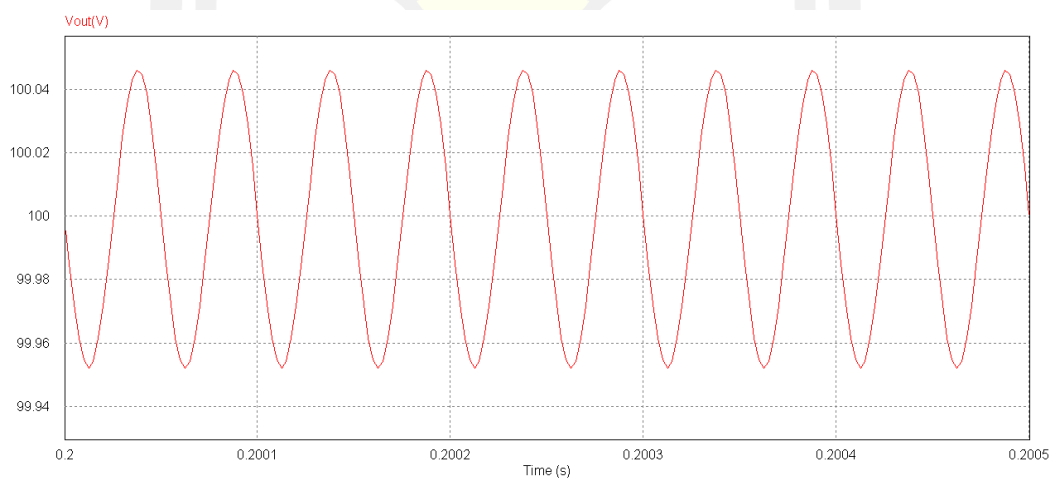
ภาพประกอบ ข.123 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 12\mu H$, $L_4 = 14\mu F$



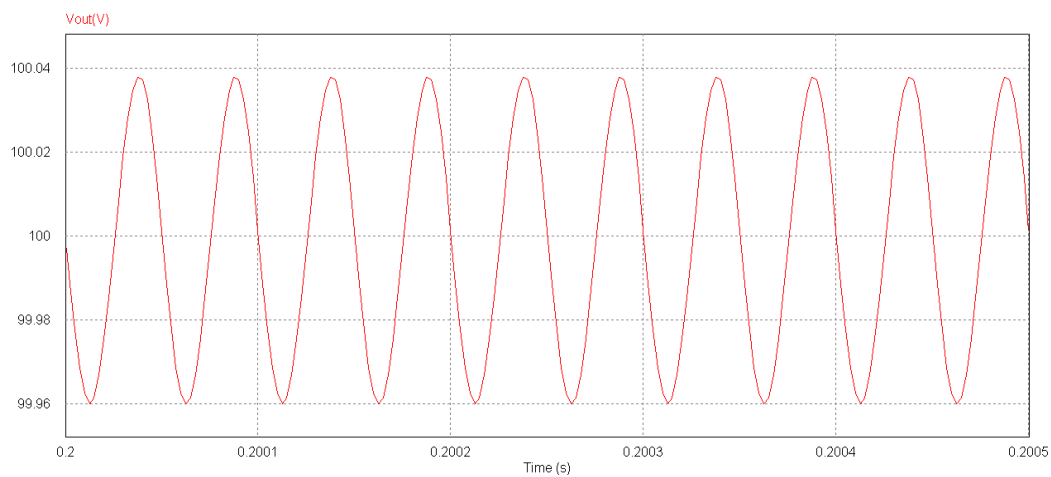
ภาพประกอบ ข.124 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 6\mu F$



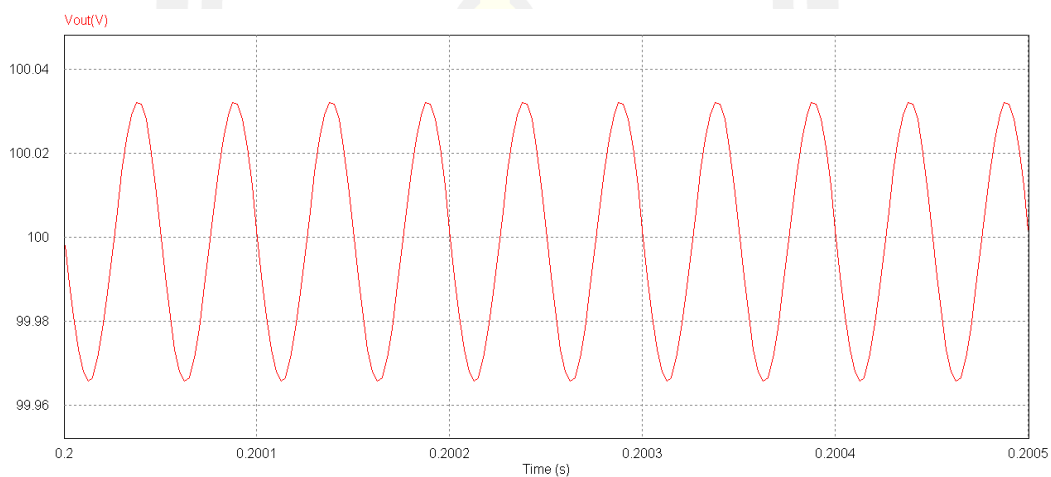
ภาพประกอบ ข.125 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 8\mu F$



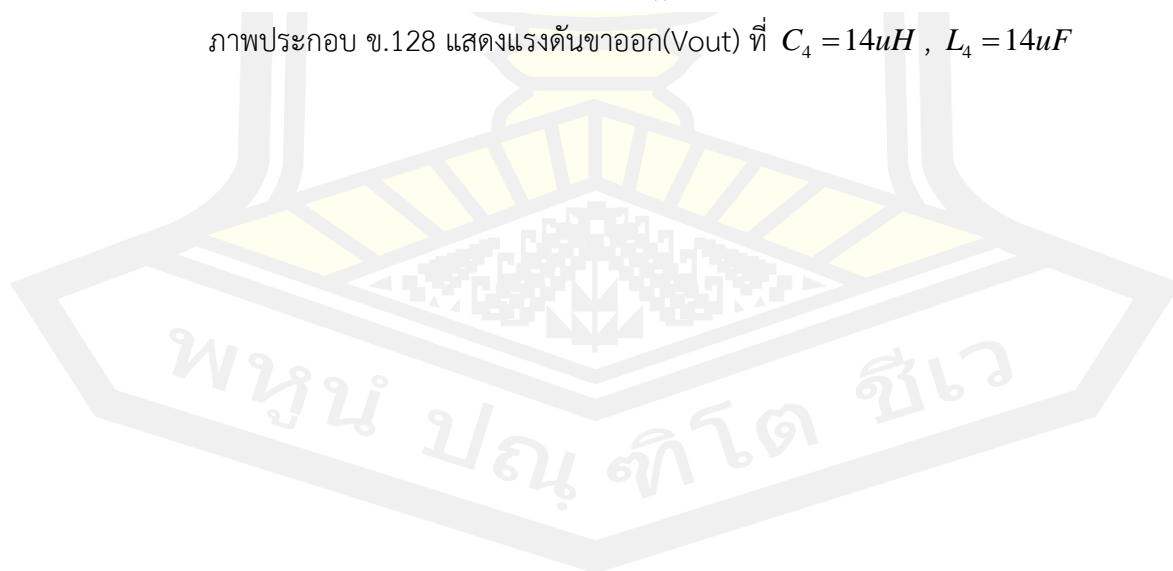
ภาพประกอบ ข.126 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 10\mu F$



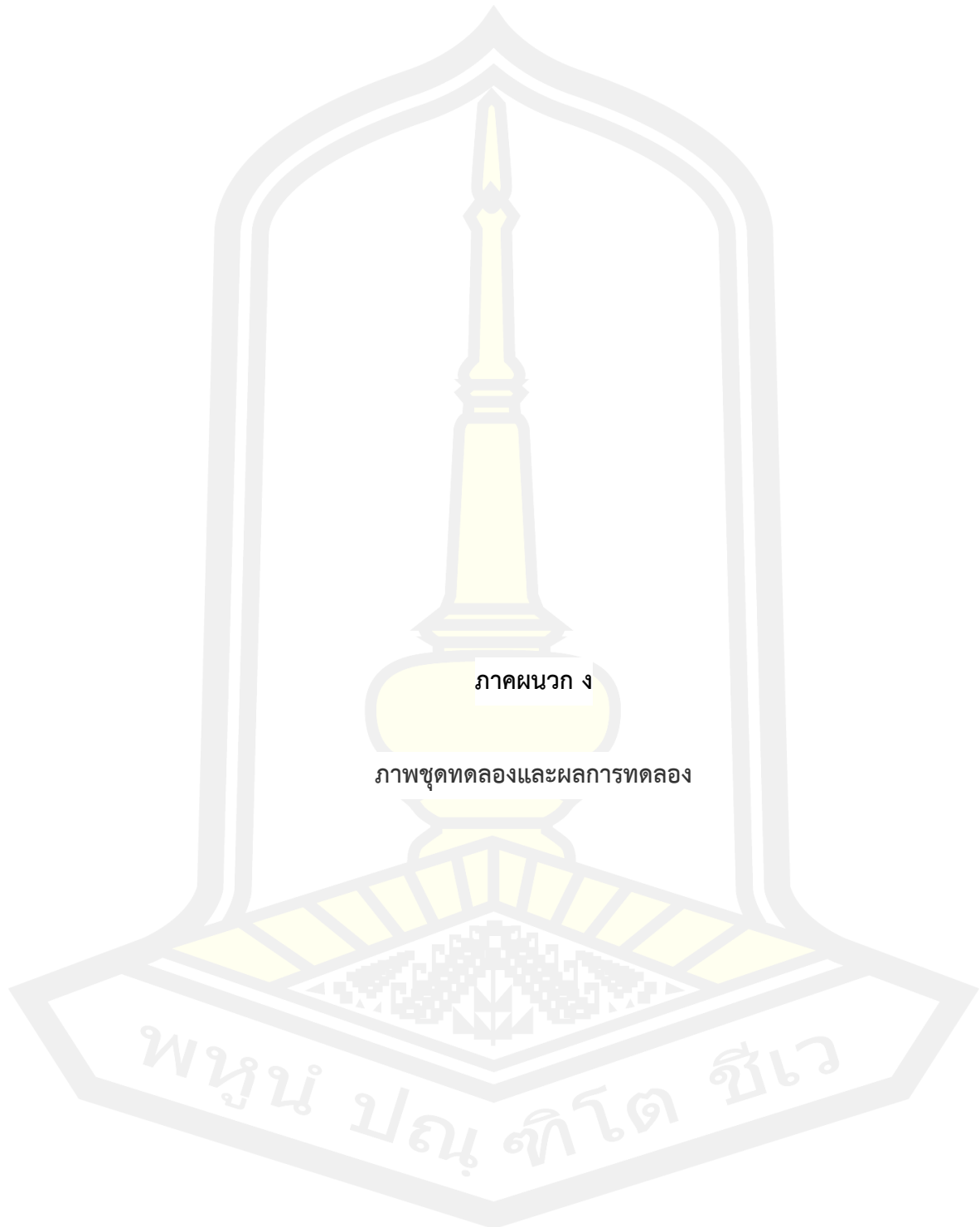
ภาพประกอบ ข.127 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 12\mu F$

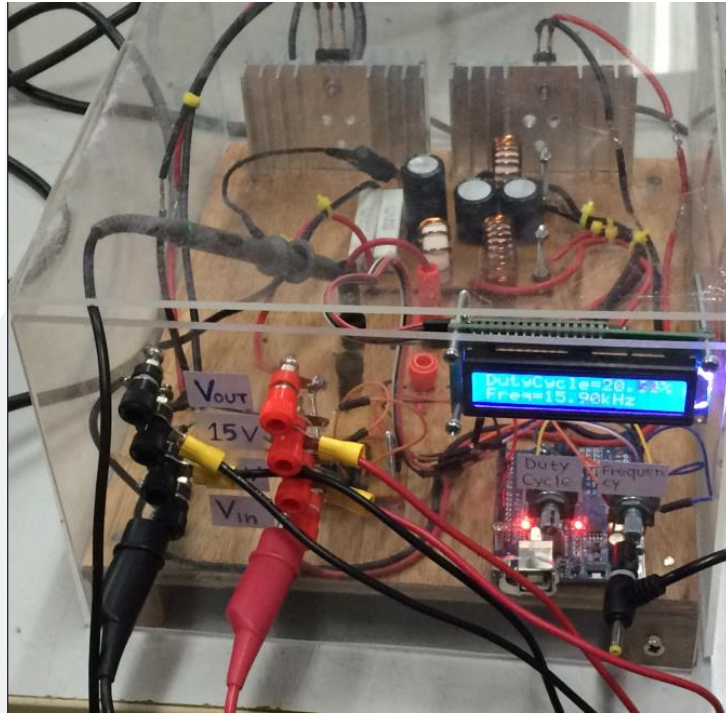


ภาพประกอบ ข.128 แสดงแรงดันขาออก(V_{out}) ที่ $C_4 = 14\mu H$, $L_4 = 14\mu F$

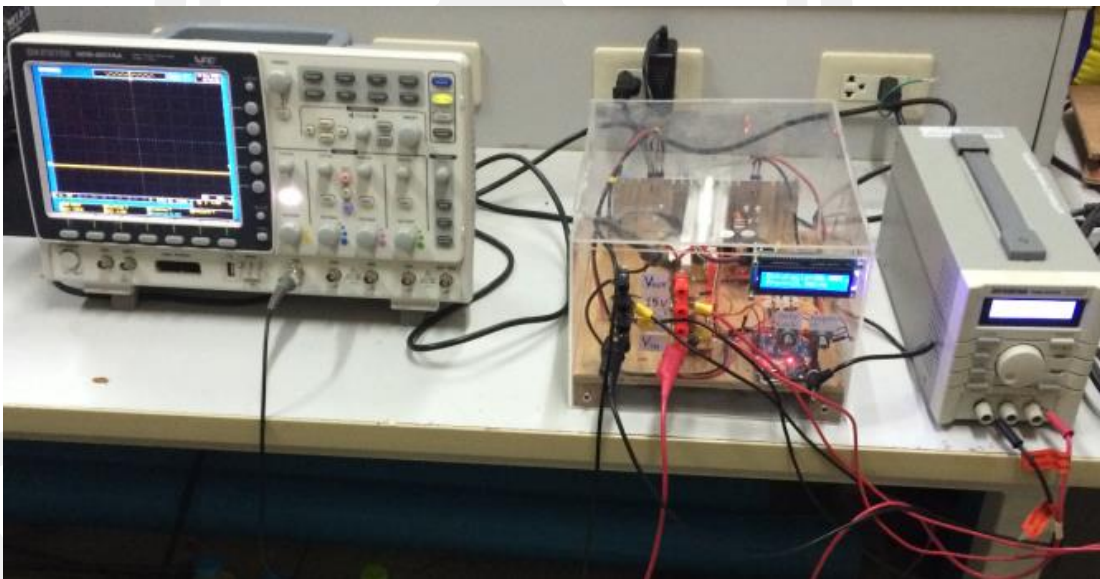




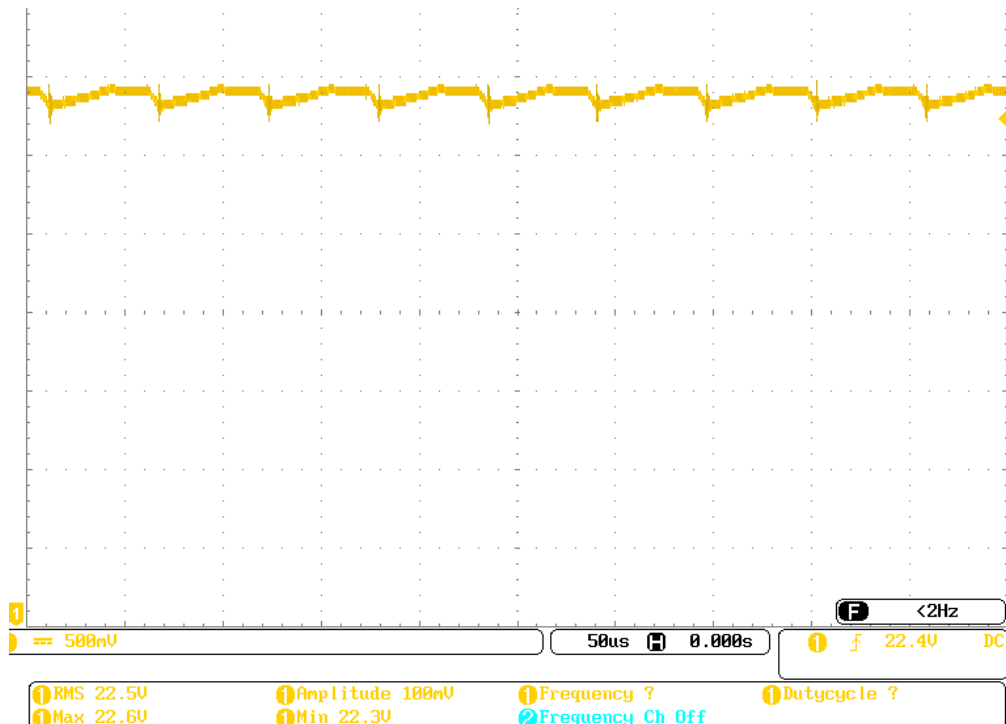




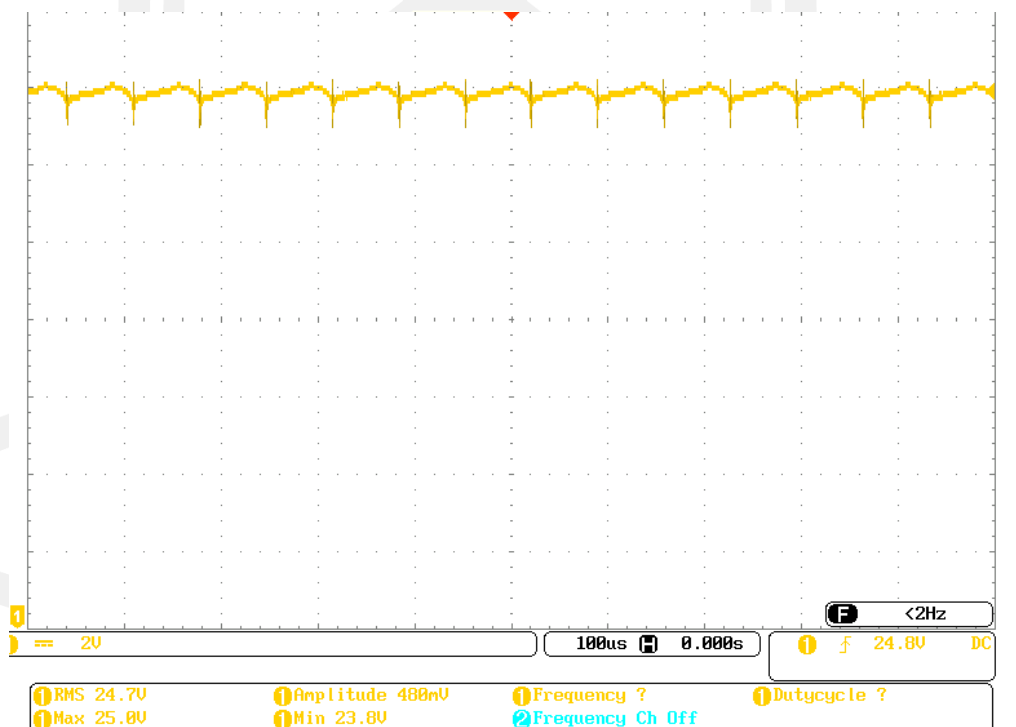
ภาพประกอบ ค.1 ภาพวงจรที่ใช้ในการทดลอง



ภาพประกอบ ค.2 ภาพอุปกรณ์ที่ใช้ในการทดลอง



ภาพประกอบ ค. 3 ผลการทดลองแสดงแรงดันขาออกที่ Duty Cycle 0.1



ภาพประกอบ ค. 4 ผลการทดลองแสดงแรงดันขาออกที่ Duty Cycle 0.2

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ	นายพนม ท้าวดี
วันเกิด	วันที่ 1 มกราคม 2520
สถานที่เกิด	อำเภอปungคล้า จังหวัดบึงกาฬ
สถานที่อยู่ปัจจุบัน	30 หมู่ 6 ตำบลหนองเติน อำเภอปungคล้า จังหวัดบึงกาฬ 38000
ตำแหน่งหน้าที่การงาน	ผู้ช่วยศาสตราจารย์
สถานที่ทำงานปัจจุบัน	มหาวิทยาลัยเกษตรศาสตร์ วิทยาเขตเฉลิมพระเกียรติ จังหวัดสกลนคร
ประวัติการศึกษา	พ.ศ. 2542 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัย ภาคตะวันออกเฉียงเหนือ พ.ศ. 2545 วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี พ.ศ. 2559 ปริญญาปรัชญาดุษฎีบัณฑิต (ปร.ด.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และคอมพิวเตอร์ มหาวิทยาลัยมหาสารคาม

พ.น.น. ป.น.น. ท.ท.ดี ช.ช.เว