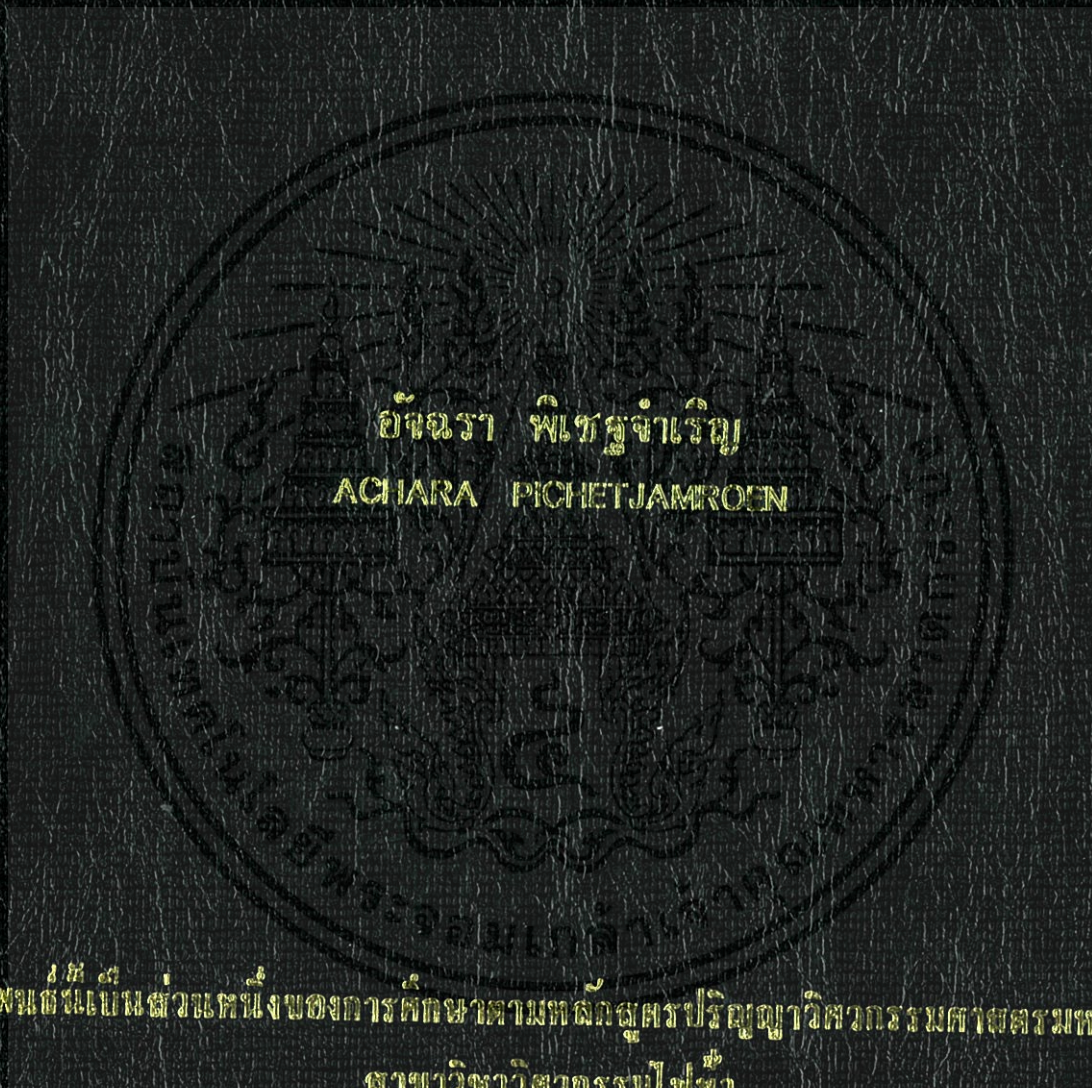


การแปลงตรงจากเฮิซึ 50 Hz เป็นเฮิซึ 30 kHz ของเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์  
กึ่งบริดจ์เพื่อใช้ในงานเครื่องต้มเหินยวน้ำความถี่สูง

50 Hz - TO - 30 kHz DIRECT AC-AC HALF-BRIDGE RESONANT  
CONVERTER FOR HIGH FREQUENCY INDUCTION COOKERS



อักษรา พิเชษฐจำเริญ  
ACHARA PICHETJAMROEN

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL-2009-EN-M-020-006

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การแปลงตรงจากเอซี 50 Hz เป็นเอซี 30 kHz ของเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์  
กึ่งบริดจ์เพื่อใช้ในงานเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูง

50 Hz – TO – 30 kHz DIRECT AC-AC HALF-BRIDGE RESONANT  
CONVERTER FOR HIGH FREQUENCY INDUCTION COOKERS

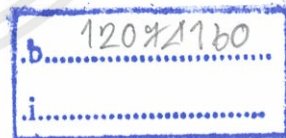


อัจฉรา พิเชฐจำเริญ

ACHARA PICHETJAMROEN

กท.  
๑๔๙๘๓  
๒๕๕๒

เลขหมู่.....  
เลขทะเบียน.....  
วัน,เดือน,ปี...  
95058  
๒๐ พ.ค. ๒๕๕๒



วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต  
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า  
คณะวิศวกรรมศาสตร์  
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง  
พ.ศ.๒๕๕๒

KMITL-2009-EN-M-020-006

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

**50 Hz – TO – 30 kHz DIRECT AC-AC HALF-BRIDGE RESONANT  
CONVERTER FOR HIGH FREQUENCY INDUCTION COOKERS**



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

**2009**

**KMITL-2009-EN-M-020-006**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



**COPYRIGHT 2009**

**FACULTY OF ENGINEERING**

**KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การแปลงตรงจากเอซี 50 Hz เป็นเอซี 30 kHz ของเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เพื่อใช้ในงานเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูง
นักศึกษา	นางสาวอัจฉรา พิเชฐจำเริญ
รหัสนักศึกษา	50060228
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2552
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ

### บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอรายละเอียดของการวิเคราะห์หลักการการทำงานของวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ที่มีการแปลงตรงจากแรงดันแหล่งจ่ายการไฟฟ้าเอซี 50 Hz เป็นแรงดันเอซีเอาต์พุตความถี่สูงในระดับประมาณ 30 kHz สำหรับใช้ในงานเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูงขนาดเล็ก เนื้อหาของวิทยานิพนธ์จะเริ่มจากแนวคิดของการพัฒนางจรเพื่อแสดงให้เห็นขั้นตอนการได้มาของวงจรเอซี-เอซี คอนเวอร์เตอร์แบบแปลงตรงที่นำเสนอซึ่งดัดแปลงมาจากเอซี-ดีซี-เอซี คอนเวอร์เตอร์แบบทั่วไปที่มีการแปลงกำลังไฟฟ้า 2 ขั้นตอน จากนั้นจะเป็นการพิจารณาหลักการการทำงานของวงจรทั้งกรณีวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบแปลงตรงและคอนเวอร์เตอร์แบบทั่วไปที่มีการแปลงสองขั้นตอนเพื่อเปรียบเทียบวงจรคอนเวอร์เตอร์ทั้งสองว่ามีความสัมพันธ์ที่ใกล้เคียงกันเพียงใดด้วยแนวคิดนี้ จากนั้นจะเป็นการคำนวณและทดสอบหาค่าแรงดัน  $v_o$  กระแส  $i_o$  และกำลังไฟฟ้า  $P_o$  ทางด้านเอาต์พุตที่มีความถี่สูง ตลอดจนการคำนวณหาค่าแรงดัน  $v_{in}$  กระแส  $i_{in}$  และกำลังไฟฟ้า  $P_{in}$  ทางด้านอินพุตของแหล่งจ่ายความถี่ต่ำ 50 Hz ภายใต้การเปลี่ยนแปลงของความถี่สวิตชิง เพื่อวิเคราะห์หาค่าประสิทธิภาพการแปลงกำลังไฟฟ้าและสมรรถนะการต้มเดือดของเครื่องต้มแบบแปลงตรงที่นำเสนอซึ่งปรากฏว่าสามารถต้มน้ำปริมาณ 0.5 ลิตรให้เดือดได้ภายใน 4 นาที ด้วยค่ากำลังไฟฟ้าพิกัด 620 W ที่ประสิทธิภาพการแปลง 96%

<b>Thesis Title</b>	50 Hz – to – 30 kHz Direct AC-AC Half-Bridge Resonant Converter for High Frequency Induction Cookers
<b>Student</b>	Miss Achara Pichetjamroen
<b>Student ID.</b>	50060228
<b>Degree</b>	Master of Engineering
<b>Program</b>	Electrical Engineering
<b>Year</b>	2009
<b>Thesis Advisor</b>	Assoc. Prof. Dr. Viriya Pichetjamroen

## ABSTRACT

This thesis presents a detailed analysis of the operating principle of a half-bridge resonant converter circuit with direct AC-AC power conversion from 50 Hz utility supply voltage to high frequency output voltage around 30 kHz for the application of a small-size high-frequency induction cooker. The thesis is first started with a concept of circuit development to show how to derive the proposed direct AC-AC converter from the conventional AC-DC-AC converter with an indirect double power-conversion. Then, the principles of circuit operation both for the cases of direct converter and conventional indirect converter circuits are considered to compare how close a relation to each other the two power converter circuits have by this concept. The high frequency output voltage  $v_o$ , current  $i_o$  and power  $P_o$  and also the 50-Hz input voltage  $v_{in}$ , current  $i_{in}$  and power  $P_{in}$  are also calculated and tested for comparison under changes of the converter switching frequency to find out the power conversion efficiency and the boiling performance of the proposed direct conversion cooker which appears to take 4 minutes for boiling time of 0.5 litre of water with a power rating of 620 watts and conversion efficiency of 96 %.

## กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สามารถสำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยคำแนะนำทั้งทางด้านทฤษฎีและปฏิบัติตลอดจนหลักการคิด วิเคราะห์ การมองและแก้ปัญหาต่างๆที่เกิดขึ้น จากท่านอาจารย์ รศ.ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ โดยที่ท่านไม่เพียงแต่ให้หลักการ คำสอนต่างๆ แต่ยังคงมีปฏิบัติเป็นตัวอย่างที่ดีให้เห็นจริง ซึ่งสิ่งเหล่านี้ล้วนเป็นความรู้และประสบการณ์ที่ดีที่ข้าพเจ้าจะจำใส่ใจเพื่อนำไปใช้ประยุกต์ในการแก้ปัญหาต่างๆ ในอนาคตต่อไป ข้าพเจ้ารู้สึกซาบซึ้งในความอนุเคราะห์จากท่าน และขอกราบขอบพระคุณเป็นอย่างสูง

ขอขอบพระคุณ อาจารย์ยงยุทธ นารายณ์ อาจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า มหาวิทยาลัยสยามและเป็นนักศึกษาปริญญาเอก ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่ได้ช่วยเหลือ ช่วยสอนและตอบคำถามต่างๆของข้าพเจ้าโดยได้เสียสละทั้งแรงกาย แรงใจจนงานวิจัยนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี

สุดท้ายนี้ผู้จัดทำขอกราบขอบพระคุณสมาชิกทุกคนในครอบครัวพิเชฐจำเริญซึ่งเป็นที่เคารพยิ่ง อีกทั้งยังเป็นผู้ให้การสนับสนุนและกำลังใจ ตั้งแต่เริ่มต้นงานวิจัยจนสำเร็จการศึกษา

สำหรับคุณงามความดีอันพึงมีจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ข้าพเจ้าขอขอบคุณค่าต่างๆเหล่านี้แก่ผู้มีพระคุณทุกท่าน ข้าพเจ้าหวังเป็นอย่างยิ่งว่าวิทยานิพนธ์เล่มนี้จะเป็นประโยชน์แก่ผู้ที่ได้ทำการศึกษาเพื่อที่จะนำไปประยุกต์ใช้งานวิจัยในด้านต่าง ๆ และสามารถพัฒนาประเทศชาติได้ต่อไป

อัจฉรา พิเชฐจำเริญ

# สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย .....	I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ .....	II
กิตติกรรมประกาศ .....	III
สารบัญ .....	IV
สารบัญตาราง.....	VII
สารบัญรูป .....	VIII
บทที่ 1 บทนำ .....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา.....	1
1.3 แนวคิดที่ใช้ในการวิจัย.....	2
1.4 ขอบเขตการวิจัย.....	3
1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน.....	3
1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	4
1.7 การทบทวนบทความวิจัยต่างๆที่เกี่ยวข้องกับวงจร AC-AC Converter ึ่งปริคัจที่ นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ( LITERATURE REVIEW ).....	4
บทที่ 2 หลักการพื้นฐานของการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยอาศัยวงจรรีโซแนนท์ ความถี่สูง.....	9
2.1 บทนำ.....	9
2.2 หลักการพื้นฐานของการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	9
2.2.1 หลักการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	9
2.2.2 วงจรสมมูลของเครื่องดัดเหนี่ยวนำความถี่สูงและผลของ Skin depth และ ประเภทวัสดุที่มีผลต่อโหลด.....	10
2.3 หลักการพื้นฐานของวงจร RLC ซีรีส์เรโซแนนท์ความถี่สูงกรณีแรงดันแหล่งจ่าย เป็นคลื่นไซน์.....	15
2.3.1 การพิจารณาค่า Gain ขยายของแรงดันเอาต์พุตต่ออินพุตของวงจร RLC ซีรีส์ เรโซแนนท์ความถี่สูงในรูปของ Q ( Quality Factor )กรณีแรงดันแหล่งจ่ายเป็น คลื่นไซน์.....	15

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.3.2 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Gain ขยายกับความถี่ของคลื่นไซน์อินพุต $V_o$ ที่ค่า Q ต่างๆ.....	18
2.3.3 ผลกระทบของค่า Q ต่อแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ.....	19
2.4 หลักการพื้นฐานของวงจร RLC ซีรีส์เรโซแนนท์ความถี่สูงกรณีแรงดันแหล่งจ่ายเป็นคลื่นสแควร์.....	20
2.4.1 การพิจารณาค่า Gain ขยายของแรงดันเอาต์พุตต่ออินพุตของวงจร RLC ซีรีส์เรโซแนนท์ความถี่สูงในรูปของ Q (Quality Factor ) กรณีแรงดันแหล่งจ่ายเป็นคลื่นสแควร์.....	20
2.4.2 ตัวอย่างการคำนวณเพื่อให้ได้ค่า %THD ของแรงดันเอาต์พุตตามที่กำหนด....	24
2.5 บทสรุป.....	27
บทที่ 3 หลักการของ AC-DC-AC Converter ทั่วไปชนิดดีซีตรงเรียงบวกและดีซีตรงเรียงลบ.....	28
3.1 บทนำ.....	28
3.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร Rectifier กรณีโหลดเป็นตัวต้านทานผ่าน C-filter กรองเรียบ.....	28
3.2.1 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร Rectifier ทางด้านดีซีเอาต์พุตกรณีแรงดันดีซีตรงเรียงบวกขณะป้อนแรงดันเอซีอินพุตคลื่นไซน์ซีกบวก.....	28
3.2.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร Rectifier ทางด้านดีซีเอาต์พุตกรณีแรงดันดีซีตรงเรียงลบขณะป้อนแรงดันเอซีอินพุตคลื่นไซน์เอซีอินพุต 50 Hz ซีกบวกและซีกลบ.....	33
3.3 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์กรณีป้อนแรงดันดีซีตรงเรียงบวกและแรงดันดีซีตรงเรียงลบ.....	36
3.3.1 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์กรณีป้อนแรงดันดีซีตรงเรียงบวก.....	36
3.3.2 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์กรณีป้อนแรงดันดีซีตรงเรียงลบ.....	41
3.3.3 ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุต $v_o, i_o$ และอินพุต $V_d, i_d$ ของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการทดลองและการจำลองด้วยโปรแกรม Pspice.....	48

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ(ต่อ)

หน้า

3.3.4 การวิเคราะห์หาแรงดัน $v_o$ กระแส $i_o$ และกำลังไฟฟ้า $P_o$ ทางด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์.....	52
3.3.5 การวิเคราะห์หาแรงดัน $V_d$ กระแส $i_d$ และกำลังไฟฟ้า $P_d$ ทางด้านอินพุตของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์.....	62
3.3.6 ประสิทธิภาพและสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์.....	65
3.4 บทสรุป.....	67
บทที่ 4 หลักการสร้างวงจรแปลงตรง AC-AC Converter จากวงจร AC-DC-AC Converter ชนิดแรงดัน DC ตรงเรียบบวกและลบพร้อมหลักการทำงาน.....	68
4.1 บทนำ.....	68
4.2 ที่มาของวงจร AC-AC Converter โดยพิจารณาจากวงจร AC-DC-AC Converter.....	68
4.3 โหมดการทำงานของ AC-AC Converter เปรียบเทียบกับ AC-DC-AC Converter.....	75
4.3.1 โหมดการทำงานของ AC-AC Converter เปรียบเทียบกับ AC-DC-AC Converter พิเคราะห์เฉพาะในช่วงครึ่งไซเคิลบวกของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz.....	75
4.3.2 โหมดการทำงานของวงจร AC-AC Converter เปรียบเทียบกับวงจร AC-DC-AC Converter โดยพิจารณาเฉพาะในช่วงครึ่งไซเคิลลบของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz.....	78
4.3.3 การเปรียบเทียบผลการ Simulation ที่ได้จาก โปรแกรม PSpice กับผลการทดลองที่ได้จาก AC-AC Converter ที่มีโหลดเป็นเครื่องดัมเหนี่ยวนำความถี่สูง.....	80
4.4 การเปรียบเทียบลักษณะของคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆของวงจร AC-AC Converter และวงจร AC-DC-AC Converter.....	82
4.4.1 ลักษณะของคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆของวงจร AC-AC Converter เปรียบเทียบกับวงจร AC-DC-AC Converter ทางด้านครึ่งไซเคิลบวกของแรงดันอินพุต.....	82
4.5 บทสรุป.....	84

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ(ต่อ)

หน้า

บทที่ 5 การคำนวณและเปรียบเทียบผลการทดลองด้านสมรรถนะของวงจร AC-AC Converter ..85	
5.1 บทนำ.....	85
5.2 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต.....	85
5.2.1 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร AC-DC-AC Converter ซึ่งทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบ <b>บวก</b> โดยอาศัยการพิจารณาในแต่ละ ไซเคิลย่อยของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตความถี่สูง $v_o, i_o$ .....	85
5.2.2 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร AC-DC-AC Converter ซึ่งทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบ <b>ลบ</b> โดยอาศัยการพิจารณาในแต่ละ ไซเคิลย่อยของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตความถี่สูง $v_o, i_o$ .....	87
5.2.3 การวิเคราะห์หาค่าแรงดันดีซีคงที่ชั่วขณะของ AC-AC Converter ซึ่ง ทำงานด้วยแรงดันครึ่งไซเคิลบวกและแรงดันครึ่งไซเคิลลบของแรงดัน ไซน์อินพุต 50 Hz โดยอาศัยการพิจารณาในแต่ละ ไซเคิลย่อยของคลื่น แรงดันและกระแสเอาต์พุตความถี่สูง $v_o, i_o$ .....	88
5.2.4 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร AC-AC Converter ซึ่ง ทำงานด้วยแรงดันครึ่งไซเคิลบวกและแรงดันครึ่งไซเคิลลบของแรงดัน ไซน์เอซีอินพุต 50 Hz โดยอาศัยการพิจารณาในแต่ละ ไซเคิลย่อยของคลื่น แรงดันและกระแสเอาต์พุตความถี่สูง $v_o, i_o$ .....	90
5.3 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุต.....	97
5.3.1 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตของวงจร AC-DC-AC Converter ซึ่ง ทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบ <b>บวก</b> โดยอาศัยการพิจารณาในแต่ละ ไซเคิลย่อย ของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตความถี่สูง $v_o, i_o$ .....	97
5.3.2 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตของวงจร AC-DC-AC Converter ซึ่ง ทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบ <b>ลบ</b> โดยอาศัยการพิจารณาในแต่ละ ไซเคิลย่อย ของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตความถี่สูง $v_o, i_o$ .....	99
5.3.3 การวิเคราะห์หาค่าแรงดันดีซีคงที่ชั่วขณะของ AC-AC Converter ซึ่งทำงาน ด้วยแรงดันครึ่งไซเคิลบวกและแรงดันครึ่งไซเคิลลบของแรงดัน ไซน์อินพุต 50 Hz โดยอาศัยการพิจารณาในแต่ละ ไซเคิลย่อยของคลื่นแรงดันและกระแส อินพุต $v_{in}, i_{in}$ .....	99

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญ(ต่อ)

หน้า

5.3.4 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุทของวงจร AC-AC Converter ซึ่งทำงานด้วยแรงดันครึ่งไซเคิลบวกและแรงดันครึ่งไซเคิลลบของแรงดัน ไซน์เอซอินพุท 50 Hz โดยอาศัยการพิจารณาในแต่ละไซเคิลย่อยของคลื่น แรงดันและกระแสเอาท์พุทความถี่สูง $v_{in}, i_{in}$ .....	101
5.4 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาท์พุท $P_o$ กำลังไฟฟ้า $P_{in}$ ประสิทธิภาพ $\eta$ และสมรรถนะการต้มเดือด.....	105
5.4.1 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาท์พุทเฉลี่ย $P_o$ ค่ากำลังไฟฟ้าอินพุทเฉลี่ย $P_{in}$ และประสิทธิภาพการแปลงกำลังไฟฟ้าของวงจร AC-AC Converter.....	105
5.4.2 สมรรถนะในการต้มเดือดของเครื่องต้มเหี่ยวน้ำความถี่สูงขนาดเล็ก โดยใช้ วงจรเรโซแนนท์ AC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์.....	107
5.5 บทสรุป.....	108
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ.....	109
บรรณานุกรม.....	112
ภาคผนวก ภาคผนวก ก. ผลงานเกี่ยวกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่.....	113
ประวัติผู้เขียน.....	130

# สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1	คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุต่างๆที่ใช้เป็นภาชนะเครื่องดัดเหนี่ยวนำที่ ความถี่ 27 kHz.....11
2.2	ขั้นตอนการคำนวณหาค่าตัวแปรต่างๆในวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูง.....25
3.1	การเปรียบเทียบวงจรมวลของวงจร Rectifier ที่มองจากด้าน DC เอาท์พุทพร้อมคลื่น แรงดันกระแสทางด้านดิซีและเอซี กรณีแรงดันดิซีตรงเรียบบวกและกรณีแรงดันดิซี ตรงเรียบลบ.....35
3.2	สรุปโหมคการทำงานทั้ง 4 โหมคใน 1 ไซเคิล กรณีแหล่งจ่ายแรงดันดิซีตรงเรียบบวก.....40
3.3	สรุปโหมคการทำงานทั้ง 4 โหมคใน 1 ไซเคิล กรณีแหล่งจ่ายแรงดันดิซีตรงเรียบลบ.....45
3.4	เปรียบเทียบความแตกต่างของโหมคการทำงานระหว่างกรณีแรงดันดิซีตรงเรียบบวก และแรงดันดิซีตรงเรียบลบ.....46
3.5	การพิจารณาค่า $b_n$ ที่ $n = 1, 2, 3, 4, 5, 6, \dots$ .....55
4.1	การเปรียบเทียบความแตกต่างของคลื่นแรงดัน กระแส $v_{in}, i_{in}, V_d, i_d$ และ $v_o, i_o$ .....71
4.2	การเปรียบเทียบหลักการทำงานของวงจร AC-DC-AC Converter และวงจร AC-AC Converter ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ในช่วงครึ่งไซเคิลบวกของแรงดัน อินพุท 50 Hz.....76
4.3	การเปรียบเทียบหลักการทำงานของวงจร AC-DC-AC Converter และวงจร AC-AC Converter ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ในช่วงครึ่งไซเคิลลบของแรงดัน อินพุท 50 Hz.....78
6.1	การเปรียบเทียบข้อดี ข้อเสียระหว่างวงจร AC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์ที่นำเสนอ กับวงจร AC-DC-AC แบบกึ่งบริดจ์ที่ใช้งานทั่วไป.....112

# สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
1.1	การเปรียบเทียบวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์และวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์.....5
1.2	การเปรียบเทียบวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบ C/2 2 ตัว และแบบ C ตัวเดียว.....5
1.3	วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ที่ทำงานด้วยแรงดันคัสตริงเรียบและวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ที่ทำงานด้วยแรงดันคัสตริงฟูแลฟ.....6
1.4	การเปรียบเทียบวงจรเอชซีชอปเปอร์กับวงจรเรโซแนนท์ AC-AC Converter พร้อมคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของทั้งสองวงจร.....7
1.5	วงจร Soft switching high frequency cyclo-converter.....8
2.1	ลักษณะ โครงสร้างของเครื่องคัมเหนี่ยวนำความถี่สูงขนาดเล็ก.....9
2.2	วงจรสมมูลของเครื่องคัมเหนี่ยวนำความถี่สูงซึ่งประกอบด้วยภาชนะหุ้มคัมบนขดลวดให้ความร้อน.....10
2.3	การเปรียบเทียบระยะความลึกผิว $1\delta$ ที่ความถี่สวิตซ์ 27 kHz และ 34 kHz กรณีภาชนะทำด้วย Stainless.....11
2.4	ระยะความลึกผิวต่างๆของแผ่นกั้นภาชนะ Stainless ที่ความถี่สวิตซ์ 27 และ 34 kHz.....12
2.5	การเปรียบเทียบระยะความลึกจริงของ 1 ชั้นความลึก ( $1\delta$ ), 2 ชั้นความลึก ( $2\delta$ ), 3 ชั้นความลึก ( $3\delta$ ) และ 4 ชั้นความลึก ( $4\delta$ ) กรณีภาชนะทำด้วย Stainless ที่ความถี่สวิตซ์ 27 kHz และ 34 kHz.....13
2.6	การเปรียบเทียบค่าความต้านทาน $R_2$ ต่อแผ่นกระแสไหลวนที่กั้นภาชนะที่ความถี่สวิตซ์ 27 kHz และ 34 kHz ระหว่างกรณีภาชนะทำด้วย Stainless และ Aluminium.....14
2.7	วงจร RLC ซีรีส์เรโซแนนท์กรณีแรงดันแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์.....15
2.8	กระแส $I_o$ ไหลในวงจร RLC ซีรีส์ เรโซแนนท์กรณีแรงดันแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์.....15
2.9	กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Gain ขยายกับความถี่ต่างๆของคลื่นแรงดันไซน์อินพุต $V_o$ ที่ค่า Q ต่างๆ.....18
2.10	ตำแหน่งของแรงดันตกคร่อม RLC ของวงจร RLC ซีรีส์เรโซแนนท์.....19
2.11	การเกิดคลื่นแรงดันและกระแสรวมทางด้านเอาต์พุต.....20
2.12	การพิจารณากระแสรวม $i_o$ อันเนื่องมาจากแรงดันพินคาเมนทอลและฮาร์โมนิกส์ต่างๆ.....21
2.13	วงจรที่ใช้ในการคำนวณในตัวอย่างโจทย์.....24
2.14	กราฟ $V_o/V_i$ vs. $\omega/\omega_0$ ที่ $Q = 1$ .....26
2.15	ลักษณะคลื่น $V_o$ ที่ $Q = 1$ .....26

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
2.16 กราฟ $V_o/V_i$ vs. $\omega/\omega_0$ ที่ $Q = 3$ .....	26
2.17 ลักษณะคลื่น $V_o$ ที่ $Q = 3$ .....	26
2.18 กราฟ $V_o/V_i$ vs. $\omega/\omega_0$ ที่ $Q = 10$ .....	26
2.19 ลักษณะคลื่น $V_o$ ที่ $Q = 10$ .....	26
3.1 การทำงานของวงจร Rectifier ในช่วงซีกบวกของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz.....	29
3.2 การทำงานของไดโอดสองตัวต่อเรียงอนุกรมกันในวงจร Rectifier ในช่วงซีกบวกของแรงดันคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz.....	29
3.3 การทำงานของไดโอด 2D ในวงจร Rectifier ในช่วงซีกบวกของแรงดันคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz.....	29
3.4 การทำงานของวงจร Rectifier ในช่วงซีกบวกของแรงดันคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz ในขณะที่มีการต่อตัวเก็บประจุขนาดใหญ่พร้อมทั้งโหลดตัวต้านทาน R.....	30
3.5 การทำงานของวงจร Rectifier ในช่วงซีกลบของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz.....	31
3.6 การทำงานของไดโอดสองตัวต่อเรียงอนุกรมกันในวงจร Rectifier ในช่วงซีกลบของแรงดันคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz.....	31
3.7 การทำงานของไดโอด 2D ในวงจร Rectifier ในช่วงซีกลบของแรงดันคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz.....	31
3.8 การทำงานของวงจร Rectifier ในช่วงซีกลบของแรงดันคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz ในขณะที่มีการต่อตัวเก็บประจุขนาดใหญ่พร้อมทั้งโหลดตัวต้านทาน R.....	30
3.9 วงจรสมมูลของ Rectifier ที่มีโหลด R พร้อม C-filter กรองเรียบขนาดใหญ่เพื่อสร้างแรงดันดีซีตรงเรียบบวก.....	33
3.10 วงจร Rectifier สำหรับกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบลบ.....	33
3.11 วงจรสมมูลของ Rectifier ที่มีโหลด R พร้อม C-filter กรองเรียบขนาดใหญ่เพื่อสร้างแรงดันดีซีตรงเรียบลบ.....	34
3.12 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์โหมด 1 โหมดรีเฟน.....	36
3.13 ลักษณะของคลื่นแรงดันเอาต์พุต $v_o$ และกระแสเอาต์พุต $i_o$ ของโหมด 1 โหมดรีเฟน.....	36
3.14 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์โหมด 2 โหมดเพาเวอร์.....	37
3.15 ลักษณะของคลื่นแรงดันเอาต์พุต $v_o$ และกระแสเอาต์พุต $i_o$ ของโหมด 2 โหมดเพาเวอร์.....	37
3.16 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์โหมด 3 โหมดฟรีวิลกระแสบวก.....	38

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่		หน้า
3.17	ลักษณะของคลื่นแรงดันเอาต์พุต $v_o$ และกระแสเอาต์พุต $i_o$ ของโหมด 3 โหมดฟรีวิล กระแสบวก.....	38
3.18	การทำงานของวงจรถออินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์โหมด 4 โหมดฟรีวิลกระแสลบ.....	39
3.19	ลักษณะของคลื่นแรงดันเอาต์พุต $v_o$ และกระแสเอาต์พุต $i_o$ ของโหมด 4 โหมดฟรีวิล กระแสลบ.....	39
3.20	การทำงานของวงจรถออินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์โหมด 1 โหมดครีเงิน.....	41
3.21	ลักษณะของคลื่นแรงดันเอาต์พุต $v_o$ และกระแสเอาต์พุต $i_o$ ของโหมด 1 โหมดครีเงิน.....	41
3.22	การทำงานของวงจรถออินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์โหมด 2 โหมดเพาเวอร์.....	42
3.23	ลักษณะของคลื่นแรงดันเอาต์พุต $v_o$ และกระแสเอาต์พุต $i_o$ ของโหมด 2 โหมดเพาเวอร์.....	42
3.24	การทำงานของวงจรถออินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์โหมด 3 โหมดฟรีวิลกระแสลบ.....	43
3.25	ลักษณะของคลื่นแรงดันเอาต์พุต $v_o$ และกระแสเอาต์พุต $i_o$ ของโหมด 3 โหมดฟรีวิล กระแสลบ.....	43
3.26	การทำงานของวงจรถออินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์โหมด 4 โหมดฟรีวิลกระแสบวก.....	44
3.27	ลักษณะของคลื่นแรงดันเอาต์พุต $v_o$ และกระแสเอาต์พุต $i_o$ ของโหมด 4 โหมดฟรีวิล กระแสบวก.....	44
3.28	เปรียบเทียบผลการทดลองและจำลองคลื่นแรงดันเอาต์พุต $v_o$ และกระแสเอาต์พุต $i_o$ ของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิตซิ่ง 27, 31, 35 kHz.....	48
3.29	เปรียบเทียบผลการทดลองและจำลองคลื่นแรงดันอินพุต $V_d$ และกระแสอินพุต $i_d$ ของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิตซิ่ง 27, 31, 35 kHz.....	49
3.30	เปรียบเทียบผลการทดลองและจำลองคลื่นแรงดันเอาต์พุต $v_o$ และกระแสเอาต์พุต $i_o$ ของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิตซิ่ง 27, 31, 35 kHz.....	50
3.31	เปรียบเทียบผลการทดลองและจำลองคลื่นแรงดันอินพุต $V_d$ และกระแสเอาต์พุต $i_d$ ของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิตซิ่ง 27, 31, 35 kHz.....	51
3.32	คลื่นแรงดันเอาต์พุต $v_o$ ที่มีลักษณะเป็นคลื่นสแควร์ $+V_d$ สลับศูนย์.....	52
3.33	แถบสเปกตรัมของแรงดันเอาต์พุต $v_o$ ลักษณะคลื่นสแควร์ $+V_d$ สลับศูนย์.....	57
3.34	คลื่นกระแสเอาต์พุต $i_o$ พิจารณาจากองค์ประกอบต่างๆของคลื่นแรงดันเอาต์พุต $v_o$ ซึ่งประกอบด้วย $\frac{V_{o,dc}}{2}, v_{o1}, v_{o3}, \dots$ .....	58

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่		หน้า
3.35	ผลการเปรียบเทียบลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสเอาต์พุต $v_o, i_o$ จากการคำนวณด้วย MATLAB และการทดลอง ที่ความถี่สวิตซิ่ง 27 kHz กรณีแรงดันดีซีตรงเรียบบวก.....	60
3.36	ผลการเปรียบเทียบลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสเอาต์พุต $v_o, i_o$ จากการคำนวณด้วย MATLAB และการทดลอง ที่ความถี่สวิตซิ่ง 27 kHz กรณีแรงดันดีซีตรงเรียบลบ.....	60
3.37	ผลการเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต $P_o$ ที่ความถี่สวิตซิ่ง $f_s$ เท่ากับ 27 kHz, 28 kHz, 29 kHz, ..., 33 kHz จากการคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB และการทดลอง.....	61
3.38	ตำแหน่งและทิศทางของแรงดันดีซีตรงเรียบบวก $V_d$ และกระแส $i_d$ ทางด้านอินพุทของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์.....	62
3.39	ผลการเปรียบเทียบลักษณะคลื่น $V_d$ และ $i_d$ จากการคำนวณด้วย MATLAB และการทดลองที่ความถี่สวิตซิ่ง 27 kHz กรณีแรงดันดีซีตรงเรียบบวก.....	62
3.40	ผลการเปรียบเทียบลักษณะคลื่น $V_d$ และ $i_d$ จากการคำนวณด้วย MATLAB และการทดลองที่ความถี่สวิตซิ่ง 27 kHz กรณีแรงดันดีซีตรงเรียบลบ.....	63
3.41	ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านอินพุทของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยเขียนเทียบกับคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	63
3.42	ผลการเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าอินพุท $P_d$ ที่ได้จากการคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB และผลการทดลองที่ความถี่สวิตซิ่ง $f_s$ เท่ากับ 27 kHz, 28 kHz, 29 kHz, ..., 33 kHz.....	65
3.43	ประสิทธิภาพการแปลงกำลังไฟฟ้า $\eta$ ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ ที่ความถี่สวิตซิ่งต่างๆจากการคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB เปรียบเทียบกับผลการทดลอง.....	66
3.44	เวลาที่ใช้ในการต้มเดือดของน้ำปริมาตร 0.5 ลิตร ที่ความถี่สวิตซิ่งต่างๆ.....	66
4.1	วงจร AC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์จ่ายโหลดเครื่องต้มเหี้ยวนำความถี่สูง.....	68
4.2	วงจรสมมูลทางด้านเอาต์พุทของ AC-AC Converter กรณีโหลด RL เป็นเครื่องต้มเหี้ยวนำความถี่สูงสามารถเขียนแทนด้วยวงจร RLC ซีรีส์ โซแนนท์.....	69
4.3	วงจร AC-DC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์ทั่วไปที่ทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบบวก.....	69
4.4	วงจร AC-DC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์ทั่วไปที่ทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบลบ.....	70
4.5	วงจรของ AC-DC-AC Converter เมื่อทำการปลดตัวเก็บประจุขนาดใหญ่และ Bridge Rectifier ออกและต่อตรงเข้าหากันเป็นวงจร AC-AC Converter ทำงานด้วยแรงดันซีกบวกของแรงดันไซน์อินพุท 50 Hz.....	72

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
4.6	วงจรรวมของ AC-DC-AC Converter เมื่อทำการปลดตัวเก็บประจุขนาดใหญ่และ Bridge Rectifier ออกและต่อตรงเข้าหากันเป็นวงจร AC-AC Converter ทำงานด้วยแรงดันซีกลบของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz.....73
4.7	วงจร AC-AC Converter ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้จะประกอบขึ้นจากการรวมสวิตช์ในวงจร AC-DC-AC Converter ทั้ง 2 วงจรที่ทำงานด้วยแรงดันครึ่งไซเคิลบวกและลบ.....74
4.8	ลักษณะของคลื่นแรงดันและกระแส $v_{in}, i_{in}$ ทางด้านอินพุต และ $v_o, i_o$ ทางด้านเอาต์พุตของ AC-AC Converter.....75
4.9	การเปรียบเทียบกลไกการทำงานของวงจรในแต่ละโหมดของวงจร AC-DC-AC Converter และวงจร AC-AC Converter ในครึ่งไซเคิลบวกของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz .....77
4.10	การเปรียบเทียบกลไกการทำงานของวงจรในแต่ละโหมดของวงจร AC-DC-AC Converter และ AC-AC Converter ในช่วงครึ่งไซเคิลลบของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz.....79
4.11	คลื่นตามจุดต่างๆ จากการ Simulation เปรียบเทียบกับผลการทดลอง.....80
4.12	วงจร AC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์.....82
4.13	วงจร AC-DC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์.....82
4.14	การเปรียบเทียบลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสตามจุดต่างๆ $v_o, i_o, V_d, i_d$ และ $v_{in}, i_{in}$ จากด้านเอาต์พุตมาสู่ด้านอินพุตทั้งกรณีของวงจร AC-AC Converter และวงจร AC-DC-AC Converter.....82
5.1	วงจร AC-DC-AC Converter ที่ทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบบวก $V_d$ .....86
5.2	คลื่นแรงดันเอาต์พุต $v_o$ และกระแสเอาต์พุต $i_o$ ของวงจร AC-DC-AC Converter.....86
5.3	วงจร AC-DC-AC Converter ที่ทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบลบ $V_d$ ..... 87
5.4	คลื่นแรงดันเอาต์พุต $v_o$ และกระแสเอาต์พุต $i_o$ ของวงจร AC-DC-AC Converter.....87
5.5	วงจร AC-AC Converter ที่ใช้ในการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต $P_o$ .....88
5.6	การวิเคราะห์หาค่าแรงดันดีซีคงที่ช่วงขณะทางด้านเอาต์พุตในแต่ละไซเคิลย่อย..... 89
5.7	การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต $P_o$ ของวงจร AC-AC Converter จากคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตความถี่สูง $v_o, i_o$ .....90
5.8	การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต $P_{o,1}$ ของไซเคิลย่อยที่ $k = 1$ .....93
5.9	การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต $P_{o,2}$ ของไซเคิลย่อยที่ $k = 2$ .....94
5.10	การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต $P_{o,k}$ ของไซเคิลย่อยที่ $k$ ใดๆ..... 95

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ไว้เพื่อใช้ในการวิจัยเท่านั้น เมื่อเผยแพร่ให้คนอื่นไปใช้โดยไม่ได้รับอนุญาตเป็นการค้า

ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่	หน้า
5.11 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต $P_{o,f_s/f_{50Hz}}$ ของไซเคิลย่อยสุดท้ายที่ $f_s/f_{50Hz}$ ....	96
5.12 วงจร AC-DC-AC Converter ที่ทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบบวก $V_d$ .....	97
5.13 ลักษณะของคลื่นแรงดันดีซีตรงเรียบบวก $V_d$ และกระแสอินพุต $i_d$ ที่ใช้ในการ วิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุต.....	97
5.14 วงจร AC-DC-AC Converter ที่ทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบลบ $V_d$ .....	99
5.15 ลักษณะของคลื่นแรงดันดีซีตรงเรียบลบ $V_d$ และกระแสอินพุต $i_d$ ที่ใช้ในการ วิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุต.....	99
5.16 การวิเคราะห์หาค่าแรงดันดีซีคงที่ชั่วขณะทางด้านอินพุตในแต่ละไซเคิลย่อย.....	100
5.17 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุต $P_{in}$ ของ AC-AC Converter.....	101
5.18 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตที่ไซเคิลย่อยที่ $k = 1$ , $P_{in,1}$ .....	103
5.19 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตที่ไซเคิลย่อยที่ $k = 2$ , $P_{in,2}$ .....	103
5.20 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตที่ไซเคิลย่อยที่ $k$ ใดๆ, $P_{in,k}$ .....	104
5.21 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตที่ไซเคิลย่อยที่ $k = f_{30kHz}/50Hz$ , $P_{in,f_{30kHz}/50Hz}$ .....	104
5.22 การเปรียบเทียบกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต $P_o$ กับ ความถี่สวิตซิ่ง $f_s$ ที่ค่าต่างๆ จาก 27 kHz ถึง 36 kHz ที่ได้จากการคำนวณด้วย โปรแกรม MATLAB และผลการทดลอง.....	105
5.23 การเปรียบเทียบกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าอินพุต $P_{in}$ กับ ความถี่สวิตซิ่ง $f_s$ ที่ค่าต่างๆ จาก 27 kHz ถึง 36 kHz ที่ได้จากการคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB และผลการทดลอง.....	106
5.24 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพการแปลงของวงจร AC-AC Converter กับความถี่สวิตซิ่ง $f_s$ ที่ค่าต่างๆจาก 27 kHz ถึง 36 kHz.....	107
5.25 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิของน้ำ T และเวลาที่ใช้ในการต้มเดือด t ที่ค่าความถี่สวิตซิ่งต่างๆของวงจรวงจรเรโซแนนท์ AC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์....	107

# บทที่ 1

## บทนำ

### 1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

อินเวอร์เตอร์ทั่วไปที่ใช้ในงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงจะมีขั้นตอนในการแปลงกำลังไฟฟ้า 2 ขั้นตอน กล่าวคือ จากเอซีความถี่ 50 Hz เป็นดีซีและจากดีซีเป็นเอซีความถี่สูงในระดับหลายสิบก Hz ซึ่งการแปลงในลักษณะนี้เป็นที่เชื่อกันว่าจะมีการสูญเสียถึง 2 ขั้นตอนในระหว่างการแปลง ด้วยเหตุนี้ในวิทยานิพนธ์เล่มนี้ได้นำเสนอวิธีการแปลงตรงเพื่อลดขั้นตอนการแปลงจาก 2 ขั้นตอนให้เหลือเพียงขั้นตอนเดียว กล่าวคือ จากเอซีความถี่ 50 Hz เป็นเอซีความถี่สูงหลายสิบก Hz โดยตรงเพื่อให้ประสิทธิภาพการแปลงกำลังไฟฟ้ามีค่าเพิ่มขึ้น

ดังนั้นแนวคิดที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ เกิดจากการนำวงจรเรกติไฟเออร์-อินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีการแปลงกำลังไฟฟ้า 2 ขั้นตอนจำนวน 2 ชุดมาต่อรวมในวงจรเดียวกันและให้อินเวอร์เตอร์ชุดหนึ่งทำงานด้วยแรงดันดีซีอินพุทบวกจากเรกติไฟเออร์และอินเวอร์เตอร์อีกชุดหนึ่งทำงานด้วยแรงดันดีซีอินพุทลบจากเรกติไฟเออร์ ทั้งนี้เพื่อให้วงจรใหม่ที่ได้สามารถทำงานได้ด้วยแรงดันอินพุทบวกและลบหรือนั่นก็คือสามารถทำงานด้วยแรงดันเอซีอินพุทซึ่งบวกและเอซีอินพุทซึ่งลบจากไฟการไฟฟ้า 50 Hz ได้ โดยที่ข้อดีจากการรวมวงจรย่อยทั้งสองชุดเข้าด้วยกัน ทำให้อินเวอร์เตอร์ย่อยแต่ละชุดไม่จำเป็นต้องใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์ในการแปลงให้เป็นแรงดันดีซีฟูลเวฟและตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ในการกรองแรงดันดีซีฟูลเวฟดังกล่าวให้มีลักษณะเป็นดีซีตรงเรียบอีกต่อไป เป็นการลดอุปกรณ์ในวงจรย่อยแต่ละชุดได้อีกทางหนึ่ง และยังเป็นการลดขั้นตอนของการแปลงกำลังไฟฟ้าลงซึ่งจะส่งผลให้สามารถลดค่าความสูญเสียของกำลังไฟฟ้าในระหว่างการแปลงได้

### 1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์

1. เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการพื้นฐานของการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยอาศัยวงจรรีโซแนนท์ความถี่สูง ซึ่งมีการแสดงการพิจารณาการหาวงจรมวลของเครื่องดัดเหนี่ยวนำความถี่สูงซึ่งมองเป็นหม้อแปลง 1 turn และแสดงความหมายของค่า  $1\delta_{vessel}$  (Skin depth หรือ 1 ชั้นความลึกผิวซึ่งมีระยะความลึกจริงจากผิวเป็น mm) ของวัสดุของภาชนะที่เป็นสารเฟอร์ไรต์คือ Stainless และสารประเภทนอนเฟอร์ไรต์ คือ Aluminium

2. เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการพื้นฐานของวงจร RLC series เรโซแนนท์ความถี่สูงเมื่อแหล่งจ่ายเป็นไซน์และแหล่งจ่ายเป็นคลื่นสแควร์ ซึ่งมีการพิจารณาค่า Gain ขยายของแรงดันเอาต์พุทและอินพุทของวงจร RLC series เรโซแนนท์ในรูปของ Q (Quality Factor)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3. เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการการทำงานของ AC-DC-AC Converter ทั้งชนิด DC ตรงเรียบบวก และ DC ตรงเรียบลบ โดยการวิเคราะห์ถึงโหมดการทำงานและการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้าน อินพุตและเอาต์พุตรวมถึงประสิทธิภาพของ AC-DC-AC Converter

4. เพื่อให้เข้าใจถึงหลักการสร้างวงจรแปลงตรง AC-AC Converter จากวงจร AC-DC-AC Converter ชนิดแรงดัน DC ตรงเรียบบวกและลบพร้อมหลักการการทำงาน รวมถึงการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต, อินพุตและประสิทธิภาพของ AC-AC Converter

### 1.3 แนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

วงจรอินเวอร์เตอร์ทั่วไปมักจะเป็นระบบการแปลงกำลังไฟฟ้าสองขั้นตอนกล่าวคือ จากแรงดันเอซีไลน์การไฟฟ้าความถี่ 50 Hz เป็นแรงดันดีซีโดยผ่านวงจรบริดจ์เรกติไฟเออร์ ( Bridge Rectifier ) พร้อมกับมีตัวเก็บประจุขนาดใหญ่และจากแรงดันดีซีเป็นแรงดันเอซีความถี่สูงในระดับหลายสิบล kHz ซึ่งการแปลงในลักษณะนี้เป็นที่เชื่อกันว่าจะมีการสูญเสียถึง 2 ขั้นตอนในระหว่างการแปลง และวงจรดังกล่าวยังมีขนาดใหญ่เนื่องจากมีบริดจ์เรกติไฟเออร์ ( Bridge Rectifier ) และตัวเก็บประจุขนาดใหญ่อยู่ในวงจรด้วย ส่วนในการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต กำลังไฟฟ้าอินพุตและประสิทธิภาพนั้นก็สามารคคำนวณหาได้โดยง่าย ไม่ซับซ้อนเพราะลักษณะของรูปคลื่นแรงดันและกระแสมีความสูงของแต่ละพัลส์ที่เท่ากันทั้งหมด การคำนวณสามารถทำได้โดยพิจารณาเพียง 1 ไซเคิลและโดยการใช้ Fourier Analysis หรือ FFT ก็สามารคทำได้ ทั้งกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตและกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์ หลังจากนั้นก็นำค่าของกำลังไฟฟ้าที่ได้ไปคำนวณหาประสิทธิภาพของอินเวอร์เตอร์ต่อไป

แต่ในงานวิจัยนี้จะมีการนำเสนอลักษณะของวงจรที่แตกต่างออกไปคือจะทำการต่อแรงดันเอซีไลน์การไฟฟ้า 50 Hz โดยตรงเข้ากับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบใหม่นี้เพื่อให้คอนเวอร์เตอร์ทำการสับแรงดันคลื่นไซน์ 50 Hz ให้กลายเป็นแรงดันที่มีลักษณะเป็นพัลส์ความถี่สูงซึ่งมีความสูงของพัลส์เพิ่มขึ้นหรือลดลงตามรูปคลื่นไซน์ เมื่อนำไปป้อนให้กับโหลดเครื่องดัดเหี่ยวนำความถี่สูงจะได้กระแสเอาต์พุตความถี่สูงที่มีลักษณะใกล้เคียงไซน์ซึ่งความสูงของพีคกระแสก็จะเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามรูปคลื่นไซน์เช่นกัน ส่วนทางด้านอินพุตของคอนเวอร์เตอร์นั้นกระแสอินพุตจะมีลักษณะเป็นส่วนหนึ่งของกระแสทางด้านเอาต์พุตเฉพาะในโหมด Regenerative และ โหมด Power เท่านั้น โดยกระแสอินพุตดังกล่าวจะมีความสูงของกระแสเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามรูปคลื่นไซน์เช่นกัน

ในส่วนของการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้านั้นจะค่อนข้างยุ่งยากกว่าอินเวอร์เตอร์แบบทั่วไปเนื่องจากความสูงของพัลส์แรงดันและกระแสนั้นจะเปลี่ยนแปลงตามความสูงของคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz และความถี่สวิตซึ่งอยู่ในระดับหลายสิบล kHz จึงใช้การพิจารณาโดยการแบ่งคลื่น ไซน์ 50 Hz ออกเป็นส่วนย่อยๆ และพิจารณาให้เป็นแรงดันดีซีซึ่งที่ชั่วขณะในแต่ละส่วนย่อยนี้ หลังจากนั้นก็จะนำลักษณะของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตมาแตกด้วย Fourier Analysis เพื่อคำนวณหา

องค์ประกอบของคลื่นแรงดันและกระแสทั้งทางด้านอินพุตและเอาต์พุตของคอนเวอร์เตอร์ จากนั้นก็จะนำค่าที่คำนวณได้ไปคำนวณหาประสิทธิภาพของคอนเวอร์เตอร์ต่อไป

#### 1.4 ขอบเขตการวิจัย

วิทยานิพนธ์ในหัวข้อเรื่อง การแปลงตรงจากเอซี 50 Hz เป็นเอซี 30 kHz ของเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เพื่อใช้ในงานเครื่องดัดเหนียวนำความถี่สูง เล่มนี้ ได้แบ่งรายละเอียดการศึกษาและค้นคว้าออกเป็นบทต่างๆทั้งหมด 6 บทดังต่อไปนี้

บทที่ 1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ แนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย ขั้นตอนการศึกษาและประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

บทที่ 2 หลักการพื้นฐานของการให้ความร้อนด้วยการเหนียวนำความถี่สูงโดยอาศัยวงจร

เรโซแนนท์ความถี่สูงทั้งกรณีแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์และกรณีแหล่งจ่ายเป็นคลื่นสแควร์

บทที่ 3 หลักการของ AC-DC-AC Converter ทัวไปชนิด DC ตรงเรียบบวกและ DC ตรงเรียบลบ

บทที่ 4 หลักการสร้างวงจรแปลงตรง AC-AC Converter จากวงจร AC-DC-AC Converter ชนิด

แรงดัน DC ตรงเรียบบวกและลบพร้อมหลักการทำงาน

บทที่ 5 การคำนวณและเปรียบเทียบค่าประสิทธิภาพและผลการทดลองด้านสมรรถนะของ AC- AC Converter

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

สำหรับเครื่องต้นแบบของวงจรแปลงตรงจากเอซี 50 Hz เป็นเอซีความถี่สูง 30 kHz ของเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เพื่อใช้ในงานเครื่องดัดเหนียวนำความถี่สูงที่ใช้ในการทดสอบมีพิสัยดังนี้

แรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านอินพุต	220	โวลท์
ความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับด้านอินพุต	50	เฮิร์ตซ์
กำลังไฟฟ้าสูงสุดด้านเอาต์พุต	620	วัตต์
ความถี่สวิตชิ่งของคอนเวอร์เตอร์ในช่วง	27-36	กิโลเฮิร์ตซ์

#### 1.5 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

1.5.1 ศึกษาข้อมูลที่เกี่ยวข้องกับหลักการพื้นฐานของการให้ความร้อนด้วยการเหนียวนำความถี่สูงของวงจรเรโซแนนท์รวมถึงลักษณะของวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบต่างๆที่มีอยู่ในปัจจุบัน โดยนำมาพัฒนา ปรับปรุงเพื่อนำเสนอแนวคิดใหม่ในงานวิจัยนี้

1.5.2 ออกแบบเครื่องต้นแบบของเครื่องดัดเหนียวนำความถี่สูง จากนั้นจึงนำวงจรที่ออกแบบไว้ไปทำการ Simulation ด้วยโปรแกรม Pspice เพื่อให้มั่นใจว่าสามารถทำงานได้จริง

#### 1.5.4 เริ่มดำเนินการสร้างเครื่องต้นแบบ

1.5.3 ศึกษาและวิเคราะห์ถึงวิธีการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าทั้งทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของวงจร AC-DC-AC Converter เพื่อนำมาใช้แก้ปัญหาของการหาค่ากำลังไฟฟ้าทั้งทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของวงจร AC-AC Converter ที่ได้นำเสนอในงานวิจัยนี้เนื่องจากปัญหาของ Sampling rate ที่ไม่เพียงพอของเครื่องมือวัด

1.5.5 เก็บข้อมูลและวิเคราะห์ผลทั้งทางด้านทฤษฎีและการทดลองเพื่อเปรียบเทียบความถูกต้องในหลักการที่นำเสนอจากนั้นจึงรวบรวมข้อมูลและเริ่มเขียนวิทยานิพนธ์ในขั้นตอนสุดท้าย

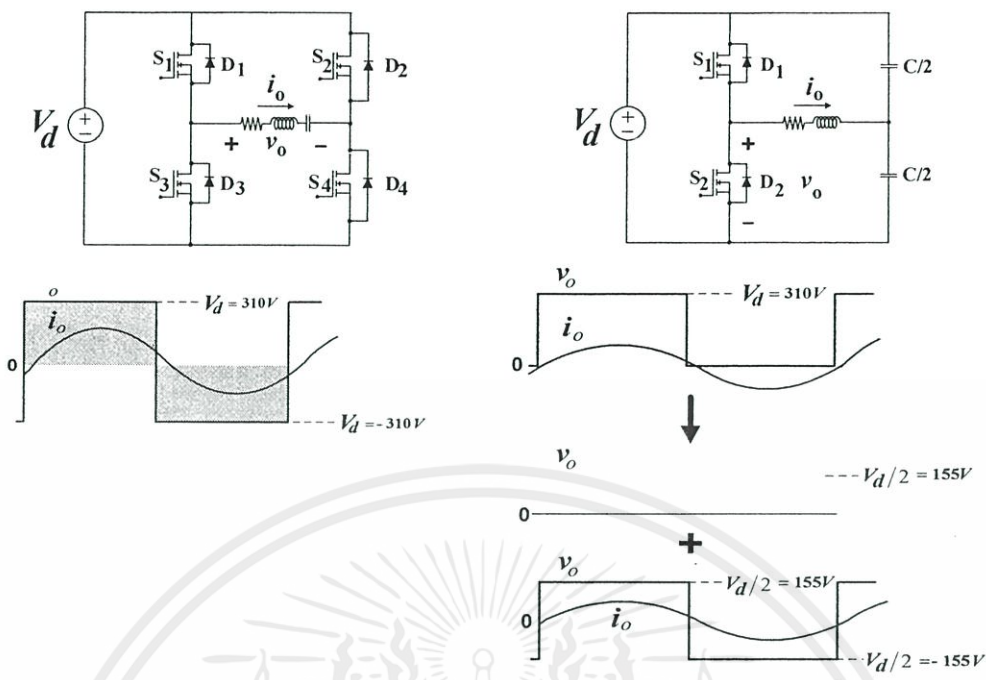
### 1.6 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. หลักการหาค่ากำลังไฟฟ้าที่นำเสนอนี้สามารถใช้ Digital Scope ที่มีจำหน่ายทั่วไปในท้องตลาด แทนการใช้ Scope ที่มี Sampling rate สูงๆ ซึ่งมีราคาแพงมาก
2. เนื่องจากมีการแปลงกำลังไฟฟ้าเพียงขั้นตอนเดียวทำให้สามารถประหยัดพลังงานได้เมื่อเทียบกับหลักการแบบเก่าที่มีการแปลงกำลังไฟฟ้าถึง 2 ขั้นตอน
3. เนื่องจากเครื่องต้นแบบมีความถี่สูงนี้ ใช้หลักการแปลงตรงจึงสามารถทำให้มีขนาดเล็กและเหมาะกับการใช้งานสำหรับกรณีที่ต้องการประหยัดเนื้อที่

### 1.7 การทบทวนบทความวิจัยต่างๆที่เกี่ยวข้องกับวงจร AC-AC Converter กึ่งบริดจ์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ( LITERATURE REVIEW )

สำหรับบทความวิจัยตีพิมพ์ที่เกี่ยวข้องกับวงจร AC-AC Converter กึ่งบริดจ์ ที่ใช้กับเครื่องต้นแบบมีความถี่สูงนั้นมีการนำวงจรมาใช้หลากหลายรูปแบบด้วยกัน แต่ในการทบทวนบทความนี้จะเริ่มจากวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์[9] ซึ่งประกอบด้วยสวิตช์ความถี่สูงจำนวน 4 ชุดเมื่อนำไปต่อกับ โหลด RLC ซีรีส์ โชนั้นจะได้ลักษณะของรูปคลื่นแรงดันเอาต์พุตเป็นคลื่นไซน์แอมพลิจูด  $\pm 310$  V และกระแสเอาต์พุตใกล้เคียงไซน์ดังแสดงในรูปที่ 1.1 (ก) นอกจากวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์นี้แล้ว ก็ยังมีวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์[5] สำหรับกรณีที่ต้องการกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตไม่มากนัก โดยสวิตช์ความถี่สูงที่ใช้จะลดลงเหลือเพียง 2 ชุดเพื่อขับโหลด RLC ซีรีส์ โชนั้นเช่นเดิม แต่ตัวเก็บประจุที่ใช้จะมีค่าลดลงเหลือเพียงครึ่งหนึ่งคือ  $C/2$  จำนวน 2 ตัวต่ออนุกรมกันเป็น 1 กิ่ง โดยแรงดันเอาต์พุตที่ได้จากวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์นี้เป็นแรงดันคลื่นไซน์แอมพลิจูดที่มีค่าลดลงเหลือเพียงครึ่งหนึ่งคือ  $\pm 155$  V ในขณะที่โหลดยังคงเป็นวงจรอนุกรม RLC โดยที่ตัวเก็บประจุ  $C/2$  ทั้ง 2 นี้จะต่อขนานกันซึ่งลักษณะวงจรดังกล่าวสามารถวิเคราะห์ได้โดยการมองเข้าไปที่ Output Terminal ของวงจรอนุกรม RL ด้วยหลักการของ Thevenin ในขณะที่ปลด Load RL ออก กระแสเอาต์พุตที่ได้จากวงจรนี้ก็ยังคงมีลักษณะเป็นคลื่นใกล้เคียงไซน์เช่นเดิม

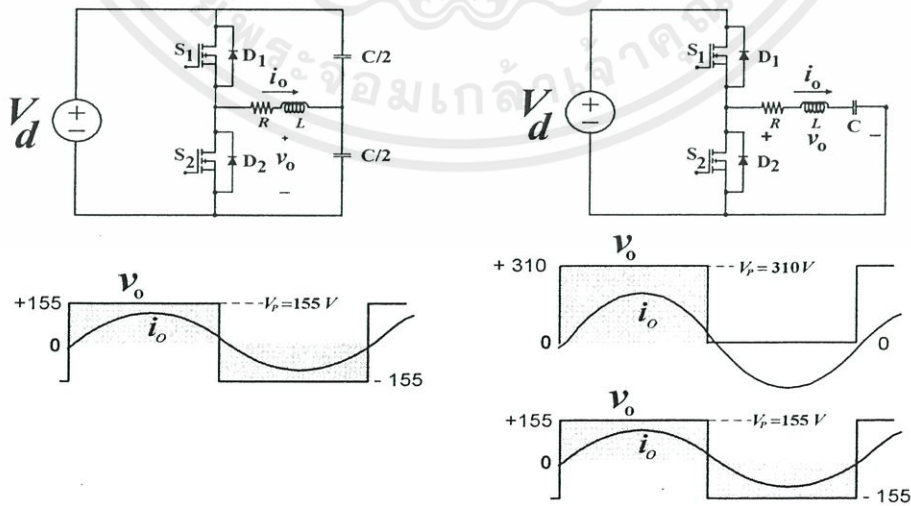
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก) วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ (ข) วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์

รูปที่ 1.1 การเปรียบเทียบวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์และวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์

เนื่องจากวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ดังกล่าวยากต่อการเข้าใจการทำงาน ดังนั้นเพื่อให้การวิเคราะห์วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์สามารถทำได้โดยง่าย จึงมีการยุบรวมตัวเก็บประจุ  $C/2$  ทั้งสองนี้ให้เหลือเพียง  $C$  ตัวเดียว เพื่อต่ออนุกรมกับโหลด RL เป็นวงจร RLC ซีรีส์ โซแนนท์เช่นเดิมและในกรณีนี้จะได้แรงดันเอาต์พุตในลักษณะคลื่นสแควร์  $+310V$  สลับ  $0V$  และเมื่อคิดเฉพาะแรงดันเอซีที่สามารถนำไปใช้งานก็จะเป็แรงดันเอาต์พุต  $\pm 155 V$  ส่วนกระแสเอาต์พุตของวงจรนี้ก็ยังคงมีลักษณะคลื่นใกล้เคียงไซน์เช่นเดิม

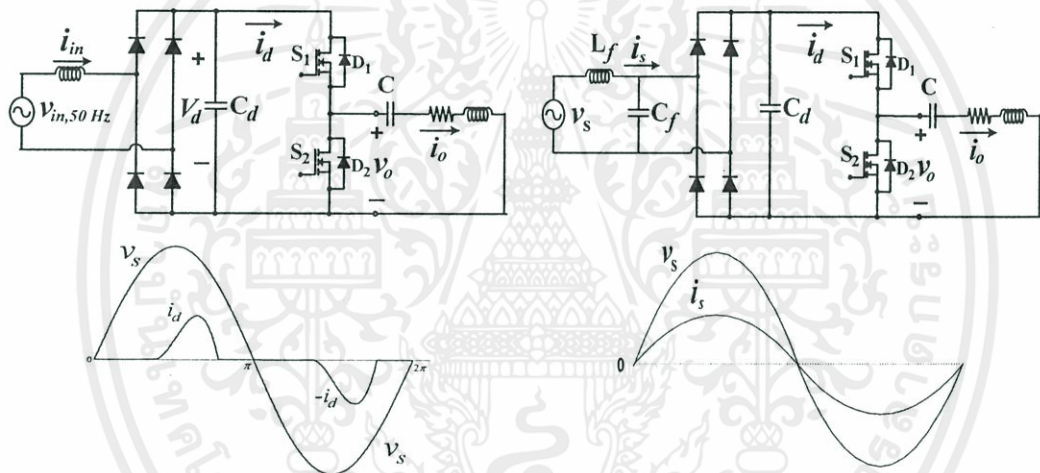


(ก) วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบ C/2 2 ตัว (ข) วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบ C ตัวเดียว

รูปที่ 1.2 การเปรียบเทียบวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบ C/2 2 ตัว และแบบ C ตัวเดียว

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้นานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

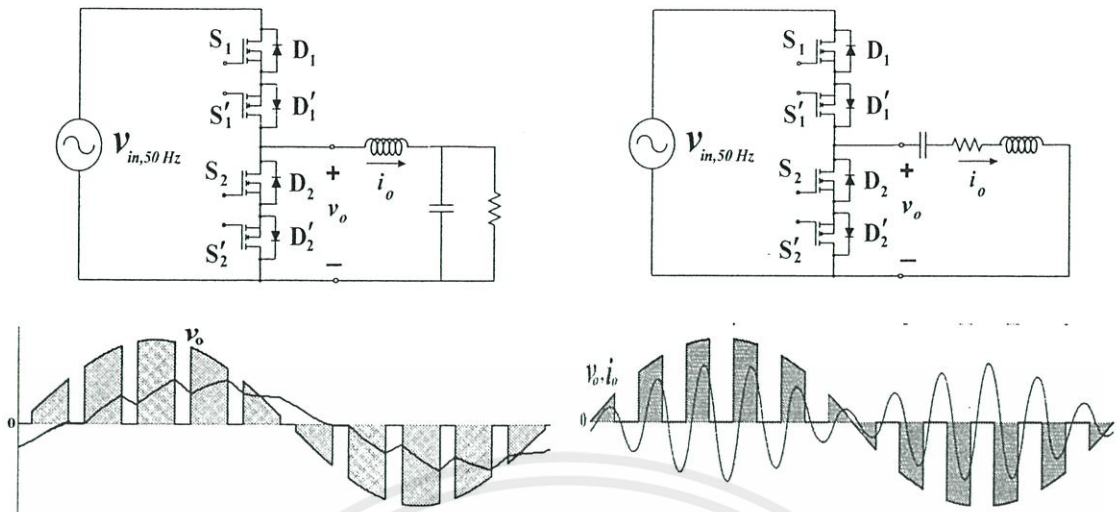
นอกจากวงจรอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 1.1 และ 1.2 แล้วยังได้มีการพัฒนางจรต่อไปอีกโดยมีวัตถุประสงค์เพื่อแก้ค่า power factor ทางด้านไลน์การไฟฟ้า 50 Hz ให้มีค่าสูงขึ้น [8] โดยการถอดตัวเก็บประจุรองเรียบขนาดใหญ่ออก และต่อเพิ่มวงจร LC filter ขนาดเล็กที่ตำแหน่งหน้าวงจรบริดจ์ไดโอดเพื่อดักจับหรือกรองทิ้งคลื่นฮาร์โมนิกส์ความถี่สูงไม่ให้ผ่านออกมายังไลน์การไฟฟ้า 50 Hz ซึ่งสามารถทำให้ค่า power factor มีค่าเพิ่มขึ้นจากค่าเดิมประมาณ 0.6 เป็นค่าใกล้เคียง 1 เนื่องจากกระแสไลน์มีลักษณะใกล้เคียงไซน์มากขึ้นดังแสดงในรูปที่ 1.3 ในส่วนของรูปคลื่นแรงดันเอาท์พุทนั้นก็ยังคงมีลักษณะเป็นคลื่นสแควร์บวกลบสลับศูนย์แต่ความสูงของคลื่นสแควร์จะมีระดับแปรเปลี่ยนไปตามความสูงของคลื่นแรงดัน ไซน์ฟูลเวฟที่ป้อนเป็นอินพุทให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ ส่วนคลื่นกระแสเอาท์พุทนั้นก็ยังคงมีลักษณะเป็นคลื่น ใกล้เคียงไซน์ที่มีระดับพีคของกระแสแปรเปลี่ยนไปตามความสูงของแรงดันคลื่น ไซน์การไฟฟ้า 50 Hz



รูปที่ 1.3 วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ที่ทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบและวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ที่ทำงานด้วยแรงดันดีซีฟูลเวฟ

นอกจากวงจรอินเวอร์เตอร์แบบต่างๆดังกล่าวข้างต้นแล้วยังมีการพิจารณาถึงการทำงานของวงจรเอชชอปเปอร์[7]ซึ่งเป็นวงจรเอชชอปเปอร์ประเภทหนึ่ง โดยเมื่อป้อนแรงดันเอชชอไลน์การไฟฟ้า 50 Hz เข้าทางด้านอินพุท วงจรเอชชอปเปอร์จะทำการสับแรงดันคลื่น ไซน์ 50 Hz ที่ป้อนให้เป็นแรงดันพัลส์ความถี่สูงที่ความถี่สวิทซ์ซึ่งประมาณ 20 kHz และเมื่อป้อนแรงดันพัลส์ความถี่สูงนี้ผ่านวงจร LC-filter ขนาดเล็กซึ่งออกแบบไว้ในลักษณะของ low-pass filter ทำให้แรงดันความถี่สูงไม่สามารถผ่านออกมาที่โหลดได้ แต่เฉพาะแรงดันความถี่ต่ำ 50 Hz เท่านั้นที่สามารถผ่านวงจร filter นี้ออกมาที่โหลดได้ ดังแสดงในรูปทางด้านซ้ายที่ 1.4 นอกจากนี้ในส่วนของการปรับลดกำลังไฟของวงจรเอชชอปเปอร์ก็สามารถทำได้ด้วยการปรับลดค่า Duty Ratio ของพัลส์แรงดันความถี่สูงตั้งแต่ 1.0 – 0.0 ซึ่งทำให้สามารถปรับพีคของแรงดันคลื่น ไซน์ 50 Hz

ทางด้านเอาท์พุทได้

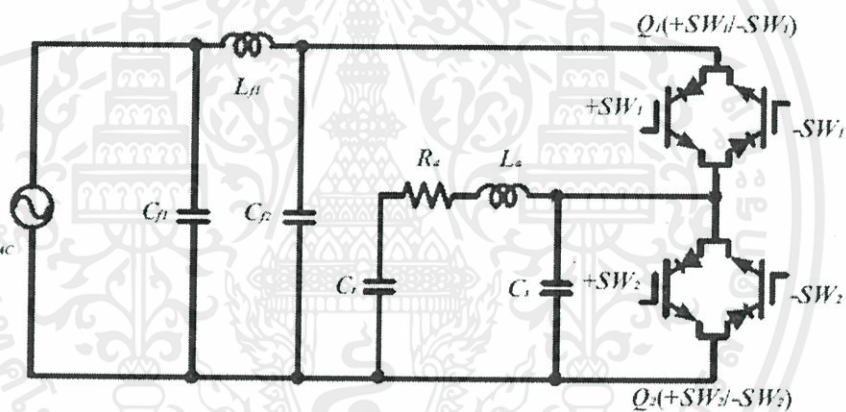


รูปที่ 1.4 การเปรียบเทียบวงจรเอชไอเอชกับวงจรเรโซแนนซ์ AC-AC Converter พร้อมคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตของทั้งสองวงจร

ในส่วนของงานวิจัยที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้สามารถแบ่งแนวคิดและทฤษฎีที่ใช้ ออกเป็นสองส่วน โดยในส่วนแรกจะเกี่ยวข้องกับตัววงจรและในส่วนที่สองจะเกี่ยวข้องกับ การคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตและกำลังไฟฟ้าอินพุต โดยในส่วนแรกซึ่งเป็นส่วนของตัววงจร นั้นจะเป็นการป้อนแรงดันเอชไอเอชการไฟฟ้า 50 Hz โดยตรงเข้ากับวงจรเอชไอเอชแทนการ ป้อนแรงดันดิซีตรงเรียบให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ทำกันโดยทั่วไป ซึ่งในวิทยานิพนธ์นี้จะเรียก วิธีการในแบบแรกว่าวงจร AC-AC Converter เพื่อให้คอนเวอร์เตอร์ทำการสับแรงดันคลื่นไซน์ 50 Hz ให้เป็นแรงดันพัลส์ความถี่สูงในระดับ 30 kHz โดยความสูงของพัลส์จะเพิ่มขึ้นหรือลดลง ตามแรงดันคลื่นไซน์ 50 Hz เพื่อนำไปป้อนให้กับโหลดเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูง โดยมีตัวเก็บ ประจุเรโซแนนซ์ ต่ออนุกรมกับขดลวดเหนี่ยวนำความถี่สูงเพื่อประกอบกันเป็นชุดโหลด RLC ซี รีส์เรโซแนนซ์ โดยที่ LC ที่ต่ออนุกรมกันอยู่นี้จะสามารถมองเป็น Band-pass filter ซึ่งจะทำหน้าที่ คัดจับหรือกรองทิ้งแรงดันความถี่ต่ำ 50 Hz รวมทั้งแรงดันฮาร์โมนิกส์อื่นๆที่มีความถี่สูงกว่าความถี่ ที่ต้องการเพื่อให้เหลือแต่เฉพาะแรงดันที่มีความถี่ที่ต้องการใช้งานเท่านั้นออกมาทางด้านเอาต์พุต เพื่อเป็นกระแสโหลดโดยที่กระแสโหลดจะมีพิกัดไม่คงที่แต่จะแปรเปลี่ยนไปตามแรงดันคลื่นไซน์ อินพุต 50 Hz ส่วนทางด้านอินพุตของคอนเวอร์เตอร์นั้นแรงดันอินพุตจะเป็นแรงดันคลื่น ไซน์การ ไฟฟ้า 50 Hz ในขณะที่กระแสอินพุตจะมีลักษณะเป็นส่วนหนึ่งของกระแสไซน์เอาต์พุตความถี่สูง โดยจะมีความสูงของกระแสเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามแรงดันคลื่น ไซน์ 50 Hz เช่นกัน วงจรคอนเวอร์ เตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้จะมีลักษณะดังทางด้านขวามือของรูปที่ 1.4

ในส่วนของ การปรับลดกำลังไฟฟ้าของวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้จะทำโดย การคงที่ Duty Ratio ไว้ที่ค่า 0.5 และใช้วิธีการปรับความถี่สวิตช์ตั้งแต่ 27 kHz ถึง 36 kHz ซึ่งที่ ความถี่สวิตช์ 27 kHz จะทำให้ได้ค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตสูงสุด

และในส่วนของหลักการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตและอินพุตของวงจร AC-AC Converter ที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ ก็ได้แนวคิดในการวิเคราะห์จากการคำนวณหาสมการที่ใช้กับวงจร AC-DC-AC อินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบทั่วไป [2] ซึ่งแรงดันอินพุตที่ป้อนให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์จะเป็นแรงดันคี่ไซน์ตรงเรียบจากคี่ไซน์ลิค ส่วนในการวิเคราะห์หาสมการต่างๆของวงจร AC-AC Converter นี้จะเริ่มจากการนำแรงดันอินพุตคลื่นไซน์ 50 Hz มาทำการแบ่งเป็นช่องย่อยๆ จำนวนหลายร้อยช่องในแต่ละไซเคิลของคลื่นแรงดัน 50 Hz เพื่อให้สามารถพิจารณาได้เป็นแรงดันคี่ไซน์ที่ชั่วขณะ เพื่อใช้ป้อนเป็นแรงดันอินพุตให้กับวงจร AC-AC Converter ในการสร้างแรงดันเอาต์พุตลักษณะคลื่นสแควร์ความถี่สูงในแต่ละช่องย่อยๆที่แบ่งไว้ โดยที่ค่าของแรงดันคี่ไซน์ที่ชั่วขณะในแต่ละช่องนี้มีค่าไม่เท่ากันแต่จะแปรเปลี่ยนไปตามความสูงของแรงดันคลื่นไซน์ 50 Hz ซึ่งถ้าพิจารณาเพียง 1 ไซเคิลย่อยก็จะสามารถใช้วิธีการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตและอินพุตในแนวเดียวกับวงจร AC-DC-AC อินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ได้



รูปที่ 1.5 วงจร Soft switching high frequency cyclo-converter

นอกจากนี้ยังมีงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวงจร AC-AC Converter โดยใช้ Bidirectional IGBTs ซึ่งมี anti-parallel one-chip reverse blocking IGBTs [10] ดังแสดงในรูปที่ 1.5 ซึ่งเป็นสวิตช์ IGBT ที่เพิ่งพัฒนาขึ้น โดยบริษัท IXYS โดยย่านความถี่สูงที่ใช้ขึ้นอยู่กับช่วง 20 kHz ถึง 100 kHz ซึ่งข้อดีของวงจร AC-AC Converter ลักษณะนี้คือ ไม่มี DC-link มีการแก้ Power Factor ให้ใกล้เคียง 1 และ จำนวนอุปกรณ์ที่ใช้ก็น้อย ทำให้ขนาดเล็กลง ราคาถูกแต่ยังคงมีประสิทธิภาพสูงเช่นเดิม และในส่วนของคุณสมบัติของโหลดนั้นเป็นวงจรสมมูลของ RLC series resonant cyclo converter ซึ่งสามารถนำไปประยุกต์ใช้เป็นเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงได้ โดยค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตที่พิกัดเท่ากับ 940 วัตต์ ที่ Duty Ratio เท่ากับ 0.5 และ Power Factor ทางด้านเอซีอินพุตมีค่ามากกว่า 0.98 ในตลอดย่านของการปรับกำลังไฟฟ้า

## บทที่ 2

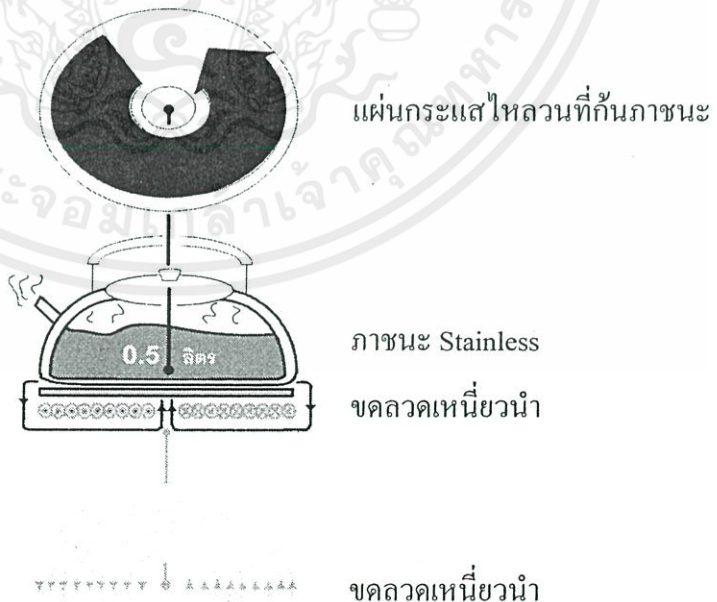
# หลักการพื้นฐานของการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยอาศัยวงจรเรโซแนนซ์ความถี่สูง

### 2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึง หลักการพื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำความถี่สูง เพื่อใช้ในการพิจารณาเปรียบเทียบคุณสมบัติของแรงดันและกระแสไฟฟ้าที่ใช้ป้อนขดลวดเหนี่ยวนำความร้อนที่ก้นภาชนะระหว่างกรณีภาชนะ Stainless และภาชนะ Aluminium โดยพิจารณาจากค่าความต้านทานต่อแผ่นกระแสไหลวนที่ก้นภาชนะ จากนั้นจะเป็นการพิจารณาถึงหลักการพื้นฐานต่างๆของวงจร RLC ซีรีส์เรโซแนนซ์ความถี่สูง ในกรณีแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์ และในกรณีแหล่งจ่ายเป็นคลื่นสแควร์ โดยมีการวิเคราะห์หาลักษณะการเปลี่ยนแปลงของค่า Gain ขยายระหว่างแรงดันเอาต์พุตต่ออินพุตต่อการเปลี่ยนแปลงของความถี่สวิตซ์ซึ่งที่ค่า Quality Factor (Q) ต่างๆ พร้อมตัวอย่างการเลือกค่า Q เพื่อให้ได้ %THD ของแรงดันไซน์เอาต์พุตตามที่กำหนด

### 2.2 หลักการพื้นฐานของการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

#### 2.2.1 หลักการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง



รูปที่ 2.1 ลักษณะ โครงสร้างของเครื่องต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงขนาดเล็ก

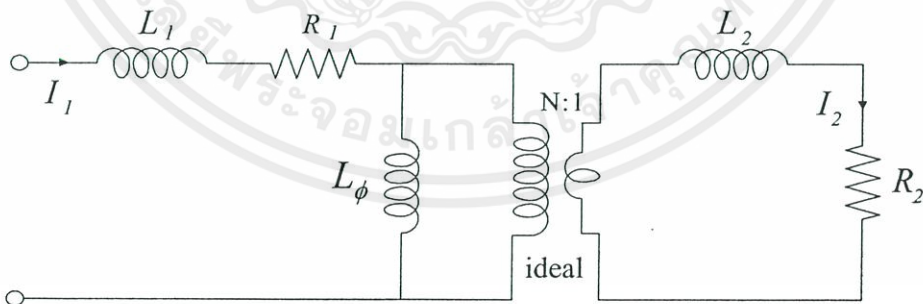
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

โครงสร้างของเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูงนั้นจะประกอบด้วย ภาชนะที่ทำด้วยสารเฟอร์โรซึ่งวางอยู่เหนือขดลวด cooking coil ด้วยระยะช่องอากาศคั่นระหว่างกันเล็กน้อย โดยขดลวดนี้จะรับแรงดันเอซีความถี่สูงจากวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ เมื่อขดลวด cooking coil ได้รับแรงดันเอซีความถี่สูงก็จะทำให้เกิดกระแสลับ  $i_0$  ไหลกลับไปมาอย่างรวดเร็วด้วยความถี่สูงหลายสิบล kHz ผ่านขดลวด cooking coil เพื่อเหนี่ยวนำให้เกิดสนามแม่เหล็กไปเกี่ยวข้องกับกัน ภาชนะที่ทำด้วยวัสดุสารเฟอร์โรและสนามแม่เหล็กที่เกี่ยวข้องนี้จะทำให้เกิดกระแสเหนี่ยวนำเอซีความถี่สูงหลายสิบล kHz เช่นกัน ไหลวนกลับไปกลับมาในลักษณะเป็นแผ่นกระแสไหลวน (eddy current sheet) ด้วยความถี่สูงที่กั้นภาชนะดังแสดงในรูปที่ 2.1 และทำให้เกิดเป็นความร้อนขึ้นที่กั้น ภาชนะเพื่อส่งถ่ายความร้อนนี้ไปยังน้ำที่อยู่ภายในภาชนะจนทำให้น้ำเดือดได้ในที่สุด

### 2.2.2 วงจรสมมูลของเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูงและผลของ Skin depth และประเภทวัสดุที่มีผลต่อไหล

เมื่อพิจารณาจากหลักการทำงานในลักษณะดังกล่าวข้างต้นของเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูงจะเห็นว่ามิลักษณะการทำงานคล้ายหม้อแปลงความถี่สูง โดยขดลวดหม้อแปลงทางด้าน primary จะแทนด้วยขดลวด cooking coil และขดลวดหม้อแปลงทางด้าน secondary จะแทนด้วยขดลวดเพียงรอบเดียว ที่มาจากแผ่นกระแสไหลวนกลับไปมาด้วยความถี่สูงในลักษณะเป็นวงรอบ 1 รอบที่กั้นภาชนะซึ่งมีสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำจากขดลวด primary มาเกี่ยวข้องกับกันแสดงวงจรรูปที่ 2.2

โดยที่  $R_1$  คือความต้านทานขดลวดทองแดงใต้กั้นภาชนะ,  $L_1$  คือความเหนี่ยวนำรั่วไหลของขดลวดทองแดงใต้กั้นภาชนะ,  $L_\phi$  คือความเหนี่ยวนำของขดลวดสร้างสนามแม่เหล็ก  $\phi$ ,  $L_2$  คือความเหนี่ยวนำรั่วไหลที่กั้นภาชนะ,  $R_2$  คือความต้านทานบริเวณกระแสไหลวนที่กั้นภาชนะ



รูปที่ 2.2 วงจรสมมูลของเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูงซึ่งประกอบด้วยภาชนะหุงต้มบนขดลวดให้ความร้อน

จากวงจรสมมูลของหม้อแปลงในรูป 2.2 กระแสทางด้าน secondary ซึ่งเกิดจากแผ่นกระแสไหลวน (eddy current sheet) เป็นวงรอบที่กั้นภาชนะจำนวน 1 รอบจะมีค่ามากหรือน้อยนั้นขึ้นกับค่าความต้านทานในแนวผิว (Surface resistance)  $R_2$  ดังแสดงในสมการที่ 2.1 ดังนี้ :

$$R_2 = \frac{\rho_{vessel}}{1\delta_{vessel}} \quad (2.1)$$

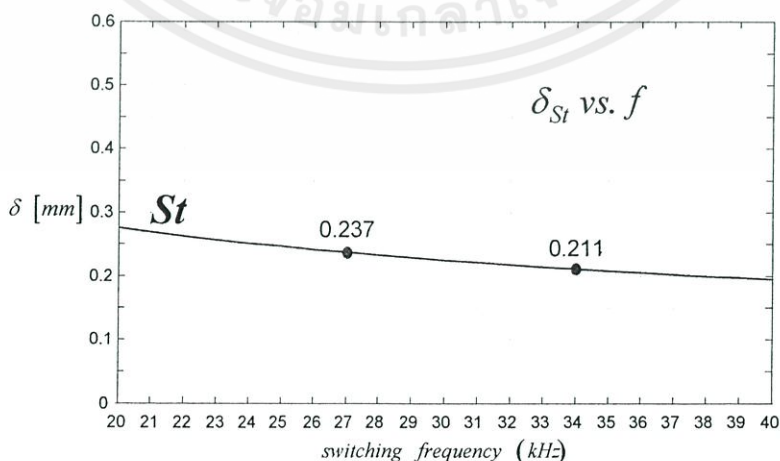
จากสมการที่ 2.1 จะเห็นว่า  $R_2$  ขึ้นกับค่า  $\rho_{vessel}$  (สภาพความต้านทานทางไฟฟ้าของภาชนะซึ่งมีหน่วยเป็น  $\Omega \cdot m$ ) และ  $1\delta_{vessel}$  (Skin depth หรือ 1 ชั้นความลึกผิวซึ่งมีระยะความลึกจริงจากผิวเป็น mm) โดยที่  $\rho_{vessel}$  กรณี Stainless มีค่าเท่ากับ  $60 \times 10^{-8}$  ดังแสดงในตารางที่ 1 ส่วนค่า  $1\delta_{vessel}$  หรือ 1 ชั้นความลึกผิวจะมีระยะจริงในหน่วย mm เป็นเท่าใดนั้นสามารถคำนวณได้ดังสมการที่ 2.2 ดังนี้ :

$$1\delta_{vessel} = \sqrt{\frac{1}{\mu_0}} \cdot \sqrt{\frac{\rho_{vessel}}{\mu_{r,vessel} \cdot f \pi}} \quad (2.2)$$

จากสมการที่ 2.2 เมื่อนำค่า  $1\delta_{vessel}$  ซึ่งในที่นี้จะยกตัวอย่างกรณีวัสดุของภาชนะที่ทำด้วยสารเฟอร์โรประเภท Stainless ( $1\delta_{St}$ ) มาพล็อตกราฟความสัมพันธ์กับความถี่สวิตซ์ซึ่งโดยเลือกใช้ค่า  $\rho_{vessel} = 60 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$ ,  $\mu_{r,vessel} = 100$  และ  $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$  จากค่าในตารางที่ 1 ก็จะได้เส้นกราฟดังแสดงในรูปที่ 2.3 จากลักษณะเส้นกราฟที่ได้จะเห็นว่าเมื่อความถี่สวิตซ์เพิ่มขึ้น 1 ชั้นความลึกผิว  $1\delta_{St}$  ของกระแสไหลวนกลับไปมาที่ก้นภาชนะจะมีระยะความลึกจริงจากผิวลดลง (ตื้นขึ้น) เช่นที่ความถี่สวิตซ์ 27 kHz  $1\delta_{St} = 0.237$  mm และที่ความถี่สวิตซ์ 34 kHz  $1\delta_{St} = 0.211$  mm เป็นต้น

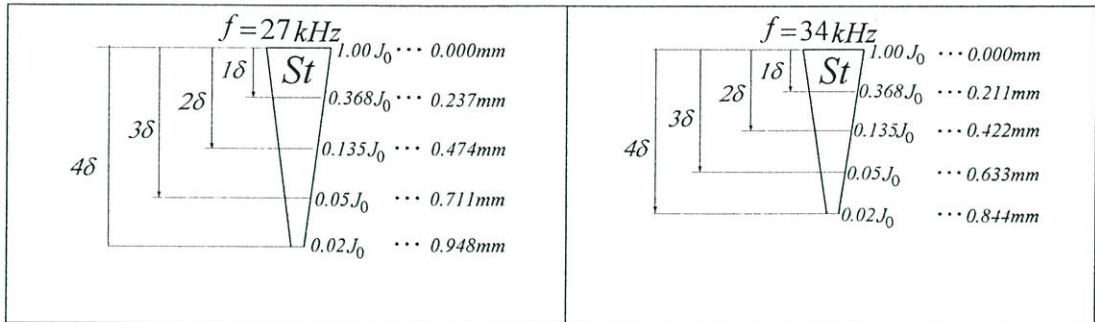
ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุต่างๆที่ใช้เป็นภาชนะเครื่องต้มเหี่ยวนำที่ความถี่ 27 kHz

material	stainless	aluminum
สภาพความต้านทานทางไฟฟ้า Resistivity : $\rho_{vessel}$	$60 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$	$2.8 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$
ความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ Relative permeability : $\mu_{r,vessel}$	100	1
1 ชั้นความลึกผิว Skin depth : $1\delta_{vessel}$	0.237 mm	0.5125 mm
ความต้านทานในแนวผิว Surface resistance : $R_2$	0.0025 $\Omega$	0.0000575 $\Omega$



รูปที่ 2.3 การเปรียบเทียบระยะความลึกผิว  $1\delta$  ที่ความถี่สวิตซ์ 27 kHz และ 34 kHz กรณีภาชนะ

ทำด้วย Stainless



รูปที่ 2.4 ระยะความลึกผิวต่างๆของแผ่นกั้นภาชนะ Stainless ที่ความถี่สวิตซ์ 27 และ 34 kHz

เนื่องจากระดับความลึกของกระแสไหลวนที่ผิววัสดุมีระยะความลึกจากผิวน้อยมากและยากต่อการเข้าใจ จึงนิยมใช้วิธีนับเป็น 1 ชั้นความลึกผิว 2 ชั้นความลึกผิวหรือ 3 ชั้นความลึกผิวเรื่อยไป ดังนั้นในที่นี้จะทำการคำนวณค่า  $1\delta_{St}$  ที่มีระยะความลึกจริงจากผิวเปลี่ยนตามความถี่สวิตซ์ โดยมีขั้นตอนการพิจารณาและคำนวณดังนี้

กำหนดให้ความลึกจากผิววัสดุเข้าไปในแผ่นเนื้อวัสดุมีระยะใดๆเป็น  $x$  ซึ่งมีหน่วยเป็น mm และให้ 1 ชั้นความลึกผิว หรือ 1 Skin depth ของวัสดุ เช่น Stainless เป็น  $1\delta_{St}$  ซึ่งโดยนิยามแล้ว 1 ชั้นความลึกผิวหรือ 1 Skin depth ก็คือระยะความลึกของแผ่นเนื้อวัสดุจากผิวที่มีค่าความหนาแน่นกระแส  $J$  ลดลงเหลือ 36.8% ของค่าความหนาแน่นกระแส  $J_0$  ที่ผิววัสดุและที่ระยะ 2 ชั้นความลึก หรือ 2 Skin depth ค่าความหนาแน่นกระแส  $J$  จะมีค่าลดลงเหลือเพียง 13.5% ของที่ผิว เช่นนี้เรื่อยไป โดยที่ค่าตัวเลขของความหนาแน่นกระแส  $J$  นี้สามารถคำนวณได้จากสมการความสัมพันธ์ในรูปเอ็กซ์โปเนนเชียล ดังแสดงในสมการที่ 2.3 ดังนี้ :

$$J = J_0 e^{\frac{-x}{\delta}} \quad (2.3)$$

ที่ระยะความลึกจริงจากผิววัสดุ  $x$  ในหน่วย mm ซึ่งเท่ากับ  $0\delta$ ,  $1\delta$ ,  $2\delta$ ,  $3\delta$  และ  $4\delta$  พอที่จะได้ค่าความหนาแน่นกระแส  $J$  ตามลำดับดังนี้

$$J = J_0 e^{\frac{-0\delta}{\delta}} = J_0 e^{-0} = 0.000 J_0$$

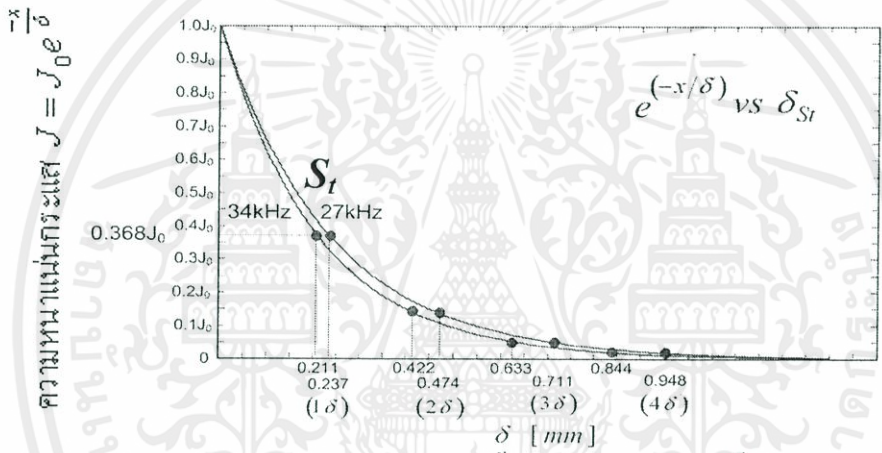
$$J = J_0 e^{\frac{-1\delta}{\delta}} = J_0 e^{-1} = 0.368 J_0$$

$$J = J_0 e^{\frac{-2\delta}{\delta}} = J_0 e^{-2} = 0.135 J_0$$

$$J = J_0 e^{\frac{-3\delta}{\delta}} = J_0 e^{-3} = 0.050 J_0$$

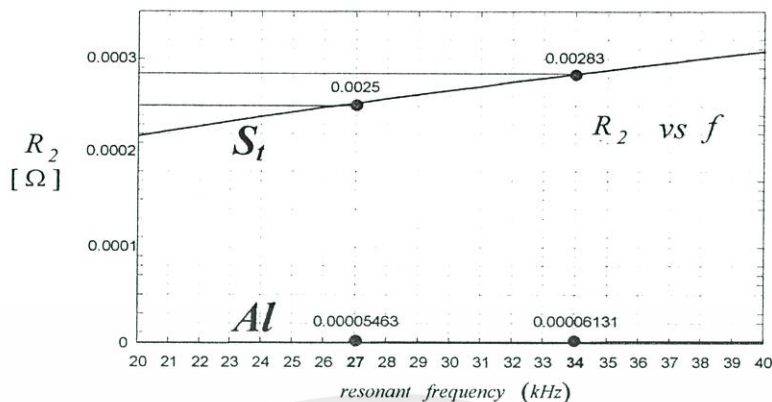
$$J = J_0 e^{\frac{-4\delta}{\delta}} = J_0 e^{-4} = 0.020 J_0$$

โดยค่าที่ได้เหล่านี้สามารถนำไปเขียนภาพแสดงความสัมพันธ์ระหว่างค่าความหนาแน่นกระแส  $J$  ซึ่งเท่ากับ  $J_0 e^{-\frac{x}{\delta}}$  กับจำนวนเท่าของชั้นความลึก ( $1\delta, 2\delta, 3\delta, \dots$ ) โดยเทียบกับระยะจริง (mm) ที่ความถี่สวิตซิ่ง 2 ค่าคือ 27 kHz และ 34 kHz ในกรณีภาชนะทำจาก Stainless ได้ดังแสดงในรูปที่ 2.4 และเมื่อจำนวนชั้นความลึกจากผิวเพิ่มมากขึ้น ความหนาแน่นกระแส  $J$  จะเบาบางลงเรื่อยๆ ในลักษณะเอ็กซ์โปเนนเชียลและจะเห็นว่าเมื่อความถี่สวิตซิ่งสูงขึ้น 1 ชั้นความลึกผิว  $1\delta_{St}$  หรือ 1 Skin depth ของ Stainless จะมีระยะจริงจากผิวลดลง โดยที่ความถี่สวิตซิ่ง 27 kHz 1 ชั้นความลึกผิว  $1\delta_{St}$  จะมีระยะจริงเท่ากับ 0.237 mm แต่ที่ความถี่สวิตซิ่ง 34 kHz 1 ชั้นความลึกผิว  $1\delta_{St}$  จะมีระยะจริงเท่ากับ 0.211 mm และเมื่อจำนวนชั้นความลึกผิวเพิ่มขึ้นเป็น  $2\delta, 3\delta, \dots$  เรื่อยไป ก็จะทำให้ระยะจริงจากผิวลดลงจากเดิมเล็กน้อยเช่นกันเมื่อเทียบกับกรณีที่มีความถี่ 27 kHz



รูปที่ 2.5 การเปรียบเทียบระยะความลึกจริงของ 1 ชั้นความลึก ( $1\delta$ ), 2 ชั้นความลึก ( $2\delta$ ), 3 ชั้นความลึก ( $3\delta$ ) และ 4 ชั้นความลึก ( $4\delta$ ) กรณีภาชนะทำด้วย Stainless ที่ความถี่สวิตซิ่ง 27 kHz และ 34 kHz

จากรูปที่ 2.5 สามารถหาค่าความลึกผิว  $1\delta$  หรือ 1 skin depth ของภาชนะ Stainless ซึ่งสามารถนำมาคำนวณหาค่าของ  $R_2$  ได้จากสมการที่ 2.1 โดยเลือกใช้ค่า  $\rho_{vessel} = 60 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$  และหารด้วยค่า  $\delta_{St}$  ที่ความถี่สวิตซิ่ง 27 kHz  $\delta_{St} = 0.237$  mm และที่ความถี่สวิตซิ่ง 34 kHz  $\delta_{St} = 0.211$  mm เป็นต้น ซึ่งจะสามารถพล็อตกราฟความสัมพันธ์ของค่า  $R_2$  เทียบกับความถี่สวิตซิ่งได้ดังแสดงในรูปที่ 2.6 ซึ่งจะสังเกตเห็นแนวโน้มจากกราฟได้ว่าเมื่อความถี่สวิตซิ่งเพิ่มขึ้นค่า  $R_2$  จะมีค่าเพิ่มขึ้น และจากรูปที่ 2.4 ซึ่งเป็นภาพแสดงความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสในแต่ละชั้นความลึกที่ความถี่สวิตซิ่ง 27 kHz และ 34 kHz ซึ่งเป็นกรณีของ Stainless แต่ในกรณีของ Aluminum ก็สามารถใช้หลักการพิจารณาในทำนองเดียวกัน โดยจะได้อายุความหนาแน่นของกระแสในแต่ละชั้นความลึกที่มากกว่า ซึ่งจะส่งผลให้ค่าความต้านทาน  $R_2$  ของ Aluminium มีค่าน้อยกว่า Stainless ประมาณ 46 เท่า ดังแสดงในรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 การเปรียบเทียบค่าความต้านทาน  $R_2$  ต่อแผ่นกระแสไหลวนที่กั้นภาชนะที่ความถี่ สวิตซ์ 27 kHz และ 34 kHz ระหว่างกรณีภาชนะทำด้วย Stainless และ Aluminium

เพื่อความเข้าใจในการนำค่าความต้านทาน  $R_2$  ไปใช้ซึ่งจะได้ว่าเมื่อภาชนะเป็น Stainless ที่ค่าความถี่สวิตซ์เท่ากับ 27 kHz จะมีค่าความต้านทาน  $R_{vessel}$  เท่ากับ 0.0025  $\Omega$  ดังนั้นเมื่อ transfer กลับมายังด้าน primary โดยขดลวดที่ใช้พันเป็นขด cooking coil นั้นมีปริมาณ 56 รอบ จะได้ค่าความต้านทานทางด้าน primary เท่ากับ 7.84  $\Omega$  ดังแสดงในสมการที่ 2.4 และเมื่อเปลี่ยน ภาชนะเป็น Aluminium ซึ่งมีค่าความต้านทาน  $R_2$  เท่ากับ 0.00005463  $\Omega$  จะได้ค่าความต้านทาน ทางด้าน primary เท่ากับ 0.17  $\Omega$  โดยกำหนดให้ค่าความต้านทาน  $R_2$  ซึ่งเป็นความต้านทานตรง บริเวณกระแสไหลวนที่กั้นภาชนะทางด้าน secondary เมื่อย้ายมาทางด้าน primary เป็น  $R'_2$  และ สามารถคำนวณค่า  $R'_2$  กรณีภาชนะทำด้วย Stainless และ กรณีภาชนะทำด้วย Aluminium ได้ดังนี้ สำหรับกรณีภาชนะทำด้วย Stainless :

$$\begin{aligned} R'_2 &= R_2 \times N^2 \\ &= 0.0025 \times 56^2 = 7.84 \quad \Omega \end{aligned} \quad (2.4)$$

สำหรับกรณีภาชนะทำด้วย Aluminium :

$$\begin{aligned} R'_2 &= R_2 \times N^2 \\ &= 0.00005463 \times 56^2 = 0.17 \quad \Omega \end{aligned} \quad (2.5)$$

จากผลการคำนวณค่า  $R'_2$  ในกรณีภาชนะทำด้วย Stainless และ Aluminium ดังสมการที่ 2.4 และ 2.5 ข้างต้น ค่า  $R'_2$  จะมีความแตกต่างกันถึง 7.84  $\Omega$ /0.17  $\Omega$  หรือ 46 เท่า นั่นคือขดลวด เหนียวนาที่ใช้ให้ความร้อนที่กั้นภาชนะ Stainless จะสามารถรับแรงดันได้มากกว่าขดลวด เหนียวนาชุดเดียวกันที่ใช้ให้ความร้อนที่กั้นภาชนะที่ทำด้วย Aluminium อันเนื่องมาจากค่าความ แตกต่างของอินพุทอิมพีแดนซ์  $R'_2$  ของทั้งกรณีภาชนะ Stainless และภาชนะ Aluminium ดังกล่าว

ผลต่างระหว่าง  $X_L$  และ  $X_C$  มีค่ามากขึ้น ทำให้ค่าอิมพีแดนซ์รวมในวงจรมีค่าเพิ่มขึ้นและทำให้กระแส  $I_o$  ไหลในวงจรได้น้อยลง สำหรับการคำนวณหาแรงดัน  $V_{o,R}$  ในรูปของ Q (Quality Factor) กรณีแรงดันอินพุตเป็นไซน์นั้น จากวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.7 สามารถคำนวณหาสมการแรงดัน  $V_{o,R}$  ที่โหลด R ได้โดยใช้หลักการของ voltage divider ดังแสดงในสมการที่ 2.7

$$V_{o,R} = \frac{V_o}{\sqrt{R^2 + [X_L - X_C]^2}}(R) \quad (2.7)$$

จากสมการที่ 2.7 ทำการย้าย  $V_o$  มาหาร  $V_{o,R}$  จะได้ Transfer function ดังแสดงในสมการที่ 2.8 ดังนี้ :

$$\frac{V_{o,R}}{V_o} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left[\omega L - \frac{1}{\omega C}\right]^2}}$$

$$\frac{V_{o,R}}{V_o} = \frac{1}{\sqrt{\frac{R^2}{R^2} + \left[\left(\frac{\omega L}{R}\right)\left(\frac{\omega_o}{\omega_o}\right) - \left(\frac{1}{\omega CR}\right)\left(\frac{\omega_o}{\omega_o}\right)\right]^2}}$$

$$\frac{V_{o,R}}{V_o} = \frac{1}{\sqrt{\frac{R^2}{R^2} + \left[\left(\frac{\omega_o L}{R}\right)\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right) - \left(\frac{1}{\omega_o CR}\right)\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)\right]^2}} \quad (2.8)$$

ดังนั้นจากสมการที่ 2.8 สามารถเขียนสมการของแรงดันเอาต์พุต  $V_{o,R}$  ให้อยู่ในรูปของค่า Quality factor (Q) ได้ดังแสดงในสมการที่ 2.9 ดังนี้ :

$$\frac{V_{o,R}}{V_o} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ Q \frac{\omega}{\omega_o} - Q \frac{\omega_o}{\omega} \right]^2}}$$

$$V_{o,R} = \frac{V_o}{\sqrt{1 + Q^2 \left[ \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right]^2}} \quad (2.9)$$

ในทำนองเดียวกันก็สามารถเขียนสมการของแรงดันคร่อม L :  $V_{o,L}$  ให้อยู่ในรูปของค่า Quality factor (Q) ได้ดังแสดงในสมการที่ 2.10

$$V_{o,L} = \frac{V_o(X_L)}{R \sqrt{1 + Q^2 \left[ \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right]^2}} \quad (2.10)$$

และในทำนองเดียวกันสามารถเขียนสมการของแรงดันคร่อม C :  $V_{o,C}$  ที่อยู่ในรูปของค่า Quality factor (Q) ได้ดังแสดงในสมการที่ 2.11

$$V_{o,C} = \frac{V_o(X_C)}{R \sqrt{1 + Q^2 \left[ \frac{\omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{\omega} \right]^2}} \quad (2.11)$$

เมื่อพิจารณา  $V_{o,R}$  จากสมการที่ 2.9 สำหรับกรณี RLC เรโซแนนท์ที่  $\omega = \omega_0$  จะได้สมการของแรงดัน  $V_{o,R}$  ดังแสดงในสมการที่ 2.12

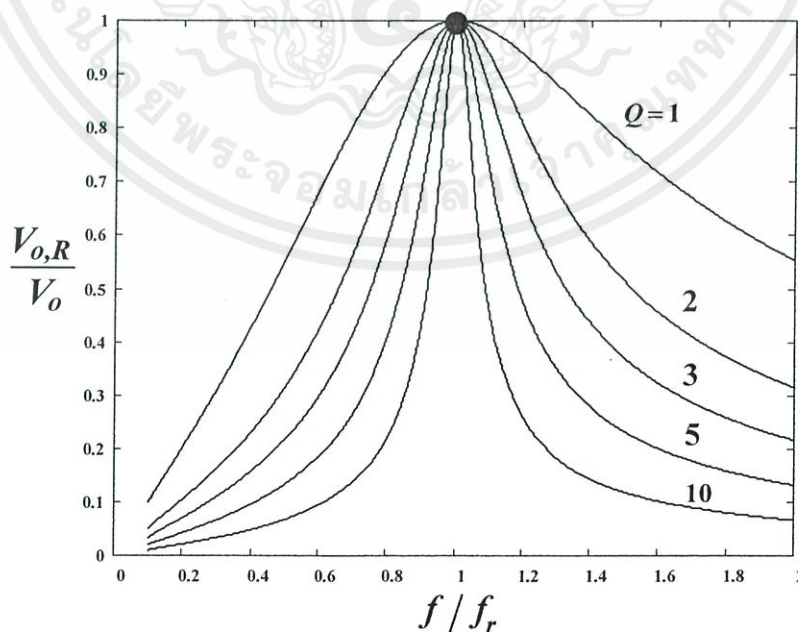
$$V_{o,R} = V_o \quad (2.12)$$

### 2.3.2 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Gain ขยายกับความถี่ของคลื่นไซน์อินพุต $V_o$ ที่ค่า Q ต่างๆ

จากสมการที่ 2.9 ได้ว่า

$$\frac{V_{o,R}}{V_o} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left[ \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \right]^2}}$$

สามารถนำมาพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Gain ขยายกับความถี่ของแรงดัน  $V_o$  ดังแสดงในรูปที่ 2.9 โดยที่แรงดันไซน์อินพุต  $V_o$  มีลักษณะเป็นคลื่นไซน์เท่านั้น โดยไม่มีฮาร์โมนิกอื่น ๆ ดังนั้นจุดการทำงานของวงจรจะมีเพียงจุดเดียว ณ ตำแหน่งยอดของทุกเส้นกราฟของ  $Q = 1, 2, 3, 5$  และ 10

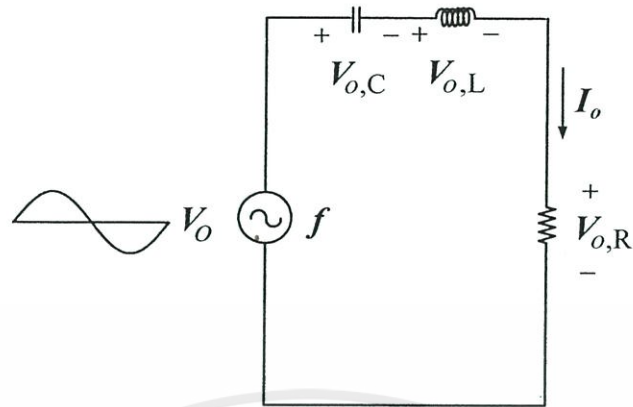


รูปที่ 2.9 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า Gain ขยายกับความถี่ต่างๆของคลื่นแรงดัน ไซน์อินพุต  $V_o$

ที่ค่า Q ต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 2.3.3 ผลกระทบของค่า Q ต่อแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ



รูปที่ 2.10 ตำแหน่งของแรงดันตกคร่อม RLC ของวงจร RLC ซีรีส์ โชนันท์

เพื่อที่จะพิจารณาผลกระทบของค่า Q ที่มีต่อระดับแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรดังแสดงในรูปที่ 2.10 ก็จะมาพิจารณาแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ  $V_{o,C}$  ซึ่งสามารถคำนวณได้ดังแสดงในสมการที่ 2.13 ดังนี้

$$\begin{aligned} V_c &= [X_c][I_o] \\ &= \left[ \frac{1}{\omega_0 C} \right] \left[ \frac{V_o}{R} \right] \\ &= Q \cdot V_o \end{aligned} \quad (2.13)$$

ดังนั้นเมื่อ Q มีค่าสูงขึ้นจะทำให้มีแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C ในขณะเรโซแนนท์เพิ่มสูงขึ้น ทำให้ต้องเลือกใช้ C ที่มีพิคคแรงดันสูงขึ้น และเป็นผลให้ C มีขนาดและราคาเพิ่มขึ้น

ในส่วนของแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำก็จะมีแนวโน้มเช่นเดียวกับแรงดันที่ตกคร่อมตัวเก็บประจุ ดังแสดงในสมการที่ 2.14 ดังนี้ :

$$\begin{aligned} V_L &= [X_L][I_o] \\ &= [\omega_0 L] \left[ \frac{V_o}{R} \right] \\ &= Q \cdot V_o \end{aligned} \quad (2.14)$$

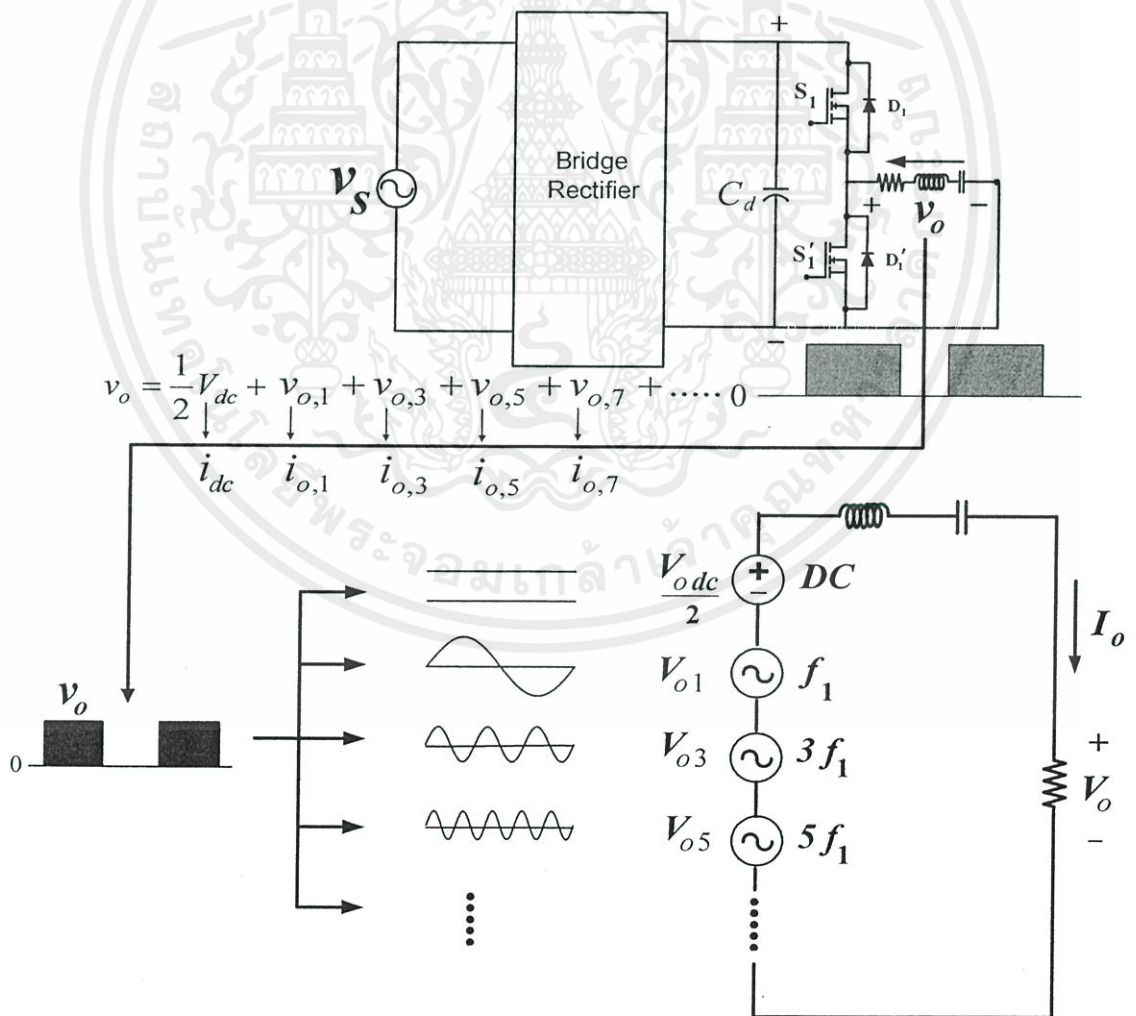
ซึ่งจะมีผลกระทบในทำนองเดียวกันคือ เมื่อ Q มีค่าสูงขึ้นจะทำให้มีแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L ในขณะเรโซแนนท์เพิ่มสูงขึ้น ทำให้ต้องเลือกใช้ L ที่มีพิคคแรงดันสูงขึ้น และเป็นผลให้ L มีขนาดและราคาสูงขึ้นด้วยเช่นกัน

## 2.4 หลักการพื้นฐานของวงจร RLC ซีรีส์เรโซแนนท์ความถี่สูงกรณีแรงดันแหล่งจ่ายเป็นคลื่นสแควร์

### 2.4.1 การพิจารณาค่า Gain ขยายของแรงดันเอาต์พุตต่ออินพุตของวงจร RLC ซีรีส์

เรโซแนนท์ความถี่สูงในรูปของ Q (Quality Factor) กรณีแรงดันแหล่งจ่ายเป็นคลื่นสแควร์

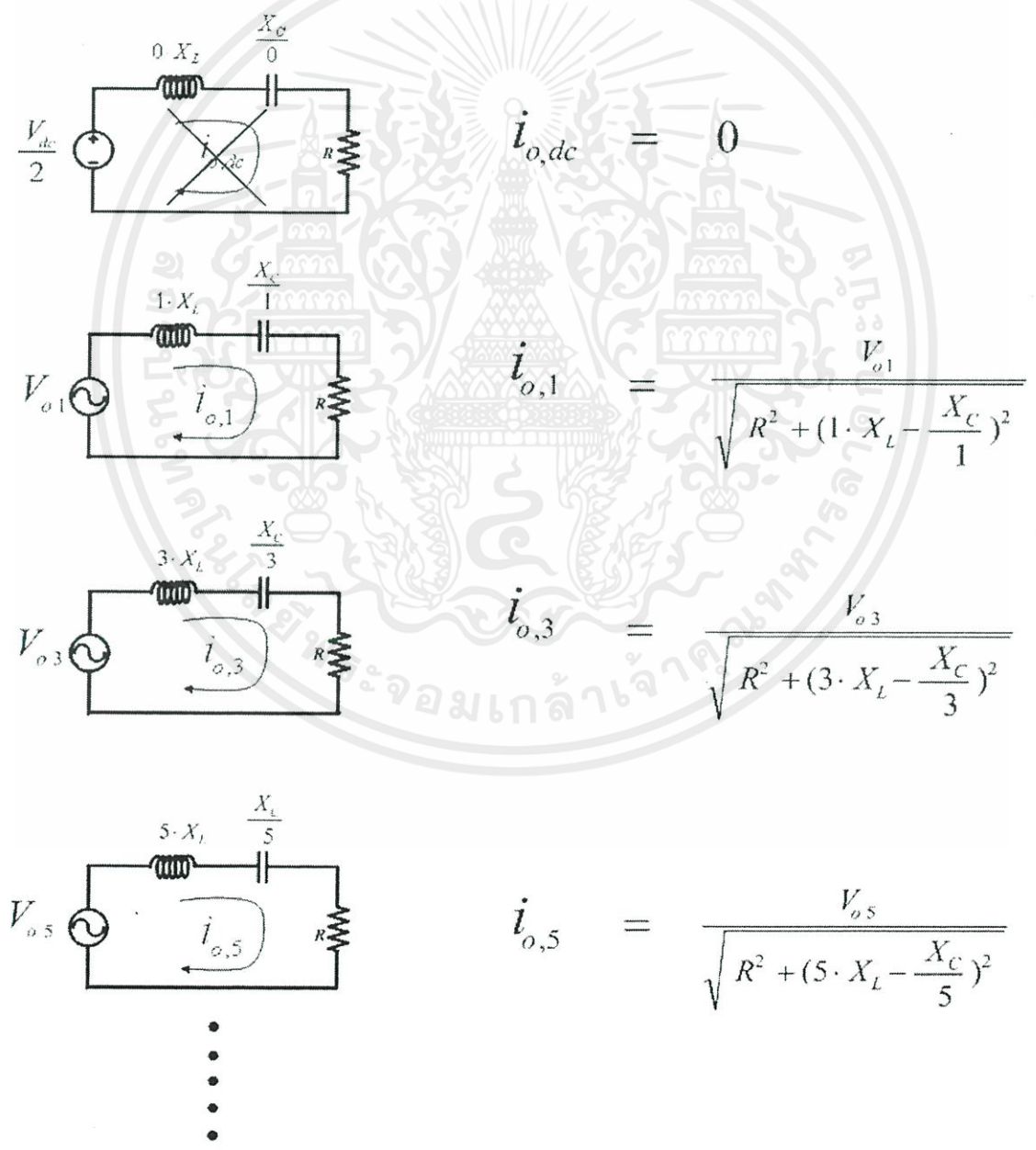
ในการคำนวณหาสมการกระแส  $i_o$  ในวงจร RLC เรโซแนนท์จากองค์ประกอบต่างๆของแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  เมื่อนำแรงดันเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นคลื่นสแควร์บวกสลับศูนย์มาแตกเป็นองค์ประกอบคลื่นไซน์หลายๆความถี่ด้วยอนุกรมฟูเรียร์ และนำคลื่นไซน์เหล่านี้ไปป้อนให้กับโหลด RLC เรโซแนนท์ด้วยหลักการ super position โดยป้อนทีละความถี่ให้กับโหลด RLC เรโซแนนท์แล้วคำนวณหาสมการกระแสเอาต์พุตของแต่ละความถี่ในวงจรจากนั้นจึงนำกระแสเหล่านี้มารวมกันเป็นกระแสรวม  $i_o$  ดังแสดงในรูปที่ 2.11



รูปที่ 2.11 การเกิดคลื่นแรงดันและกระแสรวมทางด้านเอาต์พุต

จากหลักการของ super position เมื่อทำการป้อนแรงดันไซน์ของแต่ละความถี่ให้กับโหลด RLC ก็จะมีกระแสของความถี่นั้นๆไหลในวงจร โดยที่องค์ประกอบคือ  $\frac{V_{dc}}{2}$  ของแรงดันสแควร์ จะทำให้ได้กระแส  $i_{o,dc}$  เป็นศูนย์เนื่องจากเกิด open circuit ที่ C (ความถี่เท่ากับศูนย์) ส่วนแรงดันเอซีพินดามนทอล  $V_{o1}$  จะทำให้ได้กระแส  $i_{o,1}$  มีค่ามากที่สุดเพราะอิมพีแดนซ์รวมมีค่าต่ำสุดจากสภาวะเรโซแนนท์ซึ่งทำให้  $X_L = X_C$  คงเหลือไว้แต่ความต้านทาน R รับแรงดันสูงสุดจากอินพุตทั้งหมด ส่วนฮาร์โมนิกลำดับที่ 3, 5, ... จะให้ค่ากระแส  $i_{o,3}, i_{o,5}, \dots$  ลดลงตามลำดับเนื่องจาก  $X_L$  มีค่าเพิ่มขึ้นขณะที่  $X_C$  มีค่าลดลงทำให้ผลต่างระหว่าง  $X_L$  และ  $X_C$  เพิ่มขึ้นดังแสดงในรูปที่

2.12



รูปที่ 2.12 การพิจารณากระแสรวม  $i_o$  อันเนื่องมาจากแรงดันพินดามนทอลและฮาร์โมนิกต่าง ๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

จากวงจรในรูปที่ 2.11 สามารถคำนวณหาแรงดันตกคร่อมตัวต้านทาน R อันเนื่องมาจากความถี่พินดาเมนทอลและฮาร์โมนิกส์ต่างๆ ในรูปของ Q (Quality Factor) โดยใช้หลักการ voltage divider ได้ดังนี้

$$V_{o1,R} = \frac{V_{o,1}}{\sqrt{R^2 + [X_{L,1} - X_{C,1}]^2}} (R)$$

$$V_{o3,R} = \frac{V_{o,3}}{\sqrt{R^2 + [X_{L,3} - X_{C,3}]^2}} (R)$$

$$V_{o5,R} = \frac{V_{o,5}}{\sqrt{R^2 + [X_{L,5} - X_{C,5}]^2}} (R)$$

$$\vdots$$

ซึ่งจะได้ Transfer function ที่ฮาร์โมนิกส์ต่างๆดังนี้ :

$$\frac{V_{o1,R}}{V_{o1}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left[1 \cdot \omega L - \frac{1}{1 \cdot \omega C}\right]^2}}$$

$$\frac{V_{o3,R}}{V_{o3}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left[3 \cdot \omega L - \frac{1}{3 \cdot \omega C}\right]^2}}$$

$$\frac{V_{o5,R}}{V_{o5}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + \left[5 \cdot \omega L - \frac{1}{5 \cdot \omega C}\right]^2}}$$

$$\vdots$$

หรือ

$$\frac{V_{o1,R}}{V_{o1}} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + \left[\left(\frac{1 \cdot \omega L}{R}\right)\left(\frac{\omega_o}{\omega_o}\right) - \left(\frac{1}{1 \cdot \omega CR}\right)\left(\frac{\omega_o}{\omega_o}\right)\right]^2}}$$

$$\frac{V_{o3,R}}{V_{o3}} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + \left[\left(\frac{3 \cdot \omega L}{R}\right)\left(\frac{\omega_o}{\omega_o}\right) - \left(\frac{1}{3 \cdot \omega CR}\right)\left(\frac{\omega_o}{\omega_o}\right)\right]^2}}$$

$$\frac{V_{o5,R}}{V_{o5}} = \frac{1}{\sqrt{R^2 + \left[\left(\frac{5 \cdot \omega L}{R}\right)\left(\frac{\omega_o}{\omega_o}\right) - \left(\frac{1}{5 \cdot \omega CR}\right)\left(\frac{\omega_o}{\omega_o}\right)\right]^2}}$$

ดังนั้นจึงสามารถเขียน Transfer function ที่อยู่ในรูปของค่า Quality factor (Q) ได้ดังแสดงในสมการที่ 2.15 ดังนี้ :

$$\begin{aligned} \frac{V_{o1,R}}{V_{o1}} &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ Q \frac{1 \cdot \omega}{\omega_o} - Q \frac{\omega_o}{1 \cdot \omega} \right]^2}} \\ \frac{V_{o3,R}}{V_{o3}} &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left[ Q \frac{3 \cdot \omega}{\omega_o} - Q \frac{\omega_o}{3 \cdot \omega} \right]^2}} \\ \frac{V_{o5,R}}{V_{o5}} &= \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left[ \frac{5 \cdot \omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{5 \cdot \omega} \right]^2}} \\ &\vdots \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} V_{o1,R} &= \frac{V_{o1}}{\sqrt{1 + Q^2 \left[ \frac{1 \cdot \omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{1 \cdot \omega} \right]^2}} \\ V_{o3,R} &= \frac{V_{o3}}{\sqrt{1 + Q^2 \left[ \frac{3 \cdot \omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{3 \cdot \omega} \right]^2}} \\ V_{o5,R} &= \frac{V_{o5}}{\sqrt{1 + Q^2 \left[ \frac{5 \cdot \omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{5 \cdot \omega} \right]^2}} \\ &\vdots \end{aligned} \quad (2.15)$$

ในทำนองเดียวกันก็จะได้สมการแรงดันตกคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L ดังแสดงในสมการที่ 2.16

$$\begin{aligned} V_{o1,L} &= \frac{V_{o1}(X_L)}{R \sqrt{1 + Q^2 \left[ \frac{1 \cdot \omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{1 \cdot \omega} \right]^2}} \\ V_{o3,L} &= \frac{V_{o3}(X_L)}{R \sqrt{1 + Q^2 \left[ \frac{3 \cdot \omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{3 \cdot \omega} \right]^2}} \\ V_{o5,L} &= \frac{V_{o5}(X_L)}{R \sqrt{1 + Q^2 \left[ \frac{5 \cdot \omega}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{5 \cdot \omega} \right]^2}} \end{aligned} \quad (2.16)$$

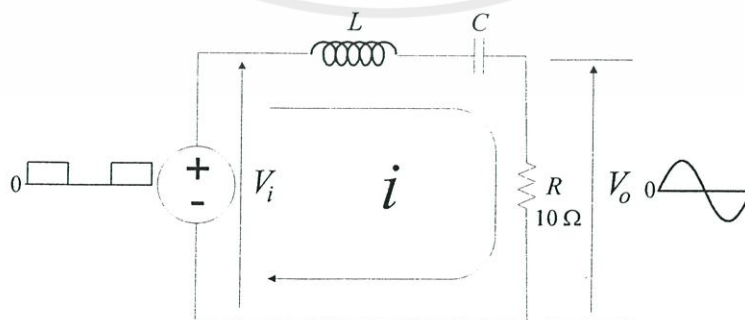
และจะได้สมการแรงดันตกคร่อมตัวเก็บประจุ C ดังแสดงในสมการที่ 2.17

$$\begin{aligned}
 V_{o1,C} &= \frac{V_{o1}(X_C)}{R\sqrt{1+Q^2\left[\frac{1\cdot\omega}{\omega_o}-\frac{\omega_o}{1\cdot\omega}\right]^2}} \\
 V_{o3,C} &= \frac{V_{o3}(X_C)}{R\sqrt{1+Q^2\left[\frac{3\cdot\omega}{\omega_o}-\frac{\omega_o}{3\cdot\omega}\right]^2}} \\
 V_{o5,C} &= \frac{V_{o5}(X_C)}{R\sqrt{1+Q^2\left[\frac{5\cdot\omega}{\omega_o}-\frac{\omega_o}{5\cdot\omega}\right]^2}} \\
 &\vdots
 \end{aligned}
 \tag{2.17}$$

#### 2.4.2 ตัวอย่างการคำนวณเพื่อให้ได้ค่า %THD ของแรงดันเอาต์พุตตามที่กำหนด

**ตัวอย่างโจทย์** กำหนดโหลด RLC ซีรีส์ เรโซแนนท์ ค่า  $R=10\ \Omega$  โดยมีอินเวอร์เตอร์ป้อนแรงดันสแควร์ +310V สลับ 0V ความถี่สวิตซิ่ง 25.5 kHz เท่ากับความถี่เรโซแนนท์พอดี ให้กับชุดโหลด RLC ดังกล่าวโดยที่ค่า %THDv ของแรงดันคร่อม R ของ Load มี 3 กรณีคือ 1%, 4% และ 12%

- (1) ให้ออกแบบวงจร Inverter เพื่อใช้ในงานนี้โดยคำนวณหาค่า Q, L และ C ในวงจร
- (2) ให้พิจารณาแรงดันสูงสุดคร่อมตัวเหนี่ยวนำ L และตัวเก็บประจุ C



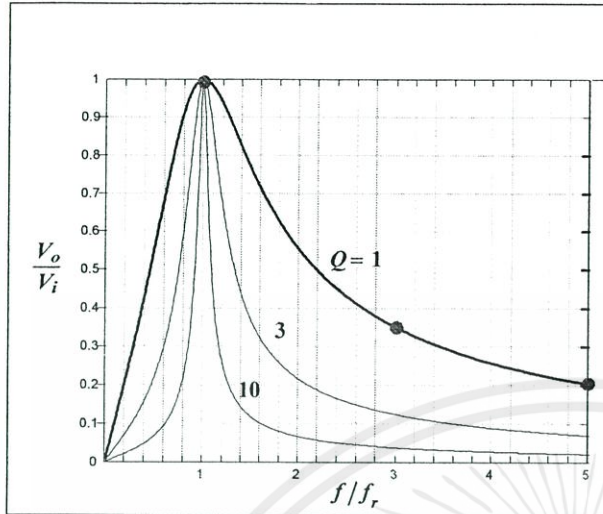
รูปที่ 2.13 วงจรที่ใช้ในการคำนวณในตัวอย่างโจทย์

ขั้นตอนการคำนวณได้แสดงรายละเอียดไว้ในตารางที่ 2.2 ดังนี้ :

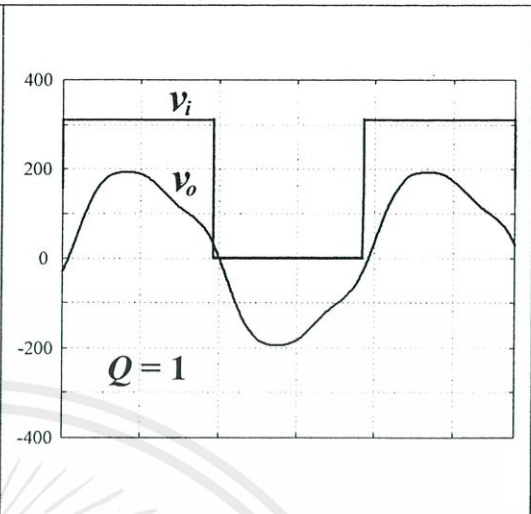
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 2.2 ขั้นตอนการคำนวณหาค่าตัวแปรต่างๆในวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์ความถี่สูง

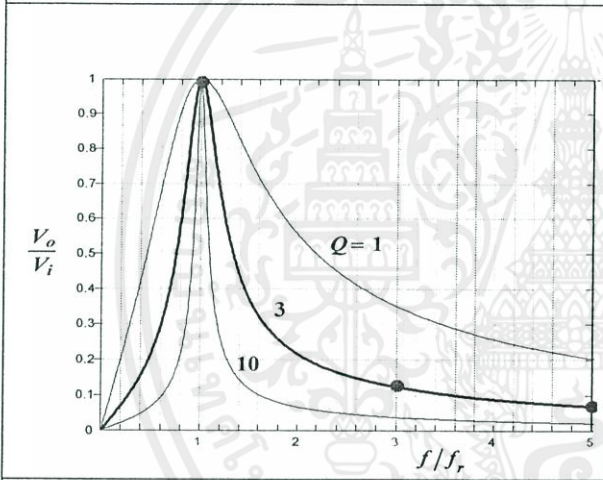
ตัวแปร	วิธีคำนวณกรณี Q ค่าต่ำ	วิธีคำนวณกรณี Q ค่ากลาง	วิธีคำนวณกรณี Q ค่าสูง
$V_{i,1,p}$	$\frac{4}{\pi} \times \frac{310}{2}$	$\frac{4}{\pi} \times \frac{310}{2}$	$\frac{4}{\pi} \times \frac{310}{2}$
	197.35 V	197.35 V	197.35 V
$V_{i,3,p}$	$\frac{4}{\pi} \times \frac{310}{2} \times \frac{1}{3}$	$\frac{4}{\pi} \times \frac{310}{2} \times \frac{1}{3}$	$\frac{4}{\pi} \times \frac{310}{2} \times \frac{1}{3}$
	65.78 V	65.78 V	65.78 V
$V_{o,1,p}$	$\frac{4}{\pi} \times \frac{310}{2}$	$\frac{4}{\pi} \times \frac{310}{2}$	$\frac{4}{\pi} \times \frac{310}{2}$
	197.35 V	197.35 V	197.35 V
%THD <sub>v</sub>	12%	4%	1%
$V_{o,3,p}$	$(\%THD_v)(V_{o,1,p})$	$(\%THD_v)(V_{o,1,p})$	$(\%THD_v)(V_{o,1,p})$
	23.68 V	7.90 V	1.97 V
$\frac{V_{o,3,p}}{V_{i,3,p}}$	$\frac{23.68}{65.78}$	$\frac{7.90}{65.78}$	$\frac{1.97}{65.78}$
	$\sqrt{1+Q^2 \left( \frac{3\omega_0}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{3\omega_0} \right)^2}$	$\sqrt{1+Q^2 \left( \frac{3\omega_0}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{3\omega_0} \right)^2}$	$\sqrt{1+Q^2 \left( \frac{3\omega_0}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{3\omega_0} \right)^2}$
Q	1	3	10
L	$\frac{QR}{\omega_0}$	$\frac{QR}{\omega_0}$	$\frac{QR}{\omega_0}$
	$\frac{(1)(10)}{(2\pi)(25.5 \times 10^3)}$	$\frac{(3)(10)}{(2\pi)(25.5 \times 10^3)}$	$\frac{(10)(10)}{(2\pi)(25.5 \times 10^3)}$
	0.06 mH	0.18 mH	0.6 mH
C	$\frac{1}{\omega_0 QR}$	$\frac{1}{\omega_0 QR}$	$\frac{1}{\omega_0 QR}$
	$\frac{1}{(2\pi)(25.5 \times 10^3)(1)(10)}$	$\frac{1}{(2\pi)(25.5 \times 10^3)(3)(10)}$	$\frac{1}{(2\pi)(25.5 \times 10^3)(10)(10)}$
	0.624 $\mu$ F	0.208 $\mu$ F	0.0624 $\mu$ F
กราฟ $V_o/V_i$	กราฟ $V_o/V_i$ vs. $\omega/\omega_0$ ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.14	กราฟ $V_o/V_i$ vs. $\omega/\omega_0$ ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.16	กราฟ $V_o/V_i$ vs. $\omega/\omega_0$ ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.18
คลื่น $V_o$	ลักษณะคลื่น $V_o$ ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.15	ลักษณะคลื่น $V_o$ ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.17	ลักษณะคลื่น $V_o$ ได้แสดงไว้ในรูปที่ 2.19



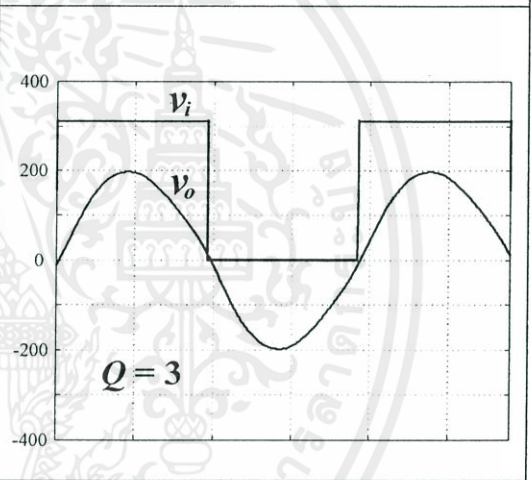
รูปที่ 2.14 กราฟ  $V_o/V_i$  vs.  $\omega/\omega_0$  ที่  $Q=1$



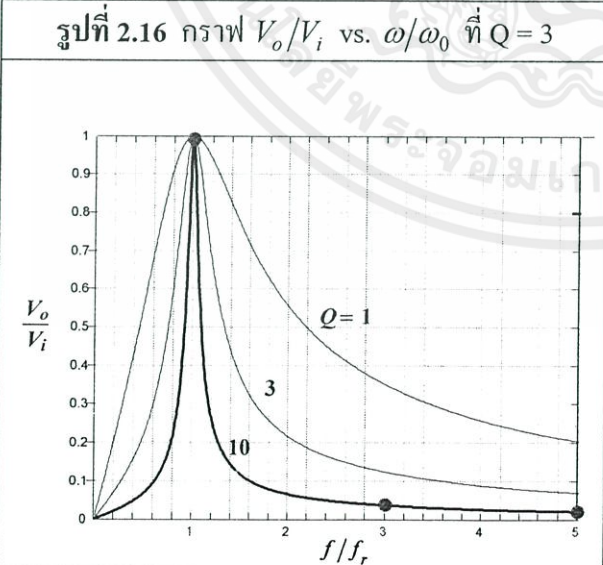
รูปที่ 2.15 ลักษณะคลื่น  $V_o$  ที่  $Q=1$



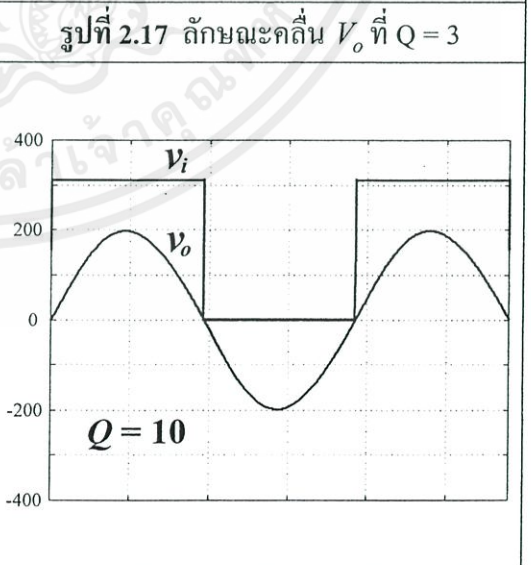
รูปที่ 2.16 กราฟ  $V_o/V_i$  vs.  $\omega/\omega_0$  ที่  $Q=3$



รูปที่ 2.17 ลักษณะคลื่น  $V_o$  ที่  $Q=3$



รูปที่ 2.18 กราฟ  $V_o/V_i$  vs.  $\omega/\omega_0$  ที่  $Q=10$



รูปที่ 2.19 ลักษณะคลื่น  $V_o$  ที่  $Q=10$

## 2.5 บทสรุป

1. ได้กล่าวถึงหลักการเกิดความร้อนของเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูง โดยการสร้างแผ่นกระแสไหลวนเพียง 1 รอบ ในระดับประมาณ 300 A เพื่อให้ไหลวนกลับไปมาด้วยความถี่สูง 30 kHz ที่กั้นภาชนะ เพื่อให้สามารถผลิตความร้อนได้อย่างรวดเร็ว โดยกระแสไหลวนนี้มีการเหี่ยวนำมาจากขดลวด Primary ที่พันไว้ด้วยขนาดประมาณ 6 Ampere-50 Turn หรือ 300 Ampere-Turn ในตำแหน่งใต้กั้นภาชนะ จากลักษณะโครงสร้างและหลักการทำงานของเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูง สามารถนำไปเขียนวงจรสมมูลของหม้อแปลงความถี่สูงที่มีจำนวน Turn ทางด้าน secondary = 1 เป็นผลให้ค่า Ampere-Turn ของขดลวด primary ไปปรากฏเป็นค่ากระแสไหลวนทางด้าน secondary ทั้งหมดที่กั้นภาชนะ

2. ได้คำนวณหาค่า Load Resistance  $R_2$  ที่มีต่อแผ่นกระแสไหลวนที่กั้นภาชนะสำหรับกรณีภาชนะทำด้วย Stainless โดยสามารถคำนวณได้จากค่าตัวแปรต่างๆ เช่น 1 ชั้นความลึก ( $1\delta_{vessel}$ ) สภาพความต้านทานทางไฟฟ้า ( $\rho_{vessel}$ ) ความซึมซับแม่เหล็กสัมพัทธ์ ( $\mu_{r,vessel}$ ) นอกจากนี้ยังได้คำนวณหาค่า Load Resistance  $R_2$  นี้เช่นกันสำหรับกรณีภาชนะทำด้วย Aluminium เพื่อเปรียบเทียบกับกรณีภาชนะทำด้วย Stainless ซึ่งปรากฏว่ากรณีภาชนะ Stainless เนื่องจากให้ค่า Load Resistance  $R_2$  ได้มากกว่าจึงทำให้สามารถรับแรงดันที่ป้อนเข้าขดลวดเหี่ยวนำ primary ได้มากกว่าถึง 46 เท่า

3. ได้กล่าวถึงหลักการพื้นฐานของวงจร RLC ซีรีส์เรโซแนนท์ความถี่สูงกรณีแรงดันแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์และกรณีแหล่งจ่ายเป็นคลื่นสแควร์ โดยได้พิจารณาผลของความถี่สวิตชิงที่มีต่อการเปลี่ยนแปลงของค่า Voltage Gain ในวงจร RLC เรโซแนนท์ ในขณะที่ Quality factor (Q) มีค่าคงที่ที่ค่าต่างๆสำหรับกรณีแหล่งจ่ายคลื่นไซน์ ส่วนกรณีแรงดันแหล่งจ่ายเป็นคลื่นสแควร์ก็ได้ใช้หลักการเดียวกันนี้ไปพิจารณากับฮาร์โมนิกส์อื่นๆ ที่ 3, 5, ... ซึ่งจะส่งผลให้เกิด %THDv ขึ้นทางด้านเอาต์พุตของวงจร RLC เรโซแนนท์

4. จากหลักการในข้อ 3 ยังได้นำไปใช้ในการคำนวณ โทจท์ตัวอย่างในตอนท้าย เพื่อใช้ในการเลือกค่า Quality factor (Q) ตลอดจนค่า L และ C ในวงจร RLC เรโซแนนท์ ที่มีกรป้อนแรงดันคลื่นสแควร์ +310V สลับ 0V จากวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อให้สามารถสร้างแรงดันคลื่นไซน์ทางด้านเอาต์พุตที่มีค่า %THDv ตามต้องการได้

### บทที่ 3

## หลักการของ AC-DC-AC Converter ทั่วไปชนิด

### ดีซีตรงเรียบบวกและดีซีตรงเรียบลบ

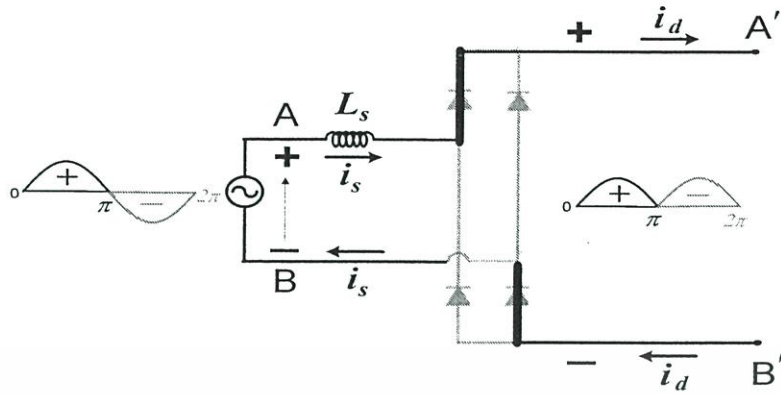
#### 3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึง การวิเคราะห์การทำงานของวงจร Rectifier กรณีโหลดเป็นตัวต้านทานผ่าน C-filter กรองเรียบทั้งในกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบบวกและกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบลบ จากนั้นจะเป็นการวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์กรณีป้อนแรงดันดีซีตรงเรียบบวกและแรงดันดีซีตรงเรียบลบ โดยจะกล่าวถึงโหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ ลักษณะของคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการทดลองและการ Simulation รวมทั้งการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต อินพุต ประสิทธิภาพและสมรรถนะของการต้มเดือดของน้ำปริมาตร 0.5 ลิตร

#### 3.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร Rectifier กรณีโหลดเป็นตัวต้านทานผ่าน C-filter กรองเรียบ

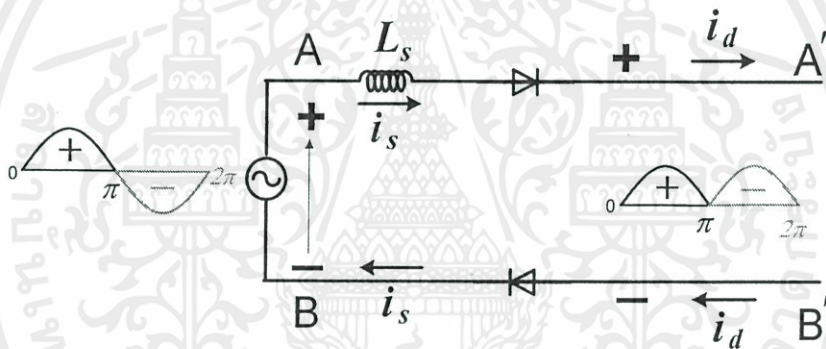
##### 3.2.1 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร Rectifier ทางด้านดีซีเอาต์พุตกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบบวกขณะป้อนแรงดันเอซีอินพุตคลื่นไซน์ซีกบวก

จากวงจร ไดโอด Rectifier ซึ่งต่อทำงานร่วมกับ C-filter ขนาดใหญ่ เพื่อสร้างแรงดันดีซีตรงเรียบบวกทางด้านดีซีเอาต์พุต เมื่อทำการปลด C-Filter ขนาดใหญ่ ออกและมองเข้าไปทางด้านดีซีของไดโอด Rectifier ในช่วงเวลาที่ด้านเอซีของไดโอด Rectifier มีการป้อนแรงดันคลื่นไซน์  $v_s$  50 Hz ซีกบวก ทำให้ไดโอดทั้งสองในวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.1 ทำงานในสภาวะ ON เพื่อต่อแรงดันเอซีอินพุตซีกบวกไปปรากฏทางด้านดีซีเอาต์พุตที่ขั้ว A' และ B' โดยที่ A' ได้รับขั้วบวกและ B' ได้รับขั้วลบ จึงทำให้แรงดันดีซีเอาต์พุตเป็นบวก



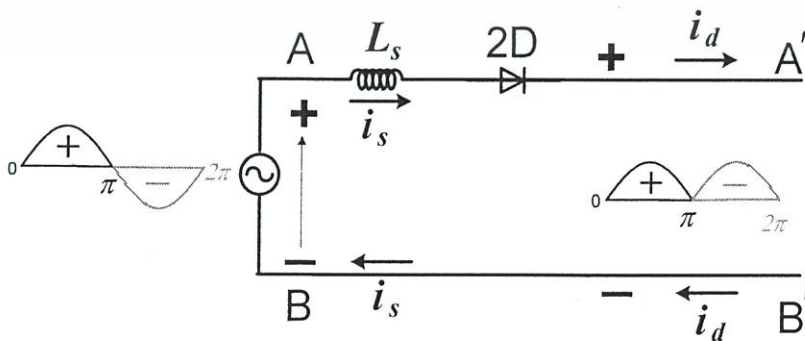
รูปที่ 3.1 การทำงานของวงจร Rectifier ในช่วงซีกบวกของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz

จากการทำงานของไดโอดทั้งสองในวงจร Rectifier ซึ่งทำหน้าที่ต่อแรงดันคลื่นไซน์  $v_s$  50 Hz ซีกบวกโดยตรงเข้ากับด้านเอาต์พุตนั้น สามารถนำมาเขียนเป็นวงจรการทำงานเพื่อให้ดูง่ายขึ้นด้วย ไดโอดสองตัวต่อเรียงอนุกรมกันดังแสดงในรูปที่ 3.2



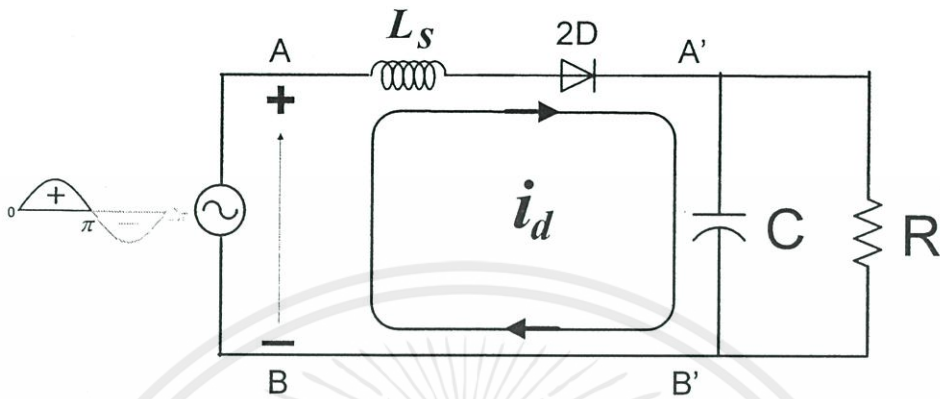
รูปที่ 3.2 การทำงานของไดโอดสองตัวต่อเรียงอนุกรมกันในวงจร Rectifier ในช่วงซีกบวกของแรงดันคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz

จากวงจร Rectifier ในรูปที่ 3.2 เนื่องจากไดโอดทั้งสองที่อยู่ในวงจรวางเรียงกันไปในทิศทางเดียวกันเพื่อให้กระแสในวงจรไหลวนไปในทิศทางเดียวกัน ดังนั้นจึงสามารถนำไดโอดทั้งสองมาเขียนรวมกันได้เป็น 2D และจะได้วงจรลักษณะดังแสดงในรูปที่ 3.3



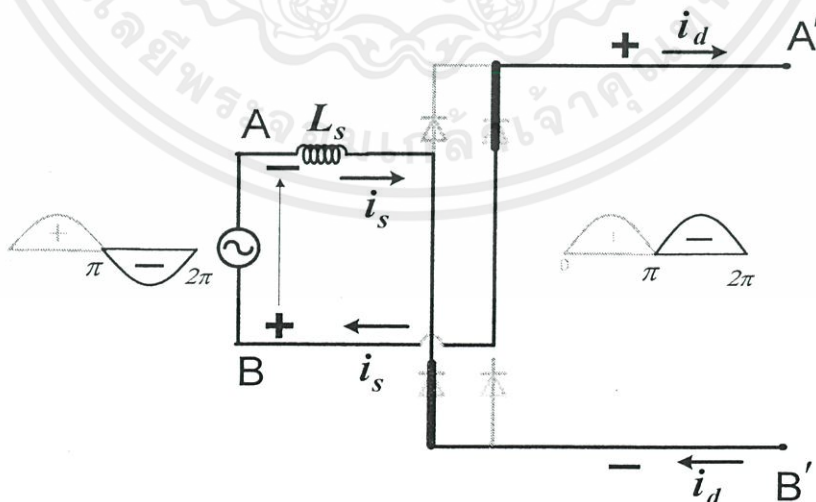
รูปที่ 3.3 การทำงานของไดโอด 2D ในวงจร Rectifier ในช่วงซีกบวกของแรงดันคลื่น

จากวงจรการทำงานในรูปที่ 3.3 เมื่อต่อตัวต้านทาน R และตัวเก็บประจุ C กลับเข้าที่เดิมที่ขั้ว A' และ B' ก็จะได้กระแส  $i_d$  ไหลในทิศทางบวกดังแสดงในวงจรรูปที่ 3.4



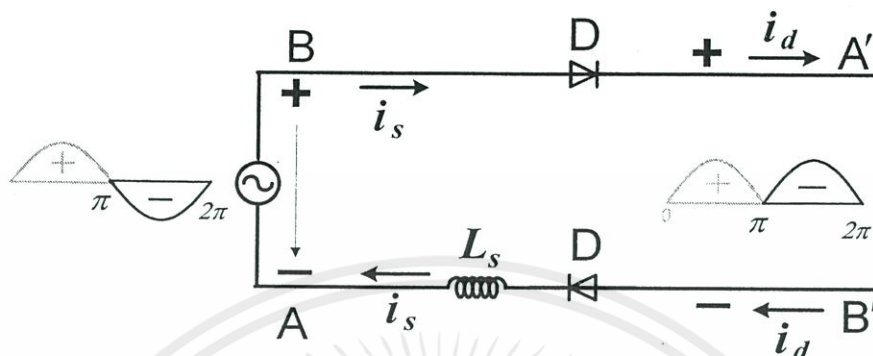
รูปที่ 3.4 การทำงานของวงจร Rectifier ในช่วงซีกบวกของแรงดันคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz ในขณะที่มีการต่อตัวเก็บประจุขนาดใหญ่พร้อมทั้งโหลดตัวต้านทาน R

สำหรับในกรณีของแรงดันคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz ในช่วงซีกลบที่เหลือก็สามารถพิจารณาได้ในทำนองเดียวกับกรณีของแรงดันคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz ซีกบวก โดยเริ่มจากการมองเข้าไปทางด้านซ้ายของ ไดโอด Rectifier ในช่วงขณะที่ด้านเอซีของ ไดโอด Rectifier มีการป้อนแรงดันคลื่นไซน์  $v_s$  50 Hz ซีกลบ ทำให้ไดโอดทั้งสองในวงจรดังแสดงในรูปที่ 3.5 ทำงานในสถานะ ON เพื่อต่อแรงดันเอซีอินพุตซีกลบไปปรากฏทางด้านซ้ายเอาต์พุตที่ขั้ว A' และ B' โดยที่ A' ได้รับขั้วบวกและ B' ได้รับขั้วลบ จึงทำให้แรงดันดีซีเอาต์พุตเป็นบวก



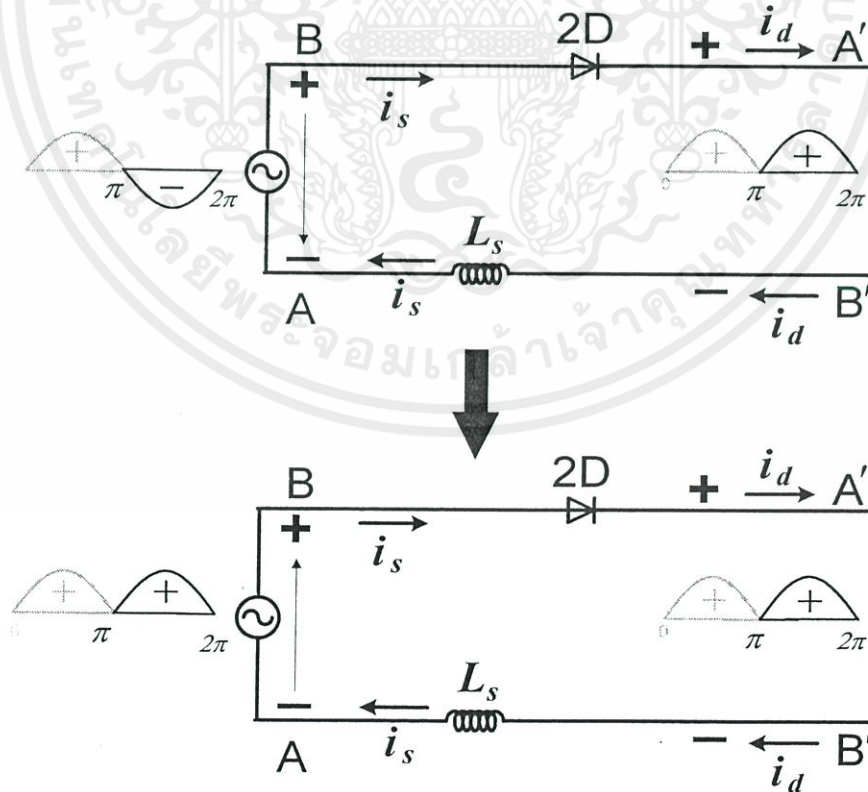
รูปที่ 3.5 การทำงานของวงจร Rectifier ในช่วงซีกลบของแรงดันคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz

จากการทำงานของไดโอดทั้งสองในวงจร Rectifier ซึ่งทำหน้าที่ต่อแรงดันคลื่น ไซน์  $v_s$  50 Hz ซึ่กลบโดยตรงเข้ากับด้านเอาต์พุตนั้น สามารถนำมาเขียนเป็นวงจรการทำงานเพื่อให้ดูง่ายขึ้นด้วย ไดโอดสองตัวต่อเรียงอนุกรมกันดังแสดงในรูปที่ 3.6



รูปที่ 3.6 การทำงานของไดโอดสองตัวต่อเรียงอนุกรมกันในวงจร Rectifier ในช่วงซีกลบของแรงดันคลื่น ไซน์อินพุต 50 Hz

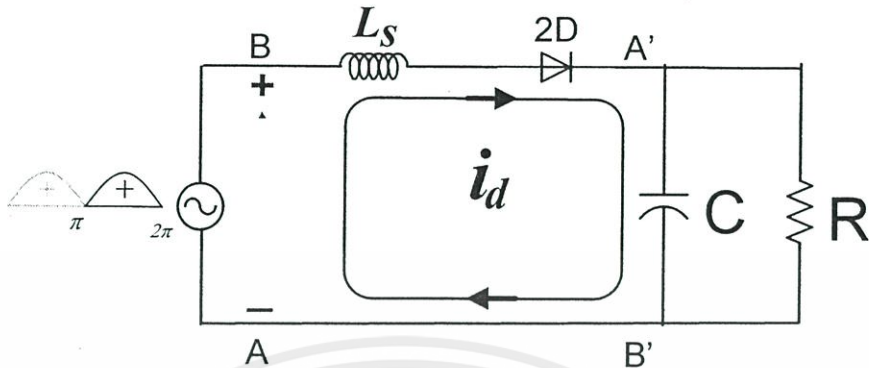
จากวงจร Rectifier ในรูปที่ 3.6 เนื่องจากไดโอดทั้งสองที่อยู่ในวงจรวางเรียงกันไปในทิศทางเดียวกันเพื่อให้กระแสในวงจรไหลวนไปในทิศทางเดียวกัน ดังนั้นจึงสามารถนำไดโอดทั้งสองมาเขียนรวมกันได้เป็น 2D และจะได้วงจรลักษณะดังแสดงในรูปที่ 3.7



รูปที่ 3.7 การทำงานของไดโอด 2D ในวงจร Rectifier ในช่วงซีกลบของแรงดันคลื่น

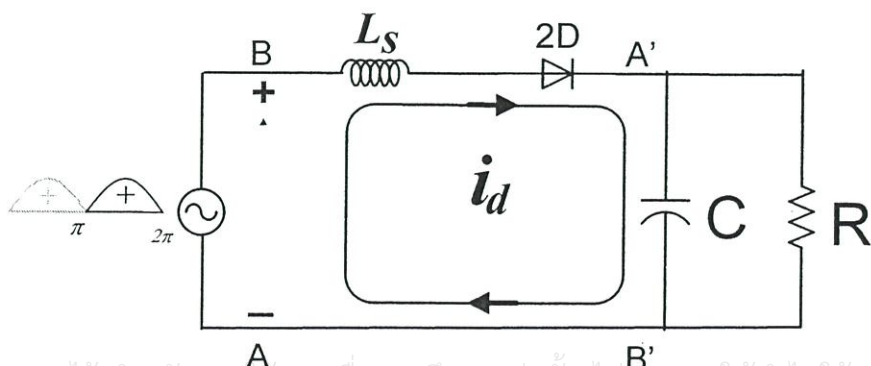
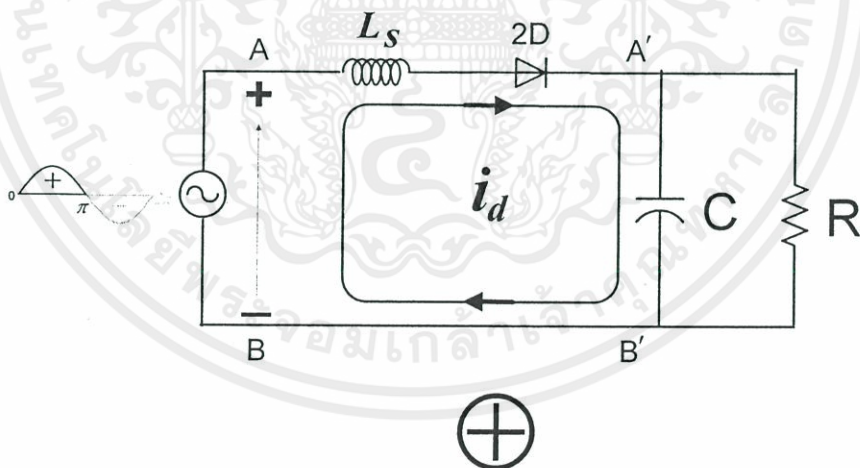
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ 50 Hz ซึ่งงานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

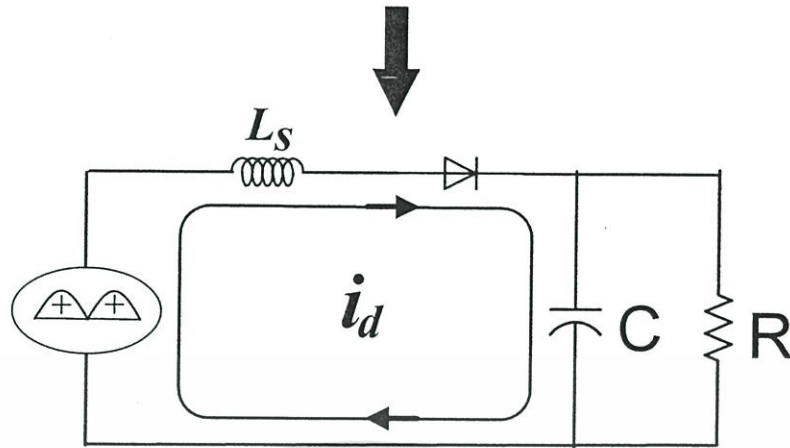
จากวงจรการทำงานในรูปที่ 3.7 เมื่อต่อตัวต้านทาน R และตัวเก็บประจุ C กลับเข้าที่เดิมที่ขั้ว A' และ B' ก็จะได้กระแส  $i_d$  ไหลในทิศทางบวกเช่นเดิมดังแสดงในวงจรรูปที่ 3.8



รูปที่ 3.8 การทำงานของวงจร Rectifier ในช่วงซีกลบของแรงดันคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz ในขณะที่มีการต่อตัวเก็บประจุขนาดใหญ่พร้อมทั้งโหลดตัวต้านทาน R

จากนั้นเมื่อนำวงจรการทำงานในซีกบวกของรูปที่ 3.4 และวงจรการทำงานในซีกลบของรูปที่ 3.8 มารวมเข้าด้วยกัน ก็จะได้ลักษณะของวงจรสมมูลของวงจร Rectifier ที่มีโหลด R พร้อม C-filter กรองเรียบขนาดใหญ่ดังแสดงในรูปที่ 3.9 โดยจะสังเกตเห็นได้ว่าแม่คลื่นแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz จะอยู่ในช่วงซีกบวกหรือลบก็ตาม กระแส  $i_d$  ที่ไหลทางด้านดีซีเอาต์พุตจะเป็นกระแสบวกที่ไหลในทิศทางเดียวกันเสมอ

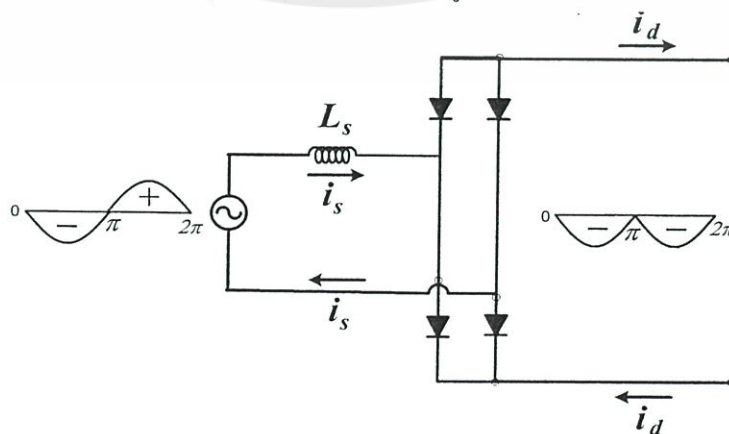




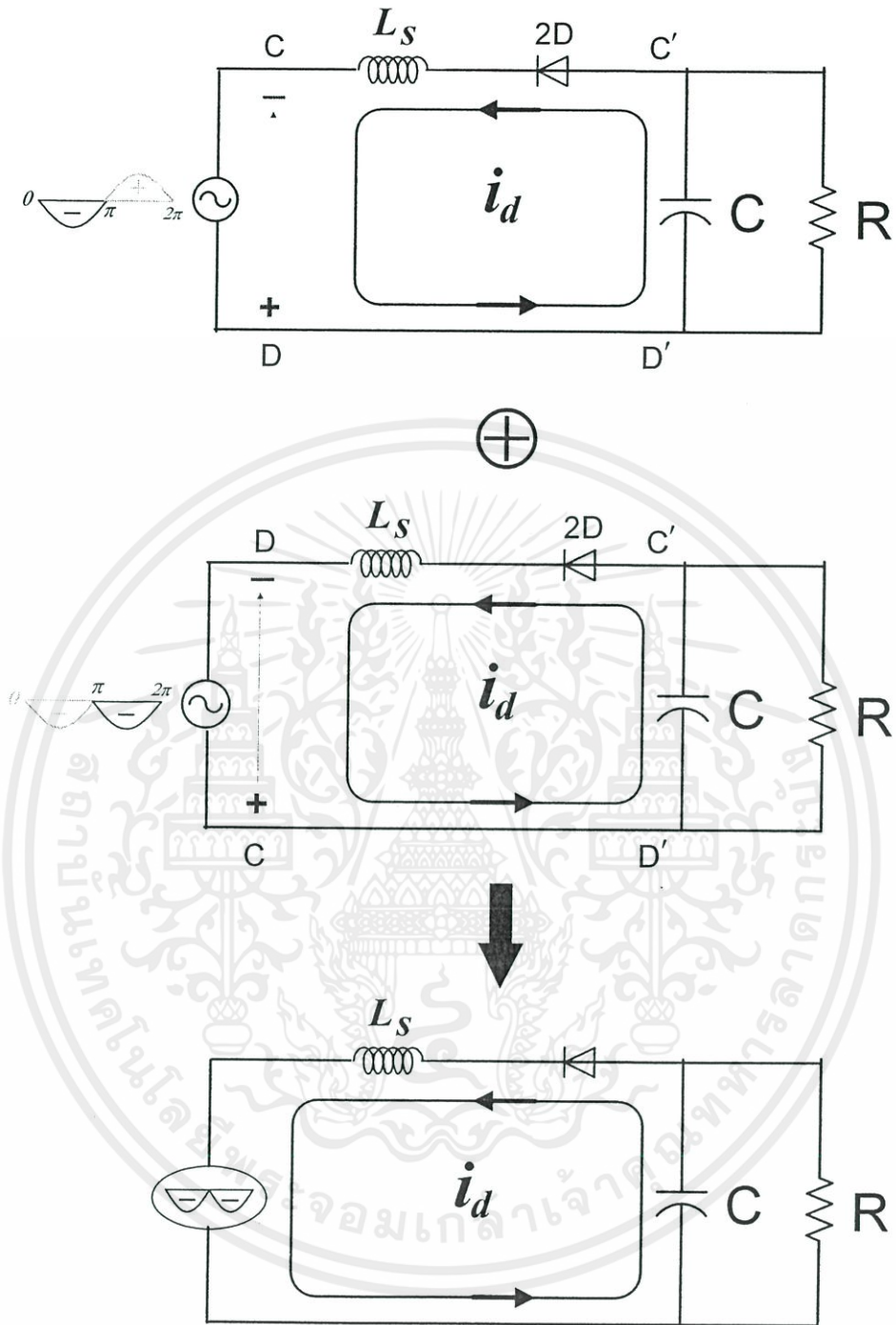
รูปที่ 3.9 วงจรสมมูลของ Rectifier ที่มีโหลด R พร้อม C-filter กรองเรียบขนาดใหญ่ เพื่อสร้างแรงดันดีซีตรงเรียบบวก

### 3.2.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจร Rectifier ทางด้านดีซีเอาต์พุตกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบลบขณะป้อนแรงดันเอซีอินพุตคลื่นไซน์เอซีอินพุต 50 Hz ซีกบวกและซีกลบ

สำหรับกรณีที่ต้องการสร้างแรงดันดีซีตรงเรียบลบทางด้านดีซีเอาต์พุตของวงจร ไดโอด Rectifier ที่มีโหลด R พร้อม C-filter กรองเรียบขนาดใหญ่ ก็สามารถทำได้โดยใช้หลักการเดียวกับกรณีการสร้างแรงดันดีซีตรงเรียบบวกดังที่ได้กล่าวไว้แล้วในหัวข้อที่ 3.2.1 เพียงแต่ในกรณีดีซีตรงเรียบลบนั้นจะต้องกลับทิศทางของขั้วไดโอดทั้ง 4 ให้มีทิศตรงข้ามกับในกรณีการสร้างแรงดันดีซีตรงเรียบบวกดังแสดงในรูปที่ 3.10 ดังนั้นในการพิจารณาหาวงจรมูลของวงจร Rectifier ที่มีโหลด R พร้อม C-filter กรองเรียบขนาดใหญ่เพื่อใช้สร้างแรงดันดีซีตรงเรียบลบทางด้านเอาต์พุตนั้นก็สามารถพิจารณาได้ด้วยลำดับและขั้นตอนเดียวกับกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบบวก ซึ่งผลจากการพิจารณาจะได้วงจรมูลที่มาจากการรวมวงจรการทำงานในซีกบวกและซีกลบของแหล่งจ่ายแรงดันคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz ดังแสดงในรูปที่ 3.11



รูปที่ 3.10 วงจร Rectifier สำหรับกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบลบ

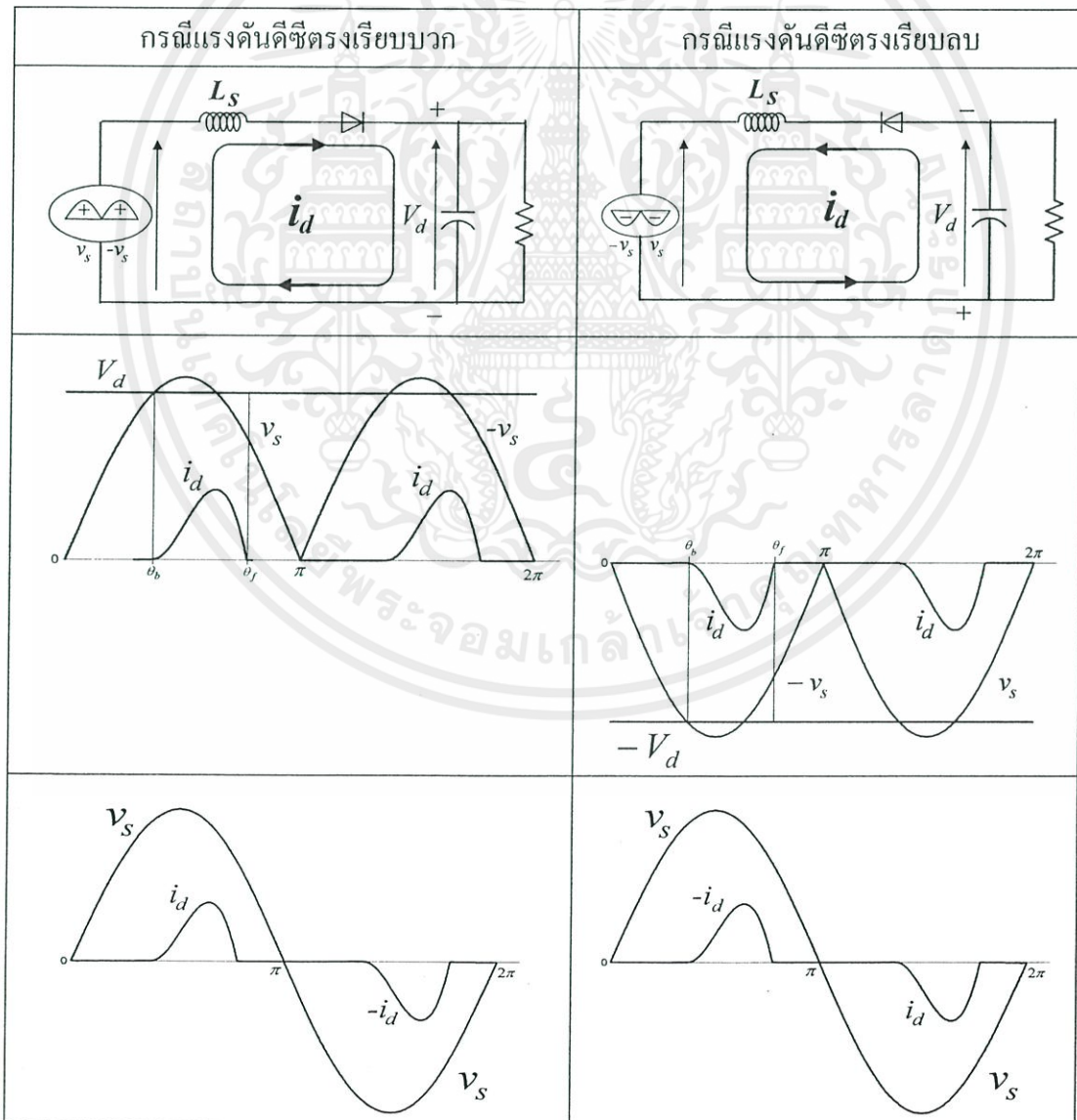


รูปที่ 3.11 วงจรสมมูลของ Rectifier ที่มีโหลด R พร้อม C-filter กรองเรียบขนาดใหญ่ เพื่อสร้างแรงดันดีซีตรงเรียบลบ

กระแส  $i_d$  ทางด้านดีซีของไดโอด Rectifier จะมีลักษณะเป็นระลอกพัลส์ โดยเริ่มไหลจากตำแหน่ง  $\theta_b$  และมีระดับกระแสเพิ่มขึ้นเรื่อยๆจนถึงค่าสูงสุดเนื่องจากแรงดันในช่วงบริเวณพีคของแรงดันคลื่นไซน์  $v_s$  มีค่ามากกว่าแรงดันดีซีตรงเรียบ  $V_d$  (กำหนดให้เป็นบริเวณเนื้อแรงดันบวก) และเมื่อแรงดันคลื่นไซน์  $v_s$  เริ่มมีค่าน้อยกว่าแรงดันดีซีตรงเรียบ  $V_d$  (กำหนดให้เป็นบริเวณเนื้อ

แรงดันลบ) กระแส  $i_d$  ก็จะเริ่มมีค่าลดลงเรื่อยๆ จากตำแหน่งสูงสุดจนเป็นศูนย์ที่ตำแหน่ง  $\theta_f$  ซึ่งเป็นตำแหน่งที่เนื้อแรงดันลบมีค่าเท่ากับเนื้อแรงดันบวก ส่วนลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสในครึ่งไซเคิลหลังก็จะมีลักษณะเดียวกับในครึ่งไซเคิลแรก จากลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสทางด้านดิซีเอาท์พุทของไดโอด Rectifier ที่ได้เนี่ยยังสามารถนำไปสู่การพิจารณาค้นแรงดัน กระแสทางด้านเอซีของไดโอด Rectifier ที่มีการป้อนแรงดันคลื่นไซน์อินพุท 50 Hz  $v_s$  ดังนั้นแรงดันทางด้านเอซีจะเป็นแรงดันแหล่งจ่ายคลื่นไซน์ 50 Hz ที่ป้อน ส่วนกระแสในบริเวณซีกบวกของแรงดันคลื่นไซน์ 50 Hz จะมีลักษณะเดียวกับทางด้านดิซี ส่วนกระแสในบริเวณซีกลบของแรงดันคลื่นไซน์ 50 Hz จะมีลักษณะกลับกันกับกระแสทางด้านเอซี ดังแสดงในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 การเปรียบเทียบวงจรสมมูลของวงจร Rectifier ที่มองจากด้าน DC เอาท์พุทพร้อมคลื่นแรงดันกระแสทางด้านดิซีและเอซี กรณีแรงดันดิซีตรงเรียบบวกและกรณีแรงดันดิซีตรงเรียบลบ

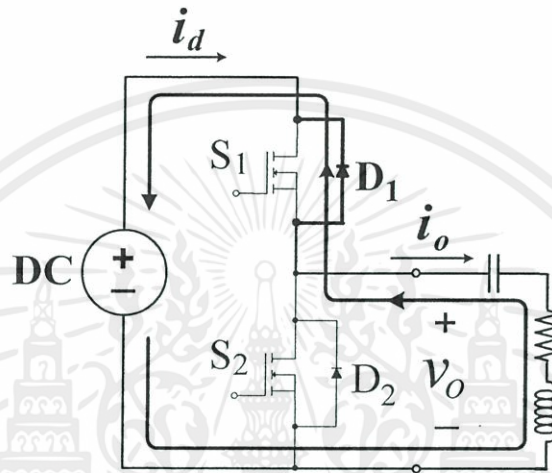


เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

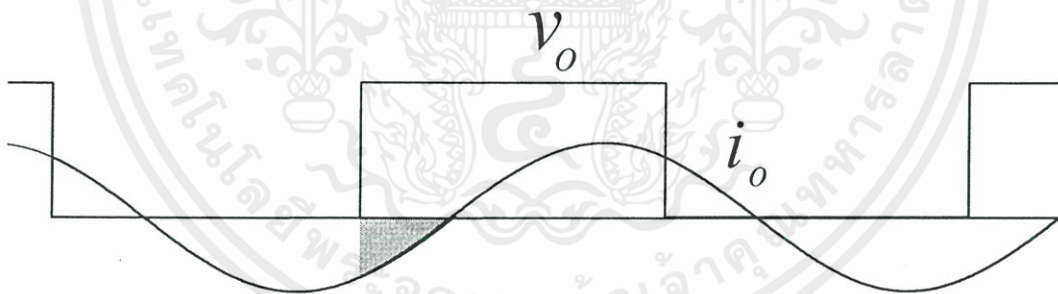
### 3.3 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์กรณีป้อนแรงดันดีซีตรงเรียบบวกและแรงดันดีซีตรงเรียบลบ

#### 3.3.1 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์กรณีป้อนแรงดันดีซีตรงเรียบบวก

โหมดการทำงานที่ 1 โหมดรีเจน



รูปที่ 3.12 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์โหมด 1 โหมดรีเจน

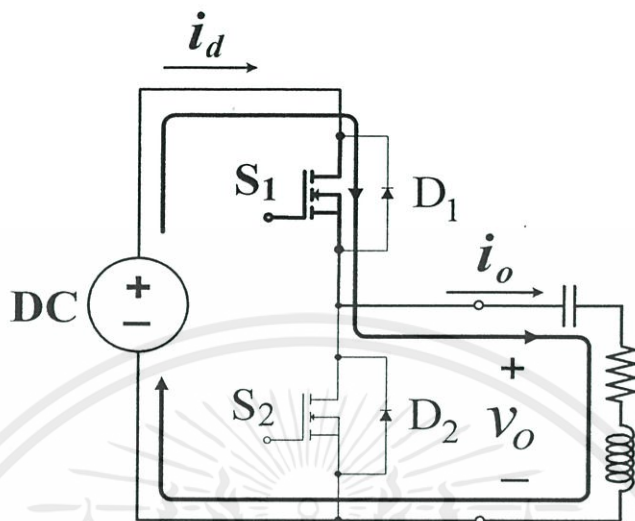


รูปที่ 3.13 ลักษณะของคลื่นแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และกระแสเอาต์พุต  $i_o$  ของโหมด 1 โหมดรีเจน

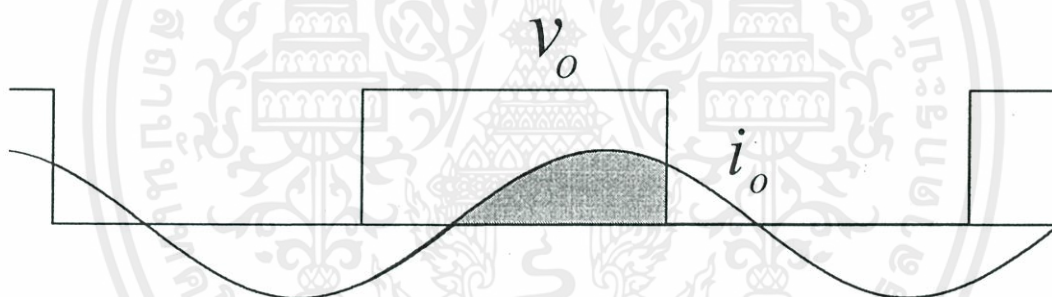
#### หลักการการทำงานของโหมด 1 โหมดรีเจน

ในโหมดนี้เมื่อสัญญาณเกตของสวิตช์  $S_2$  เริ่มดับไดโอด  $D_1$  จะเริ่มทำงาน เพื่อให้กระแสเอาต์พุต  $i_o$  ที่ไหลผ่าน  $L$  ก่อนหน้านั้นในโหมดฟรีวิลกระแสแลบยังคงมีทิศทางเดิม ในช่วงขณะนี้แม้จะมีสัญญาณเกตเข้ามาที่สวิตช์  $S_1$  สวิตช์  $S_1$  ก็ไม่สามารถทำงานได้เนื่องจากสวิตช์ได้รับแรงดันรีเวอร์ส จากแรงดันฟอร์เวิร์ดของไดโอดขณะทำงานเพื่อต่อแรงดันดีซีจากแหล่งจ่ายไปออกเอาต์พุต และแรงดันเอาต์พุตในขณะนี้จะมีความเป็นบวก โดยในโหมดนี้จะทำงานเพื่อรับกำลังไฟฟ้าจากทางด้านโหลดเข้าสู่แหล่งจ่ายด้านดีซี โหมดการทำงานนี้จึงเรียกว่า โหมดรีเจน

### โหมดการทำงานที่ 2 โหมดเพาเวอร์



รูปที่ 3.14 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์โหมด 2 โหมดเพาเวอร์

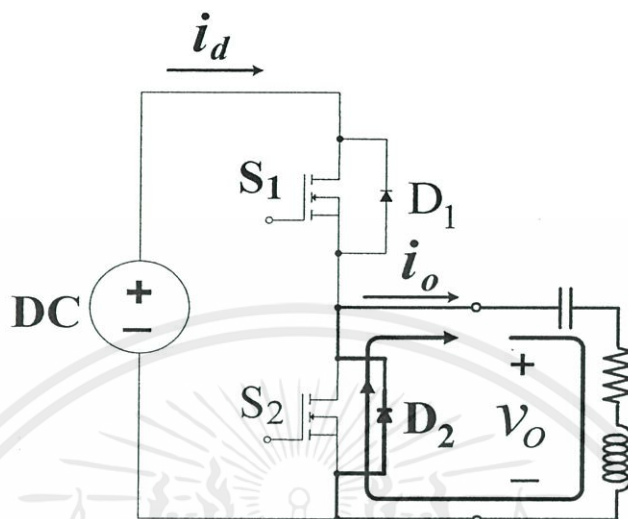


รูปที่ 3.15 ลักษณะของคลื่นแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และกระแสเอาต์พุต  $i_o$  ของโหมด 2 โหมดเพาเวอร์

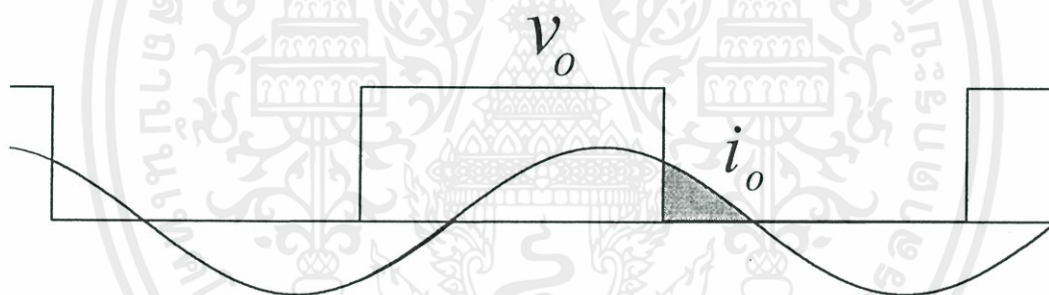
### หลักการการทำงานของโหมด 2 โหมดเพาเวอร์

ในโหมดการทำงานนี้เนื่องจากมีสัญญาณเกตของสวิตช์  $S_1$  มารอก่อนหน้านี้ในช่วงโหมดรีเฟรช ในขณะเดียวกัน กระแสเอาต์พุต  $i_o$  เริ่มไหลกลับทิศไปทางเดียวกับสวิตช์  $S_1$  ดังนั้นสวิตช์  $S_1$  จะเริ่มทำงาน เพื่อต่อแรงดันดีซีจากแหล่งจ่ายไปออกเอาต์พุต และแรงดันเอาต์พุตพร้อมกระแสในขณะนี้มีค่าเป็นบวก การทำงานใน โหมดนี้จึงทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้าจากทางด้านแหล่งจ่ายดีซีไปยังโหลดเอาต์พุต โหมดการทำงานนี้จึงเรียกว่า โหมดเพาเวอร์

### โหมดการทำงานที่ 3 โหมดฟรีวีลกระแสบวก



รูปที่ 3.16 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์โหมด 3 โหมดฟรีวีลกระแสบวก

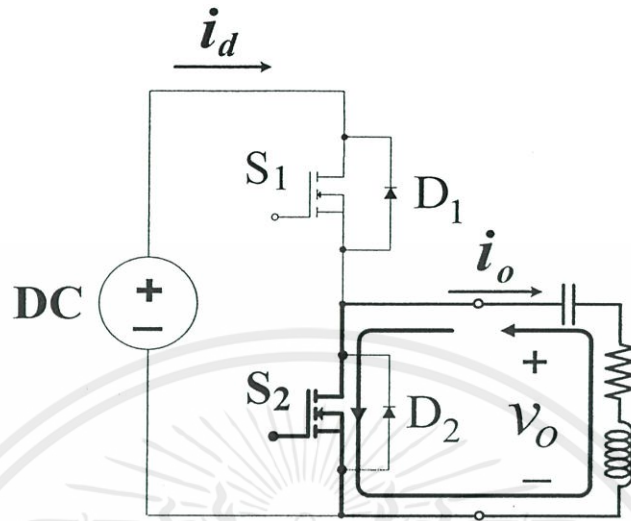


รูปที่ 3.17 ลักษณะของคลื่นแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และกระแสเอาต์พุต  $i_o$  ของโหมด 3 โหมดฟรีวีลกระแสบวก

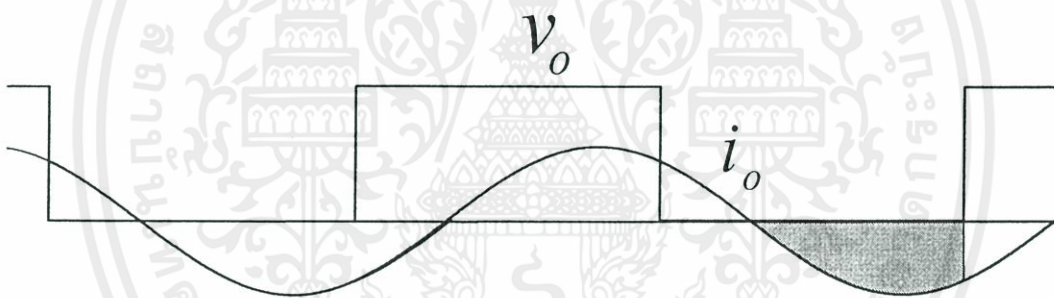
### หลักการการทำงานของโหมด 3 โหมดฟรีวีลกระแสบวก

ในโหมดนี้เมื่อสัญญาณเกตของสวิตช์  $S_1$  เริ่มดับ ไดโอด  $D_2$  จะเริ่มทำงาน เพื่อให้กระแสเอาต์พุต  $i_o$  ที่ไหลผ่าน  $L$  ก่อนหน้านั้นในโหมดเพาเวอร์ยังคงมีทิศทางเดิม ในช่วงขณะนี้แม้จะมีสัญญาณเกตเข้ามาที่สวิตช์  $S_2$  สวิตช์  $S_2$  ก็ไม่สามารถทำงานได้เนื่องจากสวิตช์ได้รับแรงดันรีเวอร์สจากแรงดัน ฟอร์เวิร์ด ของไดโอดขณะทำงานเพื่อช้อนแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  ให้เป็นศูนย์ โดยในโหมดนี้จะไม่มีการรับและจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างแหล่งจ่ายด้านดีซีกับโหลดเอาต์พุต โหมดการทำงานนี้จึงเรียกว่า โหมดฟรีวีลกระแสบวก

### โหมดการทำงานที่ 4 โหมดฟรีวีลกระแสลบ



รูปที่ 3.18 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์โหมด 4 โหมดฟรีวีลกระแสลบ



รูปที่ 3.19 ลักษณะของคลื่นแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และกระแสเอาต์พุต  $i_o$  ของโหมด 4 โหมดฟรีวีลกระแสลบ

#### หลักการการทำงานของโหมด 4 โหมดฟรีวีลกระแสลบ

ในโหมดการทำงานนี้เนื่องจากมีสัญญาณเกิดของสวิตช์  $S_2$  มารอก่อนหน้านั้นในช่วงโหมดฟรีวีลกระแสบวก ในขณะเดียวกัน กระแสเอาต์พุต  $i_o$  เริ่มไหลกลับทิศไปทางเดียวกับสวิตช์  $S_2$  ดังนั้นสวิตช์  $S_2$  จะเริ่มทำงานเพื่อช้อนแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  ให้เป็นศูนย์ โดยในโหมดนี้จะไม่มีการรับและจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างแหล่งจ่ายด้านดีซีกับโหลดเอาต์พุต โหมดการทำงานนี้จึงเรียกว่า โหมดฟรีวีล กระแสลบ

จากหลักการการทำงานทั้ง 4 โหมดของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์กรณีแหล่งจ่ายแรงดันดีซีตรงเรียบบวกที่ได้อธิบายไว้แล้ว สามารถนำมาเขียนสรุปรวบรวมเพื่อเปรียบเทียบได้ดังตารางที่

3.2

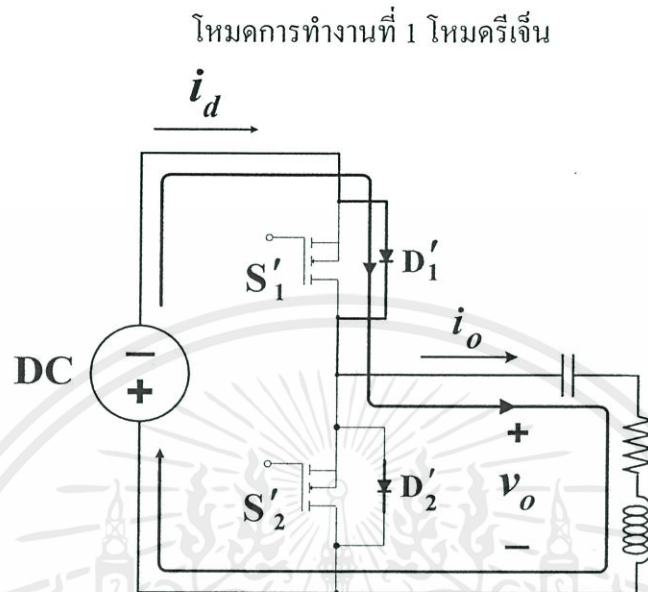
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.2 สรุปโหมดการทำงานทั้ง 4 โหมดใน 1 ไซเคิล กรณีแหล่งจ่ายแรงดันคัสติงตรงเรียบบวก

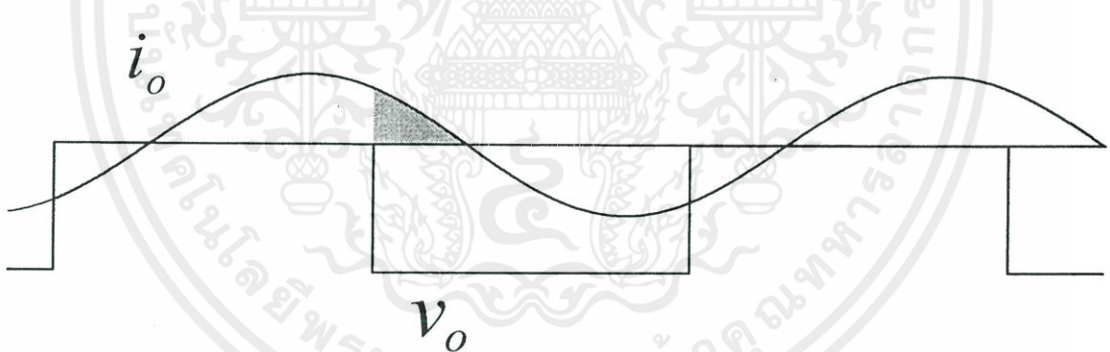
<p>โหมดรีเงิน</p>		<p>Source Load</p>
<p>โหมดเพาเวอร์</p>		<p>Source Load</p>
<p>โหมดฟรีวีลกระแสบวก</p>		<p>Source Load</p>
<p>โหมดฟรีวีลกระแสลบ</p>		<p>Source Load</p>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.3.2 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์กรณีป้อนแรงดันดีซีตรงเรียบ



รูปที่ 3.20 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์โหมด 1 โหมดรีเจน

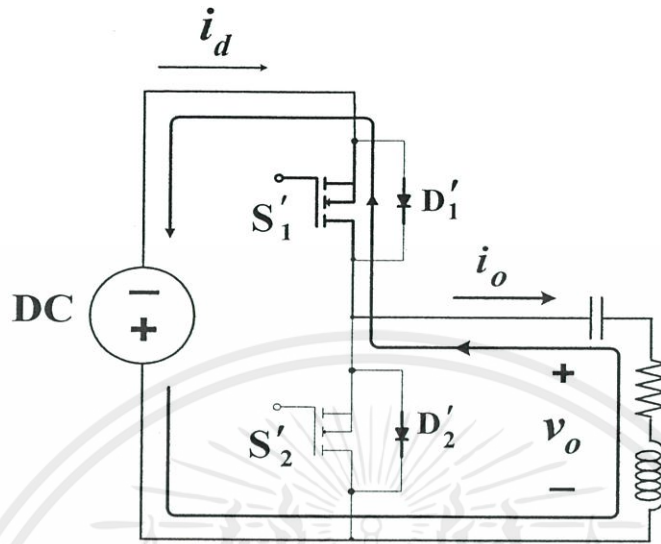


รูปที่ 3.21 ลักษณะของคลื่นแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และกระแสเอาต์พุต  $i_o$  ของโหมด 1 โหมดรีเจน

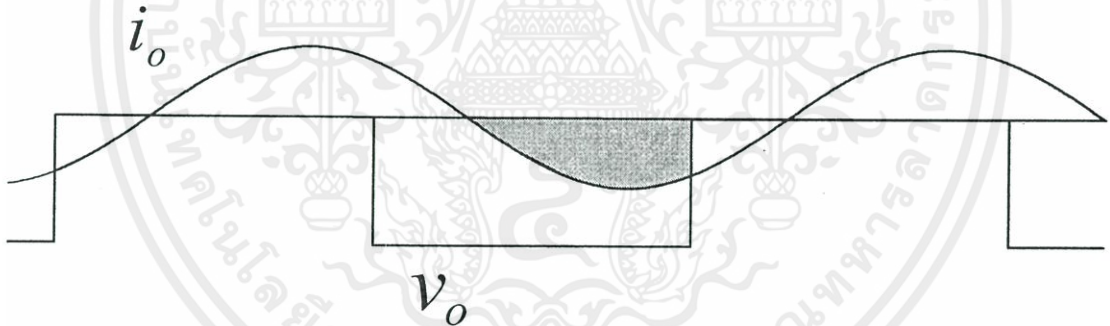
#### หลักการการทำงานของโหมด 1 โหมดรีเจน

ในโหมดนี้เมื่อสัญญาณเกตของสวิตช์  $S'_2$  เริ่มดับไดโอด  $D'_1$  จะเริ่มทำงาน เพื่อให้กระแสเอาต์พุต  $i_o$  ที่ไหลผ่าน  $L$  ก่อนหน้านี้นี้ในโหมดฟรีวิลกระแสบวกยังคงมีทิศทางเดิม ในช่วงขณะนี้แม้จะมีสัญญาณเกตเข้ามาที่สวิตช์  $S'_1$  สวิตช์  $S'_1$  ก็ไม่สามารถทำงานได้เนื่องจากสวิตช์ได้รับแรงดันรีเวอร์สจากแรงดันฟอร์เวิร์ดของไดโอดขณะทำงานเพื่อต่อแรงดันดีซีจากแหล่งจ่ายไปออกเอาต์พุต และแรงดันเอาต์พุตในขณะนี้จะมีค่าเป็นลบ โดยในโหมดนี้จะทำงานเพื่อรับกำลังไฟฟ้าจากทางด้านโหลดเข้าสู่แหล่งจ่ายด้านดีซี โหมดการทำงานนี้จึงเรียกว่า โหมดรีเจน

### โหมดการทำงานที่ 2 โหมดเพาเวอร์



รูปที่ 3.22 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์โหมด 2 โหมดเพาเวอร์

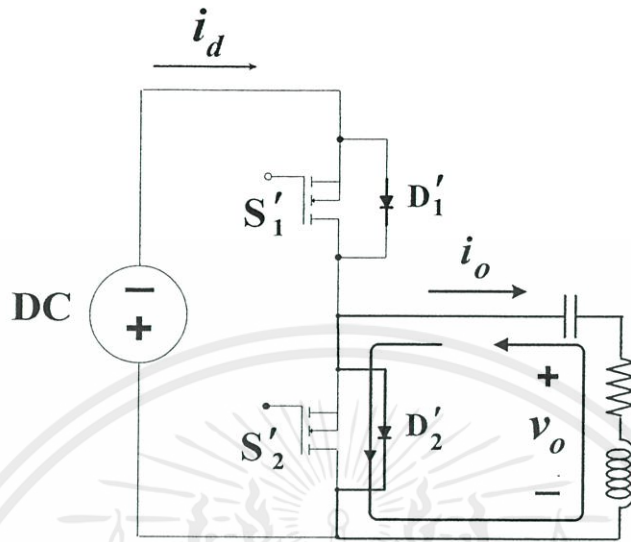


รูปที่ 3.23 ลักษณะของคลื่นแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และกระแสเอาต์พุต  $i_o$  ของโหมด 2 โหมดเพาเวอร์

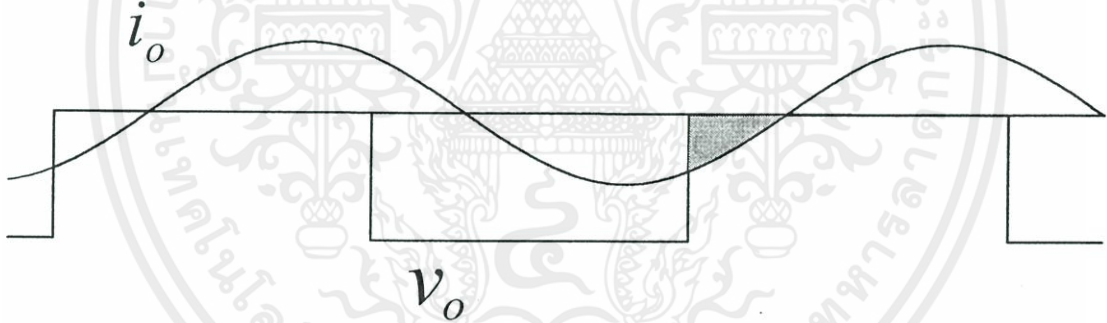
### หลักการทำงานของโหมด 2 โหมดเพาเวอร์

ในโหมดการทำงานนี้เนื่องจากมีสัญญาณเกตของสวิตช์  $S_1'$  มารอก่อนหน้าในในช่วงโหมดรีเฟรช ในขณะเดียวกัน กระแสเอาต์พุต  $i_o$  เริ่มไหลกลับทิศไปทางเดียวกับสวิตช์  $S_1'$  ดังนั้นสวิตช์  $S_1'$  จะเริ่มทำงาน เพื่อต่อแรงดันดีซีจากแหล่งจ่ายไปออกเอาต์พุต และแรงดันเอาต์พุตพร้อมกระแสในขณะนี้มีค่าเป็นลบ การทำงานในโหมดนี้จึงทำหน้าที่จ่ายกำลังไฟฟ้าจากทางด้านแหล่งจ่ายดีซีไปยังโหลดเอาต์พุต โหมดการทำงานนี้จึงเรียกว่า โหมดเพาเวอร์

### โหมดการทำงานที่ 3 โหมดฟรีวีลกระแสลบ



รูปที่ 3.24 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์โหมด 3 โหมดฟรีวีลกระแสลบ

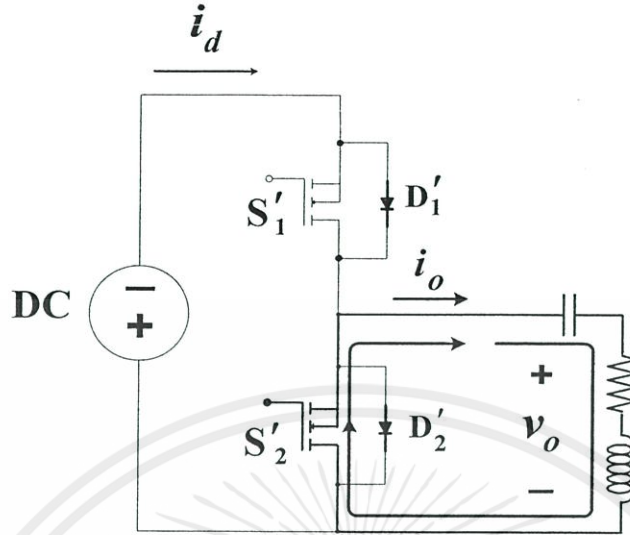


รูปที่ 3.25 ลักษณะของคลื่นแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และกระแสเอาต์พุต  $i_o$  ของโหมด 3 โหมดฟรีวีลกระแสลบ

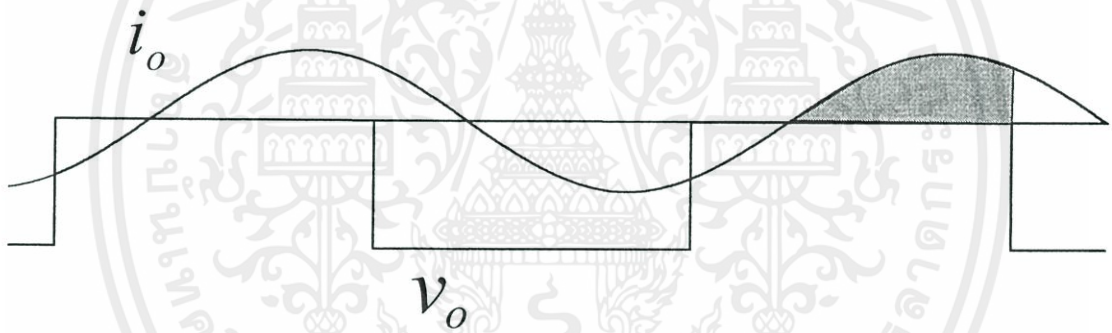
#### หลักการทำงานของโหมด 3 โหมดฟรีวีลกระแสลบ

ในโหมดนี้เมื่อสัญญาณเกิดของสวิตช์  $S'_1$  เริ่มดับไดโอด  $D'_2$  จะเริ่มทำงาน เพื่อให้กระแสเอาต์พุต  $i_o$  ที่ไหลผ่าน  $L$  ก่อนหน้านั้นในโหมดเพาเวอร์ยังคงมีทิศทางเดิม ในช่วงขณะนี้แม้จะมีสัญญาณเกิดเข้ามาที่สวิตช์  $S'_2$  สวิตช์  $S'_2$  ก็ไม่สามารถทำงานได้เนื่องจากสวิตช์ได้รับแรงดันรีเวอร์ส จากแรงดัน ฟอว์เวิร์ด ของไดโอดขณะทำงานเพื่อช้อนกระแสเอาต์พุต  $v_o$  ให้เป็นศูนย์ โดยในโหมดนี้จะไม่มีการรับและจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างแหล่งจ่ายด้านดีซีกับโหลดเอาต์พุต โหมดการทำงานนี้จึงเรียกว่า โหมดฟรีวีลกระแสลบ

### โหมดการทำงานที่ 4 โหมดฟรีวีลกระแสบวก



รูปที่ 3.26 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์โหมด 4 โหมดฟรีวีลกระแสบวก



รูปที่ 3.27 ลักษณะของคลื่นแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และกระแสเอาต์พุต  $i_o$  ของโหมด 4 โหมดฟรีวีลกระแสบวก

### หลักการการทำงานของโหมด 4 โหมดฟรีวีลกระแสบวก

ในโหมดการทำงานนี้เนื่องจากมีสัญญาณเกตของสวิตช์  $S'_2$  มารอก่อนหน้านั้นในช่วงโหมดฟรีวีลกระแสบวก ในขณะเดียวกัน กระแสเอาต์พุต  $i_o$  เริ่มไหลกลับทิศไปทางเดียวกับสวิตช์  $S'_2$  ดังนั้นสวิตช์  $S'_2$  จะเริ่มทำงานเพื่อช้อนแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  ให้เป็นศูนย์ โดยในโหมดนี้จะไม่มีการรับและจ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างแหล่งจ่ายด้านดีซีกับโหลดเอาต์พุต โหมดการทำงานนี้จึงเรียกว่า โหมดฟรีวีล กระแสบวก

จากหลักการการทำงานทั้ง 4 โหมดของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีแหล่งจ่ายเป็นดีซีตรงเรียบลบที่ได้อธิบายไว้แล้ว สามารถนำมาเขียนสรุปรวบรวมเพื่อเปรียบเทียบได้ดังตารางที่ 3.2

จากหลักการทำงานทั้ง 4 โหมดของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีแหล่งจ่ายเป็นดีซีตรงเรียบบวก ในตารางที่ 3.2 และตรงเรียบลบในตารางที่ 3.3 สามารถนำมาเขียนรวบรวมเพื่อเปรียบเทียบความแตกต่างเป็นคู่ๆอีกครั้งได้ดังตารางที่ 3.4

ตารางที่ 3.3 สรุปโหมดการทำงานทั้ง 4 โหมดใน 1 ไซเคิล กรณีแหล่งจ่ายแรงดันดีซีตรงเรียบลบ

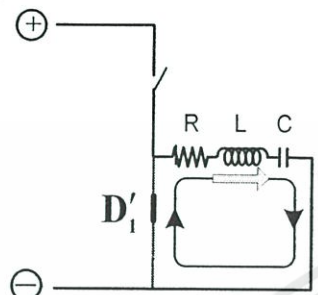
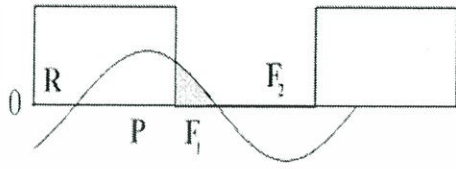
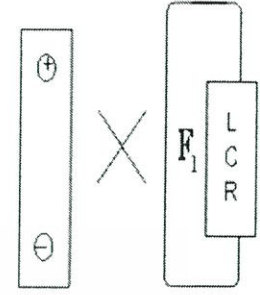
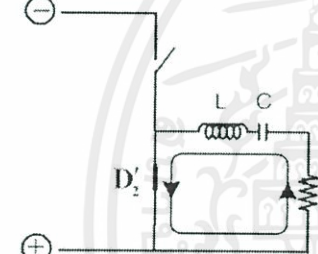

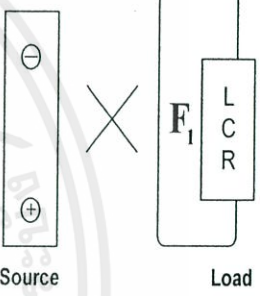
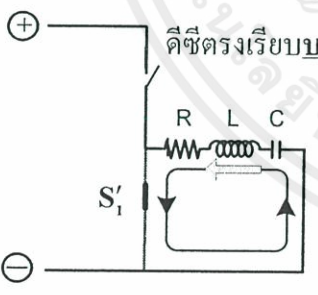
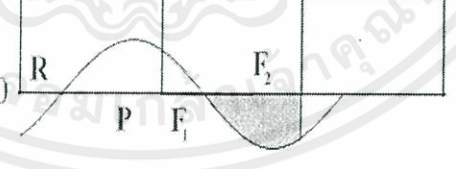
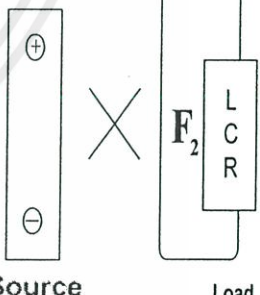
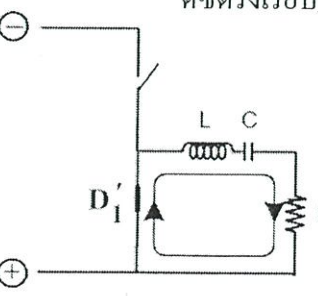
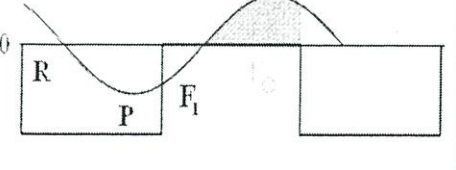
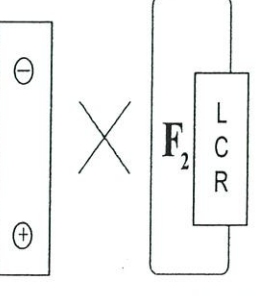
<p>โหมดรีเจน</p>		
<p>โหมดเพาเวอร์</p>		
<p>โหมดฟรีวีลกระแสลบ</p>		
<p>โหมดฟรีวีลกระแสบวก</p>		

ตารางที่ 3.4 เปรียบเทียบความแตกต่างของโหมดการทำงานระหว่างกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบบวก และแรงดันดีซีตรงเรียบลบ

<p><b>โหมดรีเจนแรงดันตรงเรียบบวก</b></p>		
<p><b>โหมดรีเจนแรงดันตรงเรียบลบ</b></p>		
<p><b>โหมดเพาเวอร์แรงดันตรง เรียบบวก</b></p>		
<p><b>โหมดเพาเวอร์แรงดันตรง เรียบลบ</b></p>		

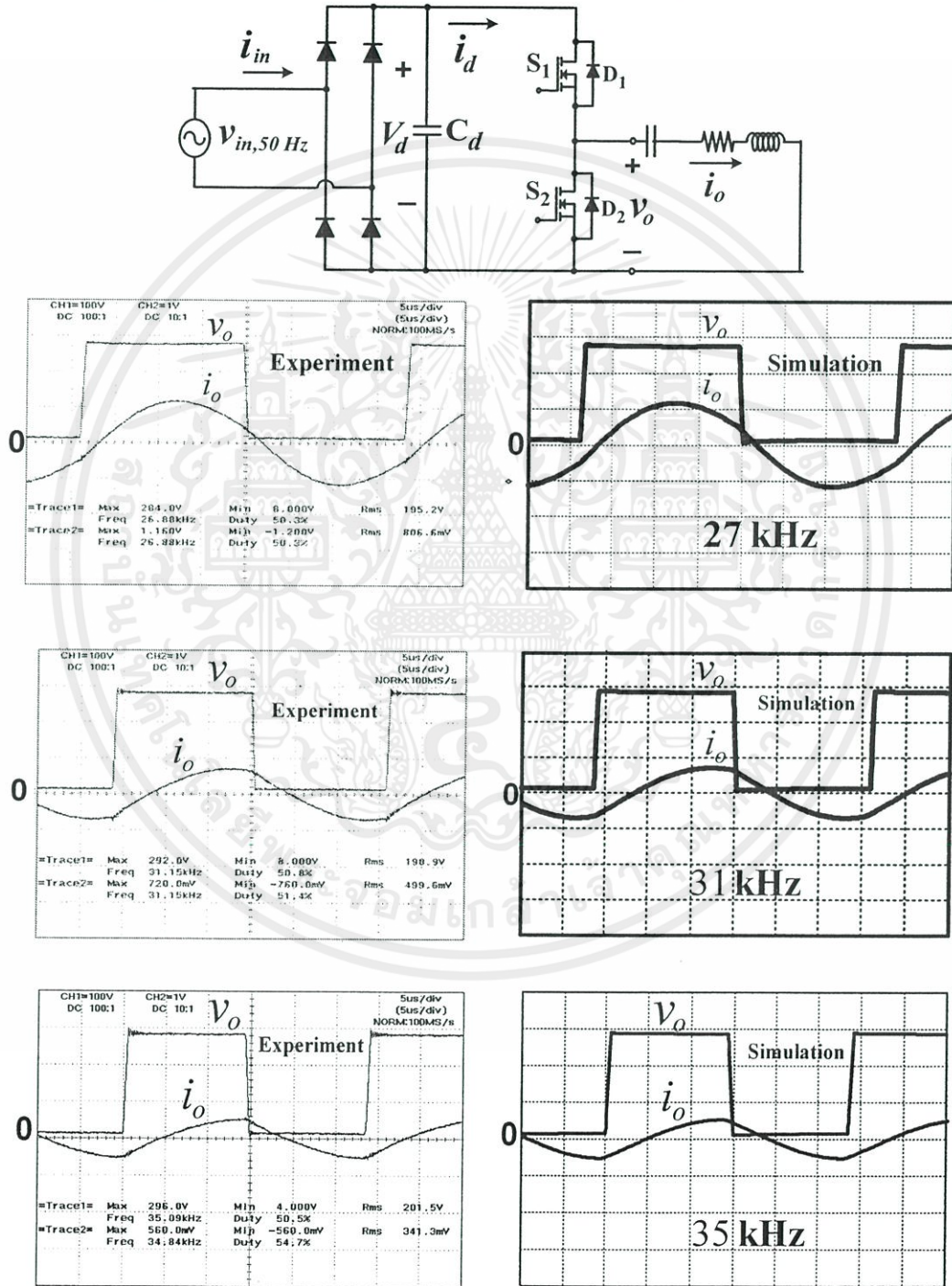
ตารางที่ 3.4 (ต่อ) เปรียบเทียบความแตกต่างของโหมดการทำงานระหว่างกรณีแรงดันดีซีตรง

เรียบบวกและแรงดันดีซีตรงเรียบลบ

<p>โหมดฟรีวีลกระแสบวกแรงดันดีซีตรงเรียบบวก</p> 		 <p>Source Load</p>
<p>โหมดฟรีวีลกระแสลบแรงดันดีซีตรงเรียบลบ</p> 		 <p>Source Load</p>
<p>โหมดฟรีวีลกระแสลบแรงดันดีซีตรงเรียบบวก</p> 		 <p>Source Load</p>
<p>โหมดฟรีวีลกระแสบวกแรงดันดีซีตรงเรียบลบ</p> 		 <p>Source Load</p>

3.3.3 ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านเอาต์พุต  $v_o, i_o$  และอินพุต  $V_d, i_d$  ของอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการทดลองและการจำลองด้วยโปรแกรม Pspice

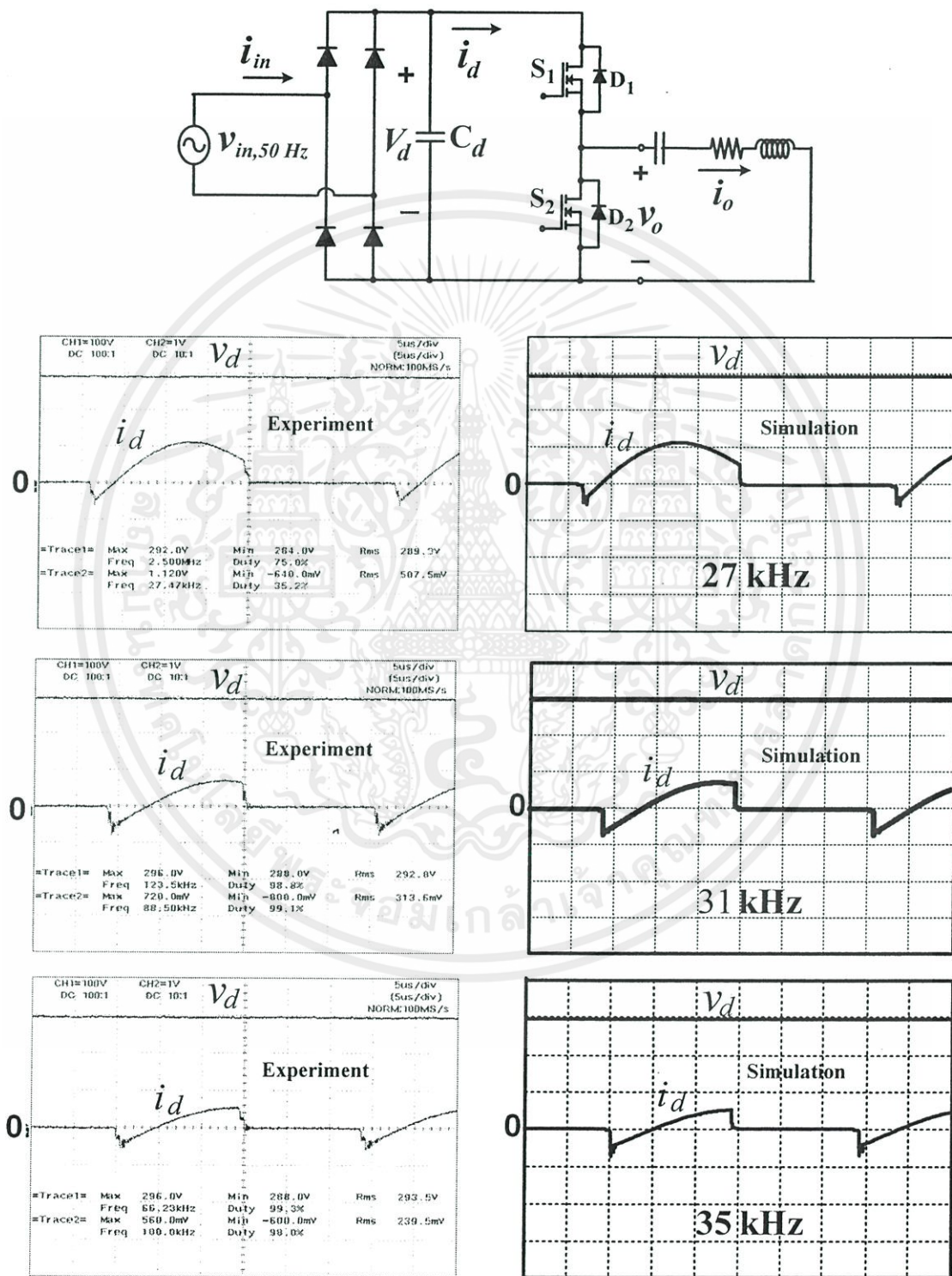
ลักษณะคลื่นแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และกระแสเอาต์พุต  $i_o$  ที่ได้จากการทดลองและจำลอง ด้วยโปรแกรม Pspice ที่ความถี่สวิทซ์ซิง 27, 31 และ 35 kHz โดยแรงดันทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์  $V_d$  เป็นแรงดันคิซีตรงเรียบ ขว สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.28



รูปที่ 3.28 เปรียบเทียบผลการทดลองและจำลองคลื่นแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และกระแสเอาต์พุต  $i_o$

ของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิทซ์ซิง 27, 31, 35 kHz

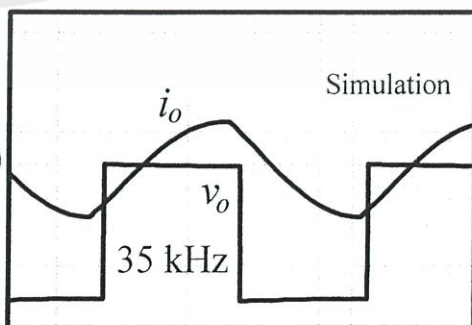
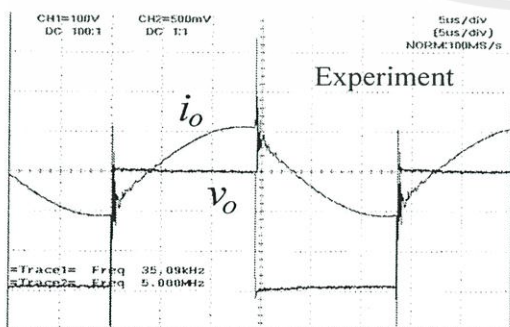
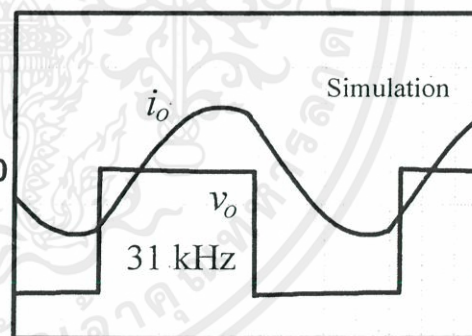
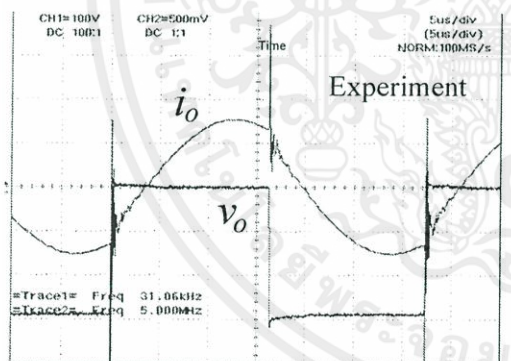
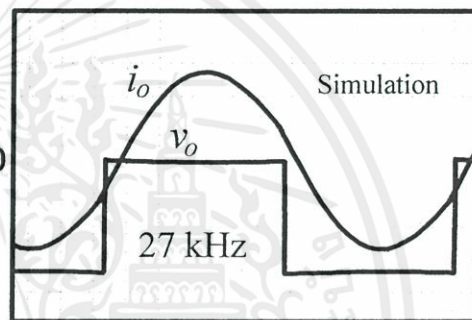
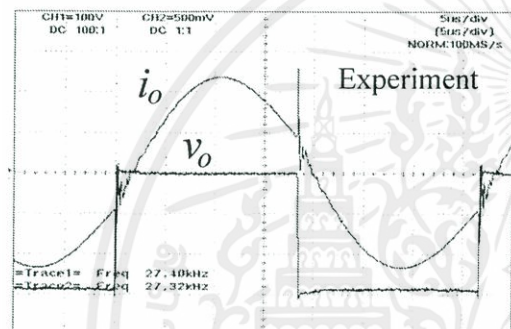
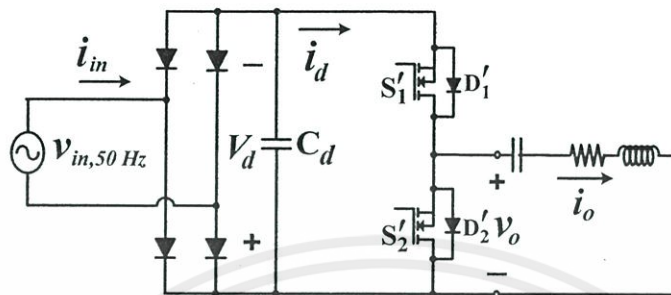
ลักษณะคลื่นแรงดันอินพุต  $V_d$  และกระแสอินพุต  $i_d$  ที่ได้จากการทดลองและจำลองด้วยโปรแกรม Pspice ที่ความถี่สวิทซ์ซึ่ง 27, 31, 35 kHz โดยแรงดันทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์  $V_d$  เป็นแรงดันสี่เหลี่ยมตรงเรียบขวก สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.29



รูปที่ 3.29 เปรียบเทียบผลการทดลองและจำลองคลื่นแรงดันอินพุต  $V_d$  และกระแสอินพุต  $i_d$

ของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิทซ์ซึ่ง 27, 31, 35 kHz

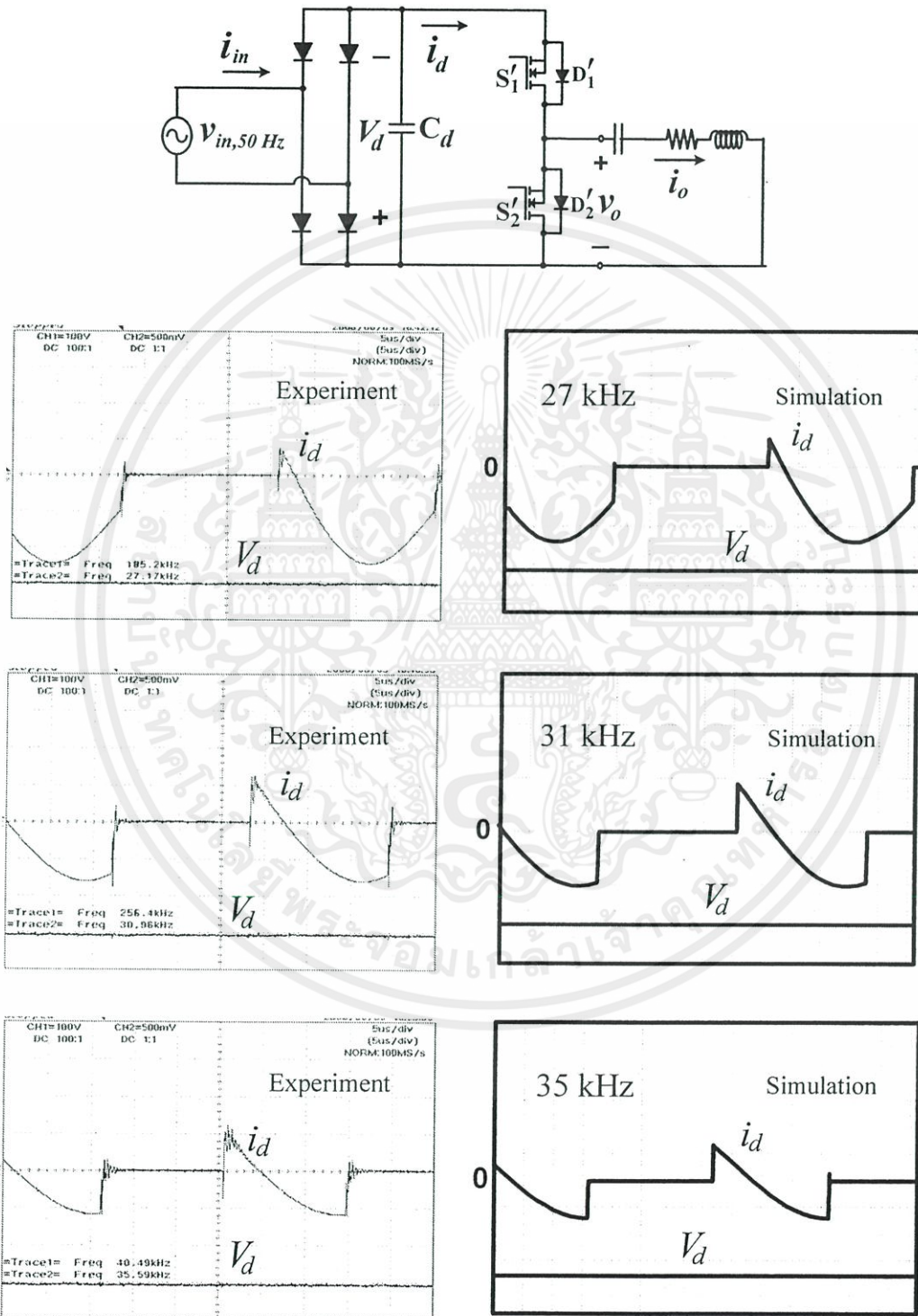
ลักษณะคลื่นแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และกระแสเอาต์พุต  $i_o$  ที่ได้จากการทดลองและจำลองด้วยโปรแกรม Pspice ที่ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 27, 31, 35 kHz โดยแรงดันทางด้านอินพุตของอินเวอร์เตอร์  $V_d$  เป็นแรงดันคี่ซึตรงเรียบ ลบ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.30



รูปที่ 3.30 เปรียบเทียบผลการทดลองและจำลองคลื่นแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และกระแสเอาต์พุต  $i_o$

ของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิตซ์ซิ่ง 27, 31, 35 kHz

ลักษณะคลื่นแรงดันอินพุท  $V_d$  และกระแสอินพุท  $i_d$  ที่ได้จากการทดลองและจำลองด้วยโปรแกรม Pspice ที่ความถี่สวิทซ์ซิง 27, 31, 35 kHz โดยแรงดันทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์  $V_d$  เป็นแรงดันคิซีตรงเรียบ บลบ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.31

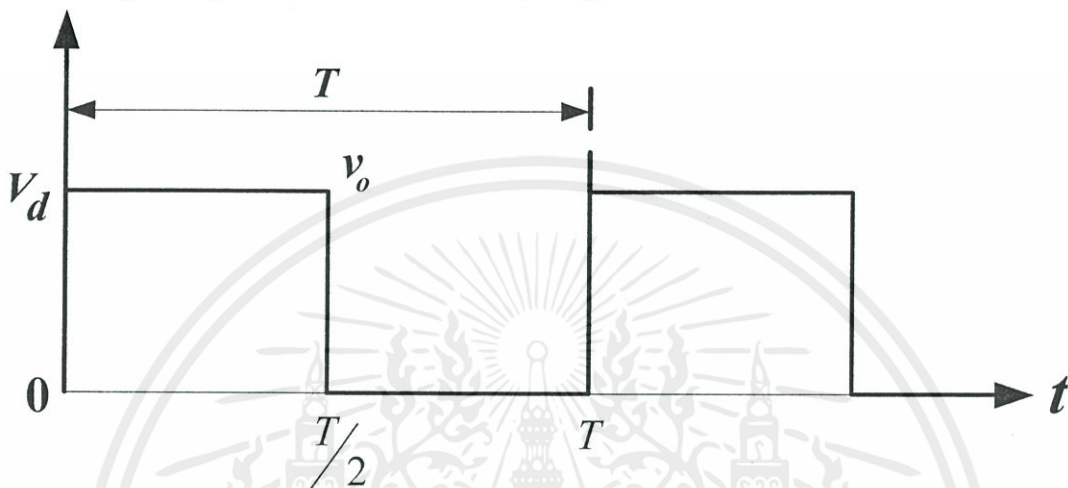


รูปที่ 3.31 เปรียบเทียบผลการทดลองและจำลองคลื่นแรงดันอินพุท  $V_d$  และกระแสเอาต์พุท  $i_d$  ของอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่สวิทซ์ซิง 27, 31, 35 kHz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.4 การวิเคราะห์หาแรงดัน  $v_o$  กระแส  $i_o$  และกำลังไฟฟ้า  $P_o$  ทางด้านเอาต์พุตของ วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์

การคำนวณหาองค์ประกอบต่างๆของคลื่นแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  ที่มีลักษณะเป็นคลื่นสแควร์  $+V_d$  สลับศูนย์ โดยการวิเคราะห์ด้วยอนุกรมฟูเรียร์



รูปที่ 3.32 คลื่นแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  ที่มีลักษณะเป็นคลื่นสแควร์  $+V_d$  สลับศูนย์

โดยจะเริ่มวิเคราะห์จากแรงดันเอาต์พุตที่มีลักษณะเป็นคลื่นสแควร์  $+V_d$  สลับศูนย์ดังรูปที่ 3.32 ดังนี้ :

$$v_o = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} [a_n \cos(n\omega_0 t) + b_n \sin(n\omega_0 t)] \tag{3.1}$$

โดยที่  $a_0$  ในสมการที่ 3.1 คือ :

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T v_o dt \tag{3.2}$$

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} V_d dt + \frac{1}{T} \int_{T/2}^T 0 dt$$

$$a_0 = \frac{1}{T} V_d t \Big|_0^{T/2}$$

$$a_0 = \frac{V_d}{2}$$

(3.3)

จะเห็นได้ว่า  $a_0$  คือค่าเฉลี่ยหรือองค์ประกอบดีซีของแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  ที่มีลักษณะเป็นคลื่นสแควร์  $+V_d$  สลับศูนย์

ส่วน  $a_n$  ในสมการที่ 3.1 คือ :

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_o \cos(n\omega_0 t) dt \quad (3.4)$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_d \cos(n\omega_0 t) dt + \frac{2}{T} \int_{T/2}^T (0) \cos(n\omega_0 t) dt$$

$$a_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_d \cos \left[ n \left( \frac{2\pi}{T} \right) t \right] dt$$

$$a_n = \frac{2}{T \left( \frac{2n\pi}{T} \right)} \int_0^{T/2} V_d \cos \left( \frac{2n\pi}{T} t \right) d \frac{2n\pi}{T} t$$

$$a_n = \frac{1}{n\pi} V_d \sin \left( \frac{2n\pi}{T} t \right) \Big|_0^{T/2}$$

จะได้

$$a_n = 0$$

(3.5)

ดังนั้นเทอม  $a_n \cos(n\omega_0 t)$  จะมีค่าเท่ากับศูนย์

$b_n$  ในสมการที่ 3.1 คือ :

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^T v_o \sin(n\omega_0 t) dt \quad (3.6)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_d \sin(n\omega_0 t) dt + \frac{2}{T} \int_{T/2}^T (0) \sin(n\omega_0 t) dt$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} V_d \sin \left[ n \left( \frac{2\pi}{T} \right) t \right] dt; \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T}$$

$$b_n = \frac{2}{T \left( \frac{2n\pi}{T} \right)} \int_0^{T/2} V_d \sin \left( \frac{2n\pi}{T} t \right) d \frac{2n\pi}{T} t$$

$$b_n = \left( -\frac{1}{n\pi} \right) V_d \cos \left( \frac{2n\pi}{T} t \right) \Big|_0^{T/2}$$

$$b_n = \left( -\frac{V_d}{n\pi} \right) [\cos(n\pi) - 1]$$

$$b_n = \left( \frac{V_d}{n\pi} \right) [1 - \cos(n\pi)]$$

จะได้

$$b_n = \frac{V_d}{n\pi} [1 - (-1)^n]$$

(3.7)

ซึ่งสามารถพิจารณาค่า  $b_n$  ที่  $n = 1, 2, 3, 4, 5, 6, \dots$  ได้ดังตารางที่ 3.5 ต่อไปนี้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.5 การพิจารณาค่า  $b_n$  ที่  $n = 1, 2, 3, 4, 5, 6, \dots$ 

พิจารณาค่า $b_n = \left(\frac{V_d}{n\pi}\right)[1 - (-1)^n]$			เมื่อ $n$
$\left(\frac{V_d}{1\pi}\right)[1 - (-1)^1]$	$\left(\frac{V_d}{\pi}\right)[1+1]$	$\left(\frac{V_d}{\pi}\right)[2]$	1
$\left(\frac{V_d}{2\pi}\right)[1 - (-1)^2]$	$\left(\frac{V_d}{2\pi}\right)[1-1]$	$\left(\frac{V_d}{2\pi}\right)[0]$	2
$\left(\frac{V_d}{3\pi}\right)[1 - (-1)^3]$	$\left(\frac{V_d}{3\pi}\right)[1+1]$	$\left(\frac{V_d}{3\pi}\right)[2]$	3
$\left(\frac{V_d}{4\pi}\right)[1 - (-1)^4]$	$\left(\frac{V_d}{4\pi}\right)[1-1]$	$\left(\frac{V_d}{4\pi}\right)[0]$	4
$\left(\frac{V_d}{5\pi}\right)[1 - (-1)^5]$	$\left(\frac{V_d}{5\pi}\right)[1+1]$	$\left(\frac{V_d}{5\pi}\right)[2]$	5
$\left(\frac{V_d}{6\pi}\right)[1 - (-1)^6]$	$\left(\frac{V_d}{6\pi}\right)[1+1]$	$\left(\frac{V_d}{6\pi}\right)[0]$	6
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.5 (ต่อ) การพิจารณาค่า  $b_n$  ที่  $n = 1, 2, 3, 4, 5, 6, \dots$

$b_n$	เมื่อ $n$
$\left(\frac{2V_d}{\pi}\right)\frac{1}{1}$	1
0	2
$\left(\frac{2V_d}{\pi}\right)\frac{1}{3}$	3
0	4
$\left(\frac{2V_d}{\pi}\right)\frac{1}{5}$	5
0	6
$\vdots$	$\vdots$
$\left(\frac{2V_d}{\pi}\right)\frac{1}{n}$	$n$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ดังนั้นจะสามารถเขียนคลื่นแรงดันเอาท์พุท  $v_o$  ลักษณะสแควร์  $+V_d$  สลับศูนย์ ในเทอมของ  $b_n$  ได้ดังสมการที่ 3.8 ดังนี้ :

$$\sum_{n=1}^{\infty} b_n \sin(n\omega_o t) = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[ \left( \frac{2V_d}{\pi} \right) \left( \frac{1}{n} \right) \sin(n\omega_o t) \right] \quad (3.8)$$

จากค่า  $a_0$  และ  $b_n$  ที่ได้สามารถนำมาเขียนสมการแรงดันเอาท์พุท  $v_o$  ได้ดังนี้ :

$$v_o = \frac{V_d}{2} + \left( \frac{2V_d}{\pi} \right) \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[ \frac{1}{n} \sin(n\omega_o t) \right] \quad (3.9)$$

โดยที่  $n = 1, 3, 5, \dots$  ( $n$  เป็นเลขจำนวนคี่)

จะเห็นได้ว่าแรงดันเอาท์พุท  $v_o$  ที่มีลักษณะเป็นคลื่นสแควร์  $+V_d$  สลับศูนย์นั้นจะประกอบด้วยแรงดันคี่และแรงดันเอชี่หลายๆ ความถี่ตั้งแต่ความถี่ต่ำสุดคือความถี่ฟันดาเมนทอล และความถี่อื่นที่สูงขึ้นไปของกลุ่มความถี่ฮาร์โมนิกส์ที่ 3, 5, 7, ... โดยมีขนาดของความถี่ต่างๆ ดังแสดงด้วยแถบสเปกตรัมในรูปที่ 3.33



รูปที่ 3.33 แถบสเปกตรัมของแรงดันเอาท์พุท  $v_o$  ลักษณะคลื่นสแควร์  $+V_d$  สลับศูนย์

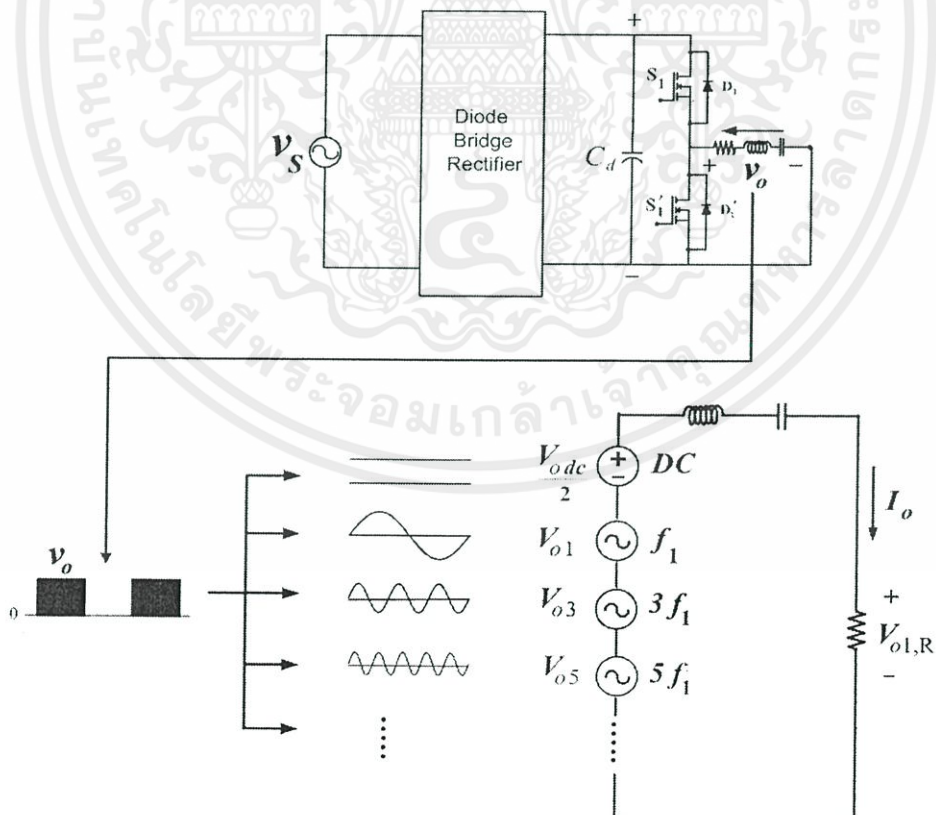
นำสมการที่ 3.9 ของแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  มาเขียนใหม่อีกครั้งจะได้

$$v_o = \frac{V_d}{2} + \left( \frac{2V_d}{\pi} \right) \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \left[ \frac{1}{n} \sin(n\omega_o t) \right]$$

โดยสามารถเขียนเป็นสมการในแต่ละองค์ประกอบได้ดังนี้

$$v_o = \frac{V_d}{2} + \frac{2V_d}{\pi} \left[ \frac{1}{1} \sin(1\omega_o t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega_o t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega_o t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega_o t) + \dots \right] \quad (3.10)$$

นำองค์ประกอบต่างๆของสมการแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  จากด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์ไปป้อนให้กับวงจรโหลด RLC โดยใช้หลักการของ Super position เพื่อคำนวณหาสมการกระแสเอาต์พุต  $i_o$  ของอินเวอร์เตอร์ จะได้ดังรูปที่ 3.34



รูปที่ 3.34 คลื่นกระแสเอาต์พุต  $i_o$  พิจารณาจากองค์ประกอบต่างๆของคลื่นแรงดัน

เอาต์พุต  $v_o$  ซึ่งประกอบด้วย  $\frac{V_{o,dc}}{2}, v_{o1}, v_{o3}, \dots$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เมื่อนำแรงดันเอาต์พุตของ  $v_{o1}, v_{o3}, v_{o5}, \dots$  แต่ละความถี่มาหารด้วยอิมพีแดนซ์  $Z$  ของความถี่นั้นๆ ก็จะได้กระแส  $i_{o1}, i_{o3}, i_{o5}, \dots$  ส่วนกระแส  $i_{o,dc}$  จะเป็นศูนย์เนื่องจาก C ทำหน้าที่เป็น High Impedance  $\frac{V_d}{2}$  จึงไม่มีกระแสคี่ซีโพลในวงจร ดังนั้น  $v_o$  ในสมการที่ 3.10 สามารถนำมาแปลงเป็นสมการกระแส  $i_o$  ได้โดยมีขั้นตอนดังนี้ :

$$v_o = \frac{V_d}{2} + \frac{2V_d}{\pi} \left[ \frac{1}{1} \sin(1\omega_o t) + \frac{1}{3} \sin(3\omega_o t) + \frac{1}{5} \sin(5\omega_o t) + \frac{1}{7} \sin(7\omega_o t) + \dots \right]$$

$$v_o = \left[ \frac{2V_d}{\pi} \cdot \frac{1}{1} \sin(1\omega_o t) + \frac{2V_d}{\pi} \cdot \frac{1}{3} \sin(3\omega_o t) + \frac{2V_d}{\pi} \cdot \frac{1}{5} \sin(5\omega_o t) + \frac{2V_d}{\pi} \cdot \frac{1}{7} \sin(7\omega_o t) + \dots \right] \quad (3.11)$$

$$= \left[ \begin{array}{l} v_{o1} + v_{o3} + \\ v_{o5} + v_{o7} + \dots \end{array} \right]$$

$$i_o = \left[ \begin{array}{l} i_{o1} + i_{o3} + \\ i_{o5} + i_{o7} + \dots \end{array} \right]$$

$$= \left[ \begin{array}{l} \frac{v_{o1}}{Z_1} + \frac{v_{o3}}{Z_3} + \\ \frac{v_{o5}}{Z_5} + \frac{v_{o7}}{Z_7} + \dots \end{array} \right]$$

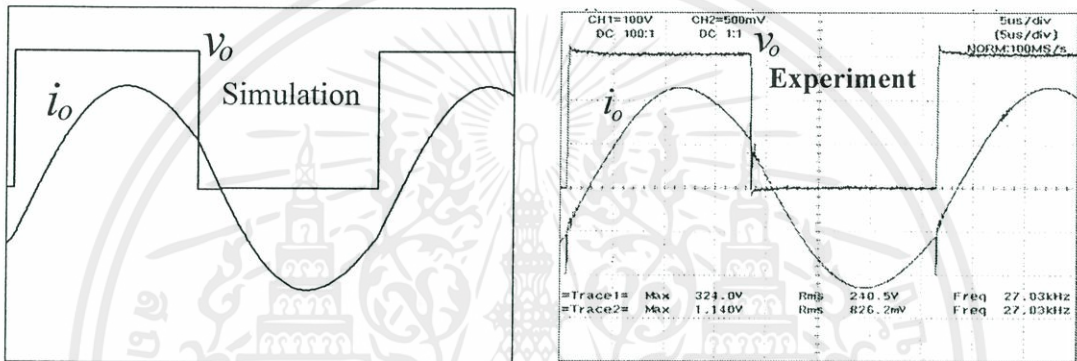
$$i_o = \left[ \begin{array}{l} \frac{2V_d}{\pi} \cdot \frac{1}{Z_1 \cdot 1} \sin(1\omega_o t - \theta_1) + \frac{2V_d}{\pi} \cdot \frac{1}{Z_3 \cdot 3} \sin(3\omega_o t - \theta_3) + \\ \frac{2V_d}{\pi} \cdot \frac{1}{Z_5 \cdot 5} \sin(5\omega_o t - \theta_5) + \frac{2V_d}{\pi} \cdot \frac{1}{Z_7 \cdot 7} \sin(7\omega_o t - \theta_7) + \dots \end{array} \right] \quad (3.12)$$

ในส่วนของมุม  $\theta_1, \theta_3, \theta_5, \theta_7, \dots$  ในสมการที่ 3.12 ซึ่งเป็นมุมต่างเฟสระหว่างแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และกระแสเอาต์พุต  $i_o$  ของความถี่ฮาร์โมนิกส์ต่างๆ นั้นสามารถคำนวณหาได้โดยอาศัยสมการที่

3.13 ดังนี้ เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

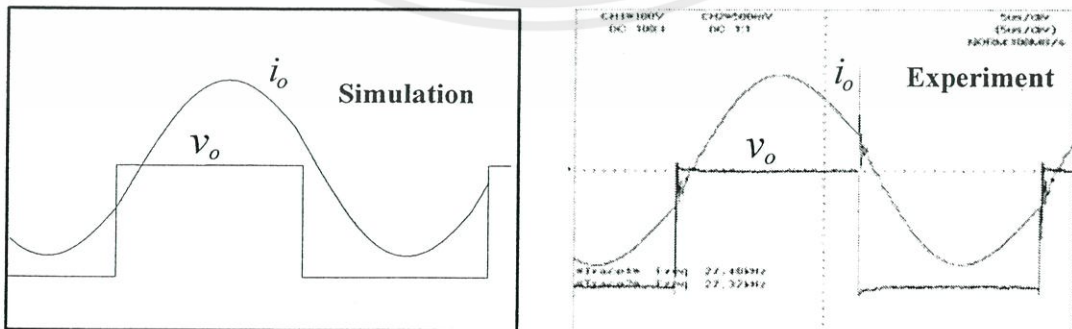
$$\left[ \begin{array}{l} \theta_1 = \tan^{-1} \left( \frac{\omega_0 L - (1/\omega_0 C)}{R} \right) \quad \theta_3 = \tan^{-1} \left( \frac{3\omega_0 L - (1/3\omega_0 C)}{R} \right) \\ \theta_5 = \tan^{-1} \left( \frac{5\omega_0 L - (1/5\omega_0 C)}{R} \right) \quad \theta_7 = \tan^{-1} \left( \frac{7\omega_0 L - (1/7\omega_0 C)}{R} \right) \\ \vdots \end{array} \right] \quad (3.13)$$

ซึ่งเมื่อนำสมการ  $v_o$  และ  $i_o$  ในสมการที่ 3.11 และ 3.12 พร้อมกับมุมต่างเฟส  $\theta_1, \theta_3, \theta_5, \theta_7, \dots$  ในสมการที่ 3.13 ไปคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB และนำค่าคำนวณที่ได้ไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองที่ความถี่สวิตซ์ 27 kHz ในกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบบวกก็จะสามารถแสดงผลการเปรียบเทียบได้ดังรูปที่ 3.35 ซึ่งปรากฏว่าคลื่นทั้งสองกรณีมีลักษณะที่ใกล้เคียงกัน



รูปที่ 3.35 ผลการเปรียบเทียบลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสเอาต์พุต  $v_o, i_o$  จากการคำนวณด้วย MATLAB และการทดลอง ที่ความถี่สวิตซ์ 27 kHz กรณีแรงดันดีซีตรงเรียบบวก

ส่วนในกรณีตรงข้ามซึ่งเป็นกรณีของแรงดันดีซีตรงเรียบลบนั้นก็สามารถใช้หลักการและขั้นตอนการพิจารณาเหมือนกับกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบบวก โดยสามารถแสดงผลการคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB พร้อมทั้งผลการทดลองเปรียบเทียบของแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และ  $i_o$  ที่ค่าความถี่สวิตซ์ 27 kHz เดียวกันได้ดังแสดงในรูปที่ 3.36 ซึ่งจากผลการเปรียบเทียบจะเห็นได้ว่าลักษณะคลื่นแรงดัน  $v_o$  และกระแสเอาต์พุต  $i_o$  ที่ได้มีลักษณะที่ใกล้เคียงกันดังนี้ :

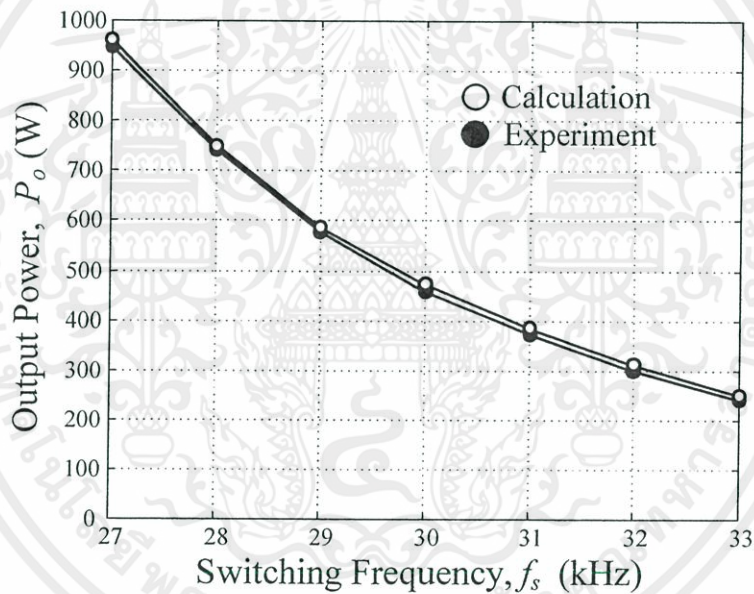


รูปที่ 3.36 ผลการเปรียบเทียบลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสเอาต์พุต  $v_o, i_o$  จากการคำนวณด้วย MATLAB และการทดลอง ที่ความถี่สวิตซ์ 27 kHz กรณีแรงดันดีซีตรงเรียบลบ

ส่วนค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_o$  ที่ความถี่สวิตซิ่งต่างๆของวงจรอินเวอร์เตอร์ก็สามารถคำนวณได้ดังสมการที่ 3.14 ดังนี้

$$P_o = V_{o1}I_{o1} \cos \theta_1 + V_{o2}I_{o2} \cos \theta_2 + V_{o3}I_{o3} \cos \theta_3 \dots \quad (3.14)$$

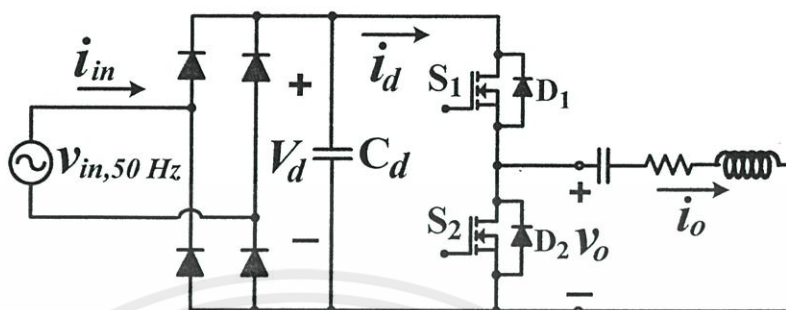
โดยที่ค่าแรงดัน กระแสและมุมต่างเฟสที่ความถี่ต่างๆ  $V_{o1}, I_{o1}, \theta_1$  ;  $V_{o2}, I_{o2}, \theta_2$  และ  $V_{o3}, I_{o3}, \theta_3$  ได้แสดงไว้แล้วในสมการที่ 3.11, 3.12 และ 3.13 ตามลำดับ ซึ่งเมื่อนำไปพล็อตกราฟ  $P_o$  vs.  $f_s$  ที่ความถี่สวิตซิ่ง 27 kHz, 28 kHz, 29 kHz, ..., จนถึง 33 kHz โดยอาศัยโปรแกรม MATLAB พร้อมก็นำไปเทียบกับผลการทดลองก็จะได้ผลการเปรียบเทียบดังแสดงในรูปที่ 3.37 ซึ่งปรากฏว่าได้ผลที่ใกล้เคียงกัน



รูปที่ 3.37 ผลการเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_o$  ที่ความถี่สวิตซิ่ง  $f_s$  เท่ากับ 27 kHz, 28 kHz, 29 kHz, ..., 33 kHz จากการคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB และการทดลอง

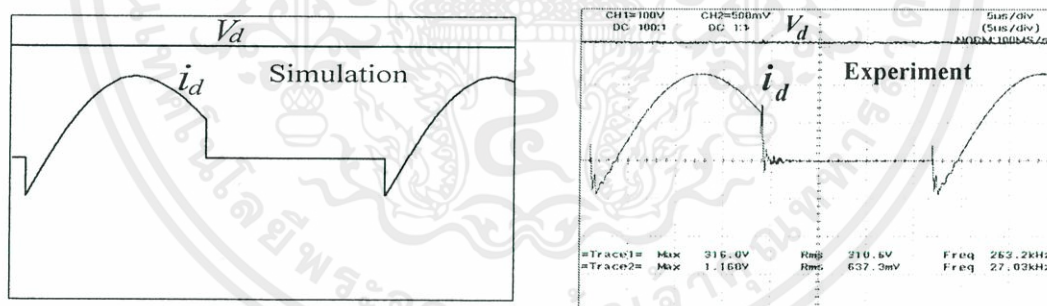
ส่วนในกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบลบกี้สามารถคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_o$  ได้ในทำนองเดียวกับกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบบวกและจะได้ผลการเปรียบเทียบในรูปกราฟเดียวกับกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบบวกในรูปที่ 3.37

### 3.3.5 การวิเคราะห์หาแรงดัน $V_d$ กระแส $i_d$ และกำลังไฟฟ้า $P_d$ ทางด้านอินพุทของ วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์



รูปที่ 3.38 ตำแหน่งและทิศทางของแรงดันคิซีตรงเรียบบวก  $V_d$  และกระแส  $i_d$  ทางด้านอินพุทของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์

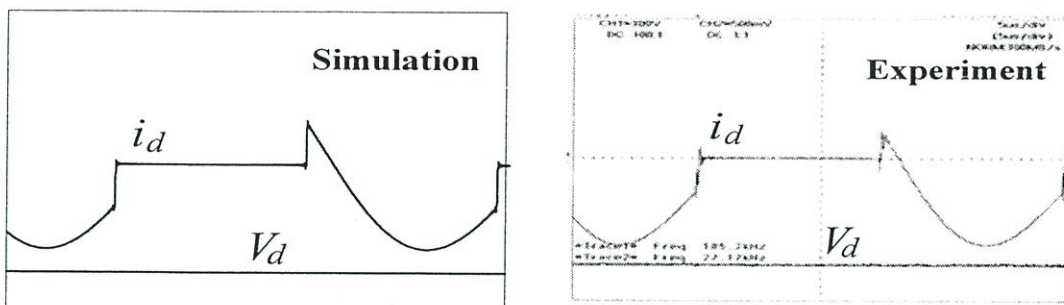
ในการวิเคราะห์ลักษณะคลื่นแรงดัน  $V_d$  และกระแส  $i_d$  ทางด้านคิซีอินพุทของวงจรอินเวอร์เตอร์ สามารถคำนวณได้โดยอาศัยสมการที่ 3.12 ของกระแสเอาต์พุท  $i_o$  เฉพาะในช่วงที่มีพัลส์แรงดันค่า  $+V_d$  ของแรงดันเอาต์พุท  $v_o$  ซึ่งเมื่อนำไปคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB ที่ความถี่สวิตชิ่ง 27 kHz และนำผลคำนวณที่ได้ไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองก็จะได้ดังรูปที่ 3.39 ซึ่งปรากฏว่ามีลักษณะของคลื่นทั้งสองกรณีที่ใกล้เคียงกัน



รูปที่ 3.39 ผลการเปรียบเทียบลักษณะคลื่น  $V_d$  และ  $i_d$  จากการคำนวณด้วย MATLAB และการทดลองที่ความถี่สวิตชิ่ง 27 kHz กรณีแรงดันคิซีตรงเรียบบวก

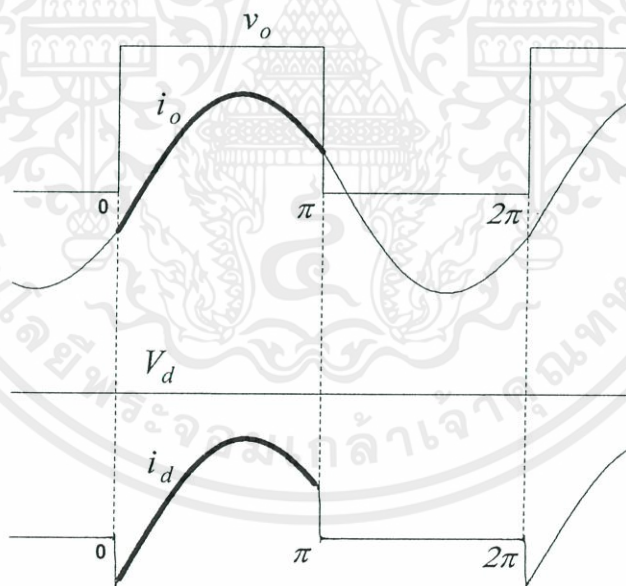
ส่วนในกรณีตรงข้ามซึ่งเป็นกรณีของแรงดันคิซีตรงเรียบลบนั้นก็สามารถใช้หลักการและขั้นตอนการพิจารณาเหมือนกับกรณีแรงดันคิซีตรงเรียบบวก โดยสามารถแสดงผลการคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB พร้อมกับผลการทดลองเปรียบเทียบของแรงดันคิซีอินพุท  $V_d$  และกระแสอินพุท  $i_d$  ทางด้านคิซีอินพุทของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความถี่สวิตชิ่ง 27 kHz เดียวกันได้ดังแสดงในรูปที่ 3.40 ซึ่งจากผลการเปรียบเทียบจะเห็นได้ว่าลักษณะคลื่นแรงดัน  $V_d$  และกระแสอินพุท  $i_d$  ของทั้งสองกรณีที่ได้มีลักษณะใกล้เคียงกัน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.40 ผลการเปรียบเทียบลักษณะคลื่น  $V_d$  และ  $i_d$  จากการคำนวณด้วย MATLAB และการทดลองที่ความถี่สวิตซ์ซึ่ง 27 kHz กรณีแรงดันดีซีตรงเรียบลบ

ในการคำนวณหาค่าเฉลี่ย  $I_d$  ของกระแส  $i_d$  ทางด้านอินพุทของวงจรรินเวอร์เตอร์ สามารถหาได้จากกระแส  $i_o$  ทางด้านเอาต์พุทของวงจรรินเวอร์เตอร์ เนื่องจากกระแส  $i_d$  ทางด้านอินพุทของวงจรรินเวอร์เตอร์จะเป็นกระแสเดียวกับกระแส  $i_o$  ทางด้านเอาต์พุทเฉพาะในช่วงที่มีแรงดันพัลส์บวกของเอาต์พุทซึ่งตรงกับโหมดรีเจนและโหมดเฟาเวอร์เท่านั้น โดยสามารถเขียนแสดงคลื่นกระแส  $i_d$  นี้เปรียบเทียบกับคลื่นกระแส  $i_o$  ในช่วงที่มีแรงดันพัลส์เอาต์พุทได้ดังรูปที่ 3.41



รูปที่ 3.41 ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสทางด้านอินพุทของวงจรรินเวอร์เตอร์โดยเขียนเทียบกับคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุทของวงจรรินเวอร์เตอร์

จากลักษณะคลื่นกระแส  $i_d$  ทางด้านอินพุทของวงจรรินเวอร์เตอร์ สามารถนำมาคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุท  $P_d$  ได้โดย นำกระแสเอาต์พุท  $i_o$  โดยประมาณเฉพาะในช่วงที่มีพัลส์แรงดันค่า  $+V_d$  ของแรงดันเอาต์พุท  $v_o$  มาหาค่าเฉลี่ย จากนั้นจึงนำค่า  $I_d$  ที่ได้ไปคูณกับแรงดันดีซีตรง

เรียบรวม  $V_d$  ทางด้านอินพุท ก็จะได้ค่าของกำลังไฟฟ้าดีซี  $P_d$  ทางด้านอินพุทของอินเวอร์เตอร์นี้ ซึ่งสามารถแสดงรายละเอียดขั้นตอนการคำนวณได้ดังสมการที่ 3.15 และ 3.16 ดังนี้ :

$$\begin{aligned}
 I_d &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi i_o d\theta \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{2V_d}{\pi} \left[ \frac{1}{Z_1 \cdot 1} \sin(1 \cdot \omega_o \cdot t - \theta_1) + \frac{1}{Z_3 \cdot 3} \sin(3 \cdot \omega_o \cdot t - \theta_3) + \right. \\
 &\quad \left. \frac{1}{Z_5 \cdot 5} \sin(5 \cdot \omega_o \cdot t - \theta_5) + \frac{1}{Z_7 \cdot 7} \sin(7 \cdot \omega_o \cdot t - \theta_7) + \dots \right] d(\theta) \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{2V_d}{\pi} \left[ \frac{1}{Z_1 \cdot 1} \sin(1 \cdot \omega_o \cdot t - \theta_1) + \frac{1}{Z_3 \cdot 3} \sin(3 \cdot \omega_o \cdot t - \theta_3) + \right. \\
 &\quad \left. \frac{1}{Z_5 \cdot 5} \sin(5 \cdot \omega_o \cdot t - \theta_5) + \frac{1}{Z_7 \cdot 7} \sin(7 \cdot \omega_o \cdot t - \theta_7) + \dots \right] d(\omega_o t) \\
 I_d &= \frac{V_d}{\pi^2} \left[ \frac{1}{Z_1 \cdot 1^2} [\cos(-\theta_1) - \cos(\pi - \theta_1)] + \frac{1}{Z_3 \cdot 3^2} [\cos(-\theta_3) - \cos(\pi - \theta_3)] + \right. \\
 &\quad \left. \frac{1}{Z_5 \cdot 5^2} [\cos(-\theta_5) - \cos(\pi - \theta_5)] + \frac{1}{Z_7 \cdot 7^2} [\cos(-\theta_7) - \cos(\pi - \theta_7)] + \dots \right] \quad (3.15)
 \end{aligned}$$

โดยที่

$$\begin{aligned}
 Z_1 &= \sqrt{R^2 + \left(1 \cdot \omega_o L - \frac{1}{1 \cdot \omega_o C}\right)^2} \\
 Z_3 &= \sqrt{R^2 + \left(3 \cdot \omega_o L - \frac{1}{3 \cdot \omega_o C}\right)^2} \\
 Z_5 &= \sqrt{R^2 + \left(5 \cdot \omega_o L - \frac{1}{5 \cdot \omega_o C}\right)^2} \\
 Z_7 &= \sqrt{R^2 + \left(7 \cdot \omega_o L - \frac{1}{7 \cdot \omega_o C}\right)^2} \\
 &\quad \vdots
 \end{aligned} \quad (3.16)$$

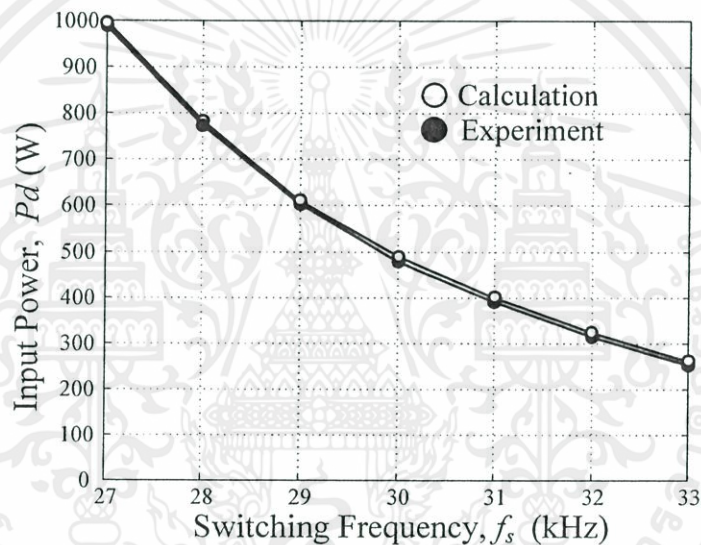
ดังนั้นจะสามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า  $P_d$  ทางด้านอินพุทของวงจรอินเวอร์เตอร์ในรูปความถี่  $\omega_o$  ในขั้นตอนสุดท้ายได้ดังในสมการที่ 3.17 ดังนี้ :

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_d = V_d I_d$$

$$= \frac{V_d^2}{\pi^2} \left[ \frac{1}{Z_1 \cdot 1^2} [\cos(-\theta_1) - \cos(\pi - \theta_1)] + \frac{1}{Z_3 \cdot 3^2} [\cos(-\theta_3) - \cos(\pi - \theta_3)] + \frac{1}{Z_5 \cdot 5^2} [\cos(-\theta_5) - \cos(\pi - \theta_5)] + \frac{1}{Z_7 \cdot 7^2} [\cos(-\theta_7) - \cos(\pi - \theta_7)] \dots \right] \quad (3.17)$$

ซึ่งเมื่อนำสมการที่ได้นี้ไปคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB ที่ความถี่สวิตซิ่ง 27 kHz และนำผลการคำนวณที่ได้ไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองก็จะได้ผลการเปรียบเทียบดังแสดงในรูปที่ 3.42 ซึ่งปรากฏว่ามีลักษณะของคลื่นทั้งสองกรณีที่ใกล้เคียงกัน



รูปที่ 3.42 ผลการเปรียบเทียบค่ากำลังไฟฟ้าอินพุต  $P_d$  ที่ได้จากการคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB และผลการทดลองที่ความถี่สวิตซิ่ง  $f_s$  เท่ากับ 27 kHz, 28 kHz, 29 kHz, ..., 33 kHz

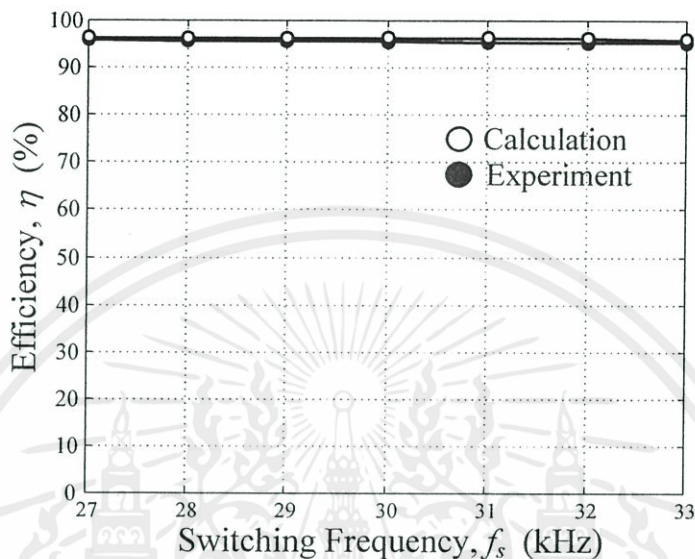
ส่วนในกรณีแรงดันคี่ซิงตรงเรียบลบก็สามารถคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าคี่  $P_d$  ด้านอินพุตได้ ในทำนองเดียวกับกรณีแรงดันคี่ซิงตรงเรียบบวกและจะได้ผลการเปรียบเทียบในรูปกราฟเดียวกับกรณีแรงดันคี่ซิงตรงเรียบบวกในรูปที่ 3.42

### 3.3.6 ประสิทธิภาพและสมรรถนะของอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์

จากค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_o$  ซึ่งได้วิเคราะห์รายละเอียดในหัวข้อที่ 3.3.3 และได้แสดงผลการวิเคราะห์ด้วยเส้นกราฟ  $P_o$  vs.  $f_s$  ไว้ในรูปกราฟที่ 3.47 ส่วนในกรณีกำลังไฟฟ้า  $P_d$  ทางด้านคี่อินพุตก็ได้วิเคราะห์รายละเอียดไว้ในหัวข้อที่ 3.3.4 และได้แสดงผลการวิเคราะห์ด้วยเส้นกราฟ  $P_d$  vs.  $f_s$  ไว้ในรูปกราฟที่ 3.52 ดังนั้นกำลังไฟฟ้าทั้งสองนี้สามารถนำมาคำนวณหาค่า

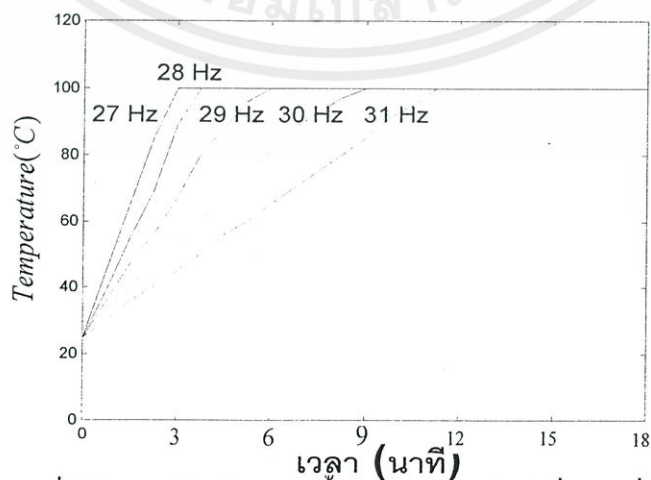
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งยังมีให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประสิทธิภาพการแปลงกำลังไฟฟ้า  $\eta$  ของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ได้ด้วยอัตราส่วน  $[P_o/P_d] \times 100$  ซึ่งจะได้เส้นกราฟ  $\eta$  vs.  $f_s$  ที่ค่าความถี่สวิตซ์ซึ่งต่างๆดังรูปที่ 3.43 ซึ่งมีค่าประสิทธิภาพเท่ากับ 95%



รูปที่ 3.43 ประสิทธิภาพการแปลงกำลังไฟฟ้า  $\eta$  ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ ที่ความถี่สวิตซ์ซึ่งต่างๆจากการคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB เปรียบเทียบกับผลการทดลอง

และเมื่อนำวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์นี้ไปใช้ทดลองจริงกับเครื่องต้มขนาดเล็กเพื่อทดสอบหาเวลาที่ใช้ในการต้มเดือดของน้ำ โดยให้ความถี่สวิตซ์ซึ่งค่าต่างๆคือ 27 kHz, 28 kHz, 29 kHz, 30 kHz, 31 kHz รวม 5 ความถี่ ปรากฏว่าเวลาที่ใช้ในการต้มเดือดจะมีค่าแตกต่างกัน โดยจะใช้เวลาในการต้มเดือดมากขึ้นเมื่อความถี่สวิตซ์ซึ่งเพิ่มขึ้นและสามารถต้มน้ำปริมาตร 0.5 ลิตรให้เดือดได้เร็วสุด 3 นาทีที่ความถี่สวิตซ์ซึ่ง 27 kHz ดังแสดงในรูปที่ 3.44



รูปที่ 3.44 เวลาที่ใช้ในการต้มเดือดของน้ำปริมาตร 0.5 ลิตร ที่ความถี่สวิตซ์ซึ่งต่างๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 3.4 บทสรุป

1. ได้นำเสนอหลักการวิเคราะห์ห้วงจรสมมูลของวงจร Rectifier ทั้งกรณีแรงดันดีซีตรง เรียบบวกและกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบลบ โดยพิจารณาจากตำแหน่งด้านดีซีเอาต์พุตที่มีโหลด ความต้านทาน R พร้อม C-filter ขนาดใหญ่ต่ออยู่ เพื่อนำไปใช้ในการพิจารณาลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสเอาต์พุต  $V_d$  และ  $i_d$  ทางด้านดีซีเอาต์พุต ซึ่งยังสามารถนำไปพิจารณาหาลักษณะคลื่นแรงดัน กระแส  $v_s$  และ  $i_s$  ทางด้านเอซีอินพุตของวงจร Rectifier ได้

2. ได้นำเสนอหลักการการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ทั้งกรณีอินพุตป้อนด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบบวกและกรณีอินพุตป้อนด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบลบ เพื่อให้เข้าใจ หลักการทำงานและความแตกต่างของวงจรอินเวอร์เตอร์ทั้งสองกรณี นอกจากนั้นยังได้ยืนยัน ความถูกต้องของหลักการพิจารณาด้วยการเปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรม Pspice และผลการทดลอง

3. ได้นำคลื่นสแควร์  $v_o$  จากเอาต์พุตอินเวอร์เตอร์ไปวิเคราะห์หาสมการของ องค์ประกอบ  $v_{o1}, v_{o3}, v_{o5}, \dots$  แล้วนำไปป้อนวงจรโหลด RLC เรโซแนนท์ เพื่อนำไปหาสมการของกระแสโหลด  $i_{o1}, i_{o3}, i_{o5}, \dots$  พร้อมทั้งสมการของมุมต่างเฟส  $\theta_1, \theta_3, \theta_5, \dots$  ซึ่งสมการทั้งสามนี้สามารถนำไปคำนวณหาลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสเอาต์พุต  $v_o, i_o$  และกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_o$  ที่ความถี่สวิตซ์ต่างๆ ตลอดจนนำไปคำนวณหาลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสทางด้านดีซี อินพุต  $V_d, i_d$  และกำลังไฟฟ้าอินพุต  $P_d$  และในตอนท้ายยังได้นำ  $P_o$  และ  $P_d$  ไปคำนวณหา ประสิทธิภาพการแปลงกำลังไฟฟ้าของอินเวอร์เตอร์พร้อมทั้งสมรรถนะในการต้มเดือดของน้ำ ปริมาตร 0.5 ลิตรที่ความถี่สวิตซ์ต่างๆ

## บทที่ 4

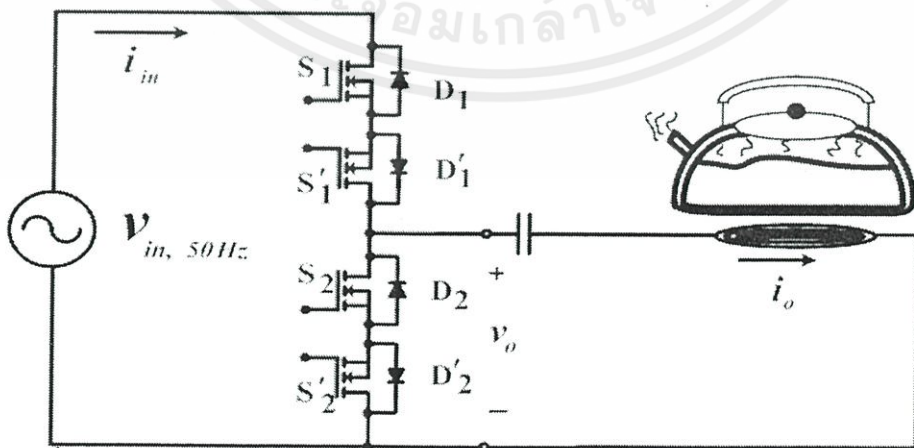
# หลักการสร้างวงจรแปลงตรง AC-AC Converter จากวงจร AC-DC-AC Converter ชนิดแรงดัน DC ตรงเรียบบวกและลบพร้อม หลักการทำงาน

### 4.1 บทนำ

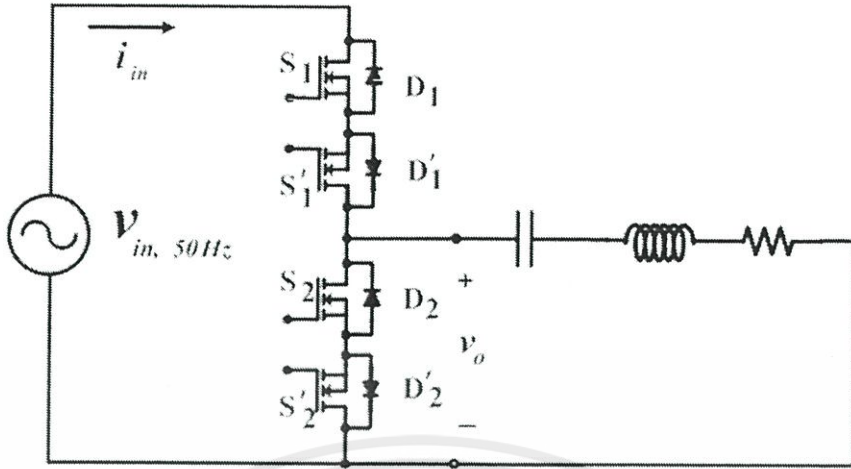
ในบทนี้จะกล่าวถึงที่มาของวงจร AC-AC Converter โดยทำการพิจารณาจากวงจร AC-DC-AC Converter ทั่วไปที่ได้รับแรงดันดีซีตรงเรียบบวกและแรงดันดีซีตรงเรียบลบ จากนั้นจะทำการเปรียบเทียบโหมดการทำงานของวงจร AC-AC Converter กับกรณีวงจร AC-DC-AC Converter ทั้งในช่วงครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบของแรงดัน ไซน์อินพุต 50 Hz และในตอนท้ายจะกล่าวถึงลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆในวงจร AC-AC Converter นี้ โดยเปรียบเทียบกับลักษณะคลื่นของกรณี AC-DC-AC Converter ทั้งในช่วงครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบของแรงดัน ไซน์อินพุต 50 Hz ของวงจร AC-AC Converter นี้

### 4.2 ที่มาของวงจร AC-AC Converter โดยพิจารณาจากวงจร AC-DC-AC Converter

วงจร AC-AC Converter ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้มีโหลดเป็นเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูงดังแสดงในรูปที่ 4.1 ซึ่งโหลดดังกล่าวสามารถเขียนแทนด้วยวงจรสมมูล RL และเมื่อนำไปต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ C ที่เพิ่มเข้าไปในวงจรก็จะประกอบกันขึ้นเป็นวงจร RLC ซีรีส์เรโซแนนซ์ทางด้านเอาต์พุตของวงจร AC-AC Converter ดังแสดงในรูปที่ 4.2

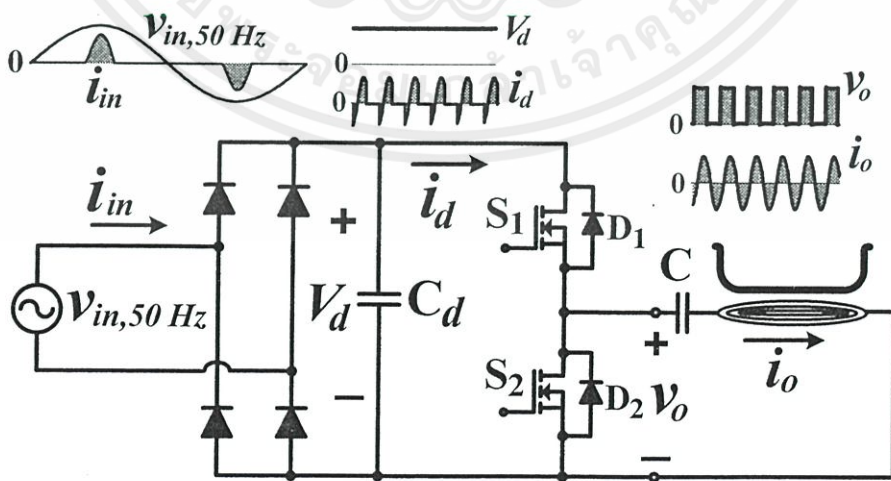


รูปที่ 4.1 วงจร AC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์จ่ายโหลดเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูง



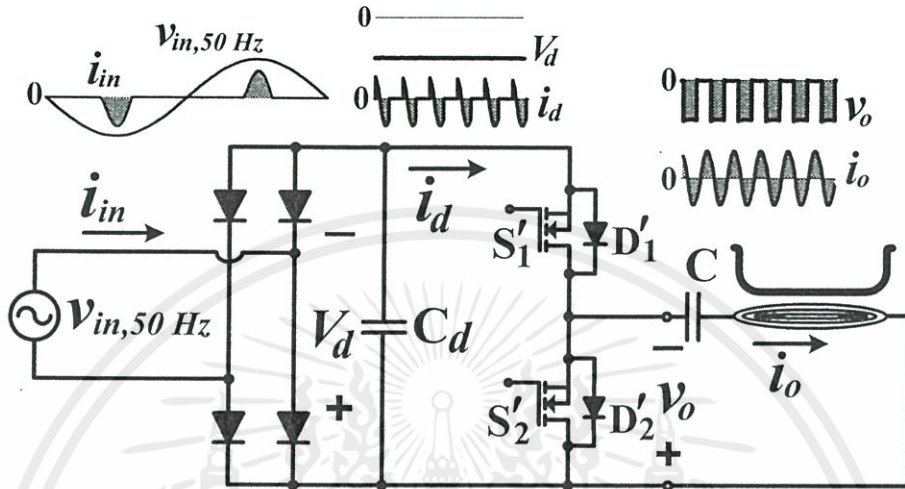
รูปที่ 4.2 วงจรสมมูลทางค่านเอาต์พุตของ AC-AC Converter กรณีโหลด RL เป็นเครื่องค้ำ  
เหนี่ยวนำความถี่สูงสามารถเขียนแทนด้วยวงจร RLC ซีรีส์เรโซแนนท์

ลักษณะวงจร AC-AC Converter ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ มีแนวความคิดมาจากอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ที่ทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบบวกของกรณีวงจร AC-DC-AC Converter ทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 4.3 ซึ่งจะให้ผลการทำงานเหมือนอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ของวงจร AC-AC Converter ที่ทำงานด้วยแรงดันเฉพาะซีกบวกของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz ในขณะที่อินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ที่ทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบลบของกรณีวงจร AC-DC-AC Converter ทั่วไปดังแสดงในรูปที่ 4.4 จะให้ผลการทำงานเหมือนอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ของวงจร AC-AC Converter ที่ทำงานด้วยแรงดันเฉพาะซีกลบของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz



รูปที่ 4.3 วงจร AC-DC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์ทั่วไปที่ทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบบวก

นอกจากนั้นทั้งในวงจรรูปที่ 4.3 และวงจรรูปที่ 4.4 ยังได้แสดงให้เห็นลักษณะคลื่นแรงดัน กระแส  $v_{in}, i_{in}, V_d, i_d$  และ  $v_o, i_o$  ตามจุดต่างๆของวงจร เพื่อเปรียบเทียบให้เห็นความแตกต่างของคลื่นแรงดัน กระแสที่ได้ในแต่ละวงจร



รูปที่ 4.4 วงจร AC-DC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์ทั่วไปที่ทำงานด้วยแรงดันคิซีตรงเรียบลบ

จากหลักการดังกล่าวก็สามารถนำวงจร AC-DC-AC Converter ชนิดคิซีตรงเรียบบวกมาดัดแปลงและพัฒนาโดยการปลดไดโอด Bridge-Rectifier และตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ออกและต่อตรงเข้าหากันซึ่งจะได้วงจร AC-AC Converter ที่ทำงานด้วยแรงดันซีกบวกของแรงดัน ไซน์อินพุต 50 Hz ดังแสดงในรูปที่ 4.5

โดยจากตารางที่ 4.1 ในช่องที่ (1), (2) และ (3) แสดงลักษณะแรงดัน  $v_{in}$  จะเป็นคลื่น ไซน์อินพุต 50 Hz ในขณะที่ช่องที่ (1) และ (2) จะมีกระแส  $i_{in}$  เหมือนกัน โดย  $i_{in}$  ใน 1 ไซเคิลจะมีพัลส์กระแสบวกและพัลส์กระแสลบตรงกับแรงดัน ไซน์ซีกบวกและแรงดัน ไซน์ซีกลบของคลื่น  $v_{in}$  ตามลำดับ ในขณะที่ช่อง (3) จะมีกระแส  $i_{in}$  เป็นคลื่นความถี่สูงที่บรรจุอยู่ในคลื่น ไซน์ความถี่ต่ำ 50 Hz และจะประกอบด้วยพัลส์กระแสลบและบวกสลับกับช่วงศูนย์ในแต่ละคาบเวลาของคลื่นความถี่สูงประมาณ 30 kHz โดยพัลส์กระแสบวกในบริเวณที่ตรงกับแรงดัน ไซน์อินพุต 50 Hz ซีกบวกจะมีเนื้อกระแสมากกว่าพัลส์กระแสลบ ส่วนในบริเวณที่ตรงกับแรงดัน ไซน์อินพุต 50 Hz ซีกลบ พัลส์กระแสบวกจะมีขนาดของเนื้อกระแสน้อยกว่าพัลส์กระแสลบ

ช่องที่ (4) แสดงลักษณะแรงดันคิซีตรงเรียบ  $V_d$  เป็นบวก ส่วนกระแส  $i_d$  มีลักษณะเป็นพัลส์ความถี่สูงประมาณ 30 kHz ซึ่งประกอบด้วยพัลส์กระแสบวกที่มีขนาดของเนื้อกระแสมากกว่าพัลส์กระแสลบในแต่ละคาบเวลาความถี่สูง

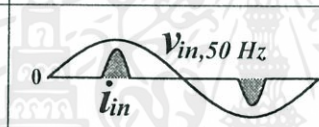
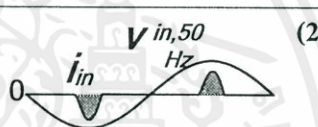
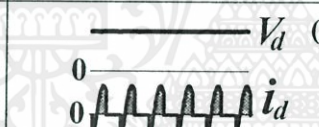



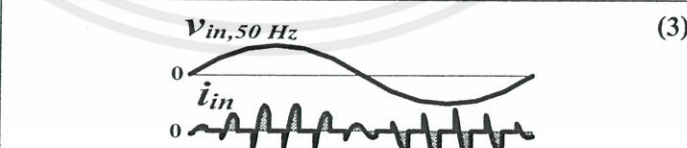
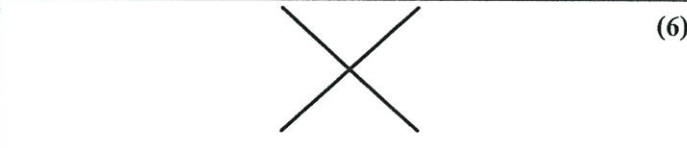
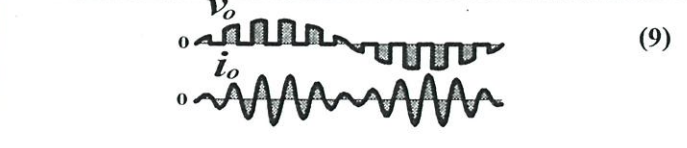
ช่องที่ (5) แสดงลักษณะแรงดันดีซีตรงเรียบ  $V_d$  เป็นลบ ส่วนกระแส  $i_d$  มีลักษณะเป็นพัลส์ความถี่สูงประมาณ 30 kHz เช่นกันซึ่งประกอบด้วยพัลส์กระแสลบที่มีขนาดของเนื้อกระแสมากกว่าพัลส์กระแสบวกในแต่ละคาบเวลาความถี่สูง

ช่องที่ (6) แสดงให้เห็นถึงการแปลงตรง AC-AC โดยไม่มีส่วนของแรงดัน กระแส  $V_d, i_d$

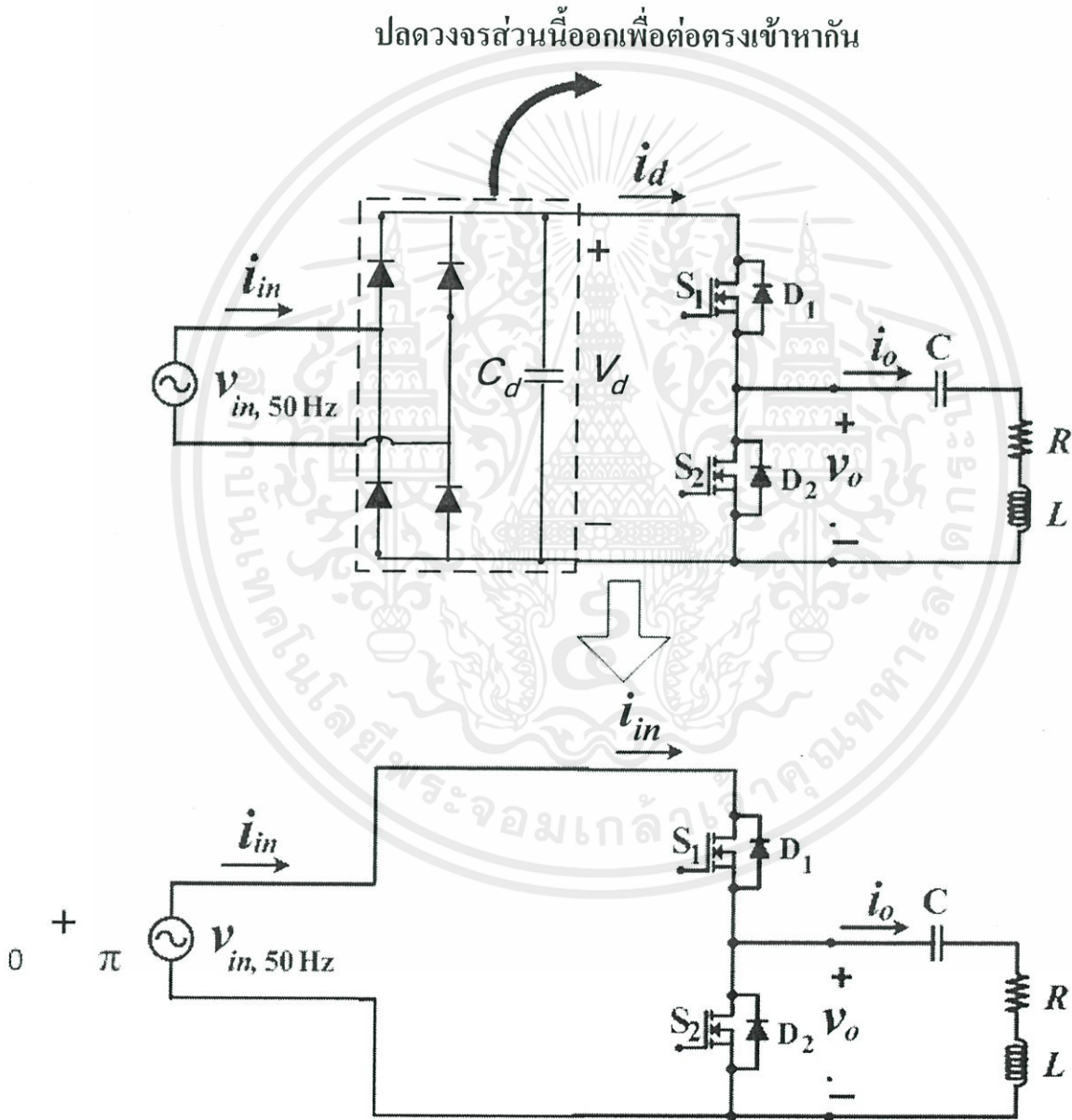
ช่องที่ (7) แสดงลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสเอาต์พุตความถี่สูง  $v_o, i_o$  โดย  $i_o$  จะลักษณะคลื่นใกล้เคียงไซน์และมีเฟสล่าหลังแรงดันพัลส์สแควร์บวกลบสลับศูนย์

ช่องที่ (8) แสดงลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสเอาต์พุตความถี่สูง  $v_o, i_o$  โดย  $i_o$  จะลักษณะคลื่นใกล้เคียงไซน์และมีเฟสล่าหลังแรงดันพัลส์สแควร์ลบสลับศูนย์

ตารางที่ 4.1 การเปรียบเทียบความแตกต่างของคลื่นแรงดัน กระแส  $v_{in}, i_{in}, V_d, i_d$  และ  $v_o, i_o$

	วงจร AC-DC-AC Converter กรณีแรงดันดีซีตรงเรียบบวก	วงจร AC-DC-AC Converter กรณีแรงดันดีซีตรงเรียบลบ
คลื่นแรงดัน กระแส $v_{in}, i_{in}$	 (2)	 (2)
คลื่นแรงดัน กระแส $V_d, i_d$	 (4)	 (5)
คลื่นแรงดัน กระแส $v_o, i_o$	 (7)	 (8)
↓ ↓		
วงจร AC-AC Converter กรณีของการแปลงตรง		
คลื่นแรงดัน กระแส $v_{in}, i_{in}$	 (3)	
คลื่นแรงดัน กระแส $V_d, i_d$	 (6)	
คลื่นแรงดัน กระแส $v_o, i_o$	 (9)	

ช่องที่ 9 แสดงลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสเอาต์พุตความถี่สูง  $v_o, i_o$  ซึ่งในแต่ละคาบเวลาของคลื่นรวมจะประกอบด้วยส่วนของคลื่นแรงดัน กระแสความถี่สูง  $v_o, i_o$  ที่บรรจุในกรอบของครึ่งไซเคิลบวกของคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz โดยมีเฟสของแรงดัน กระแสความถี่สูงเหมือนกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบบวก และส่วนของคลื่นแรงดัน กระแสความถี่สูง  $v_o, i_o$  ที่บรรจุในกรอบของครึ่งไซเคิลลบของคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz โดยมีเฟสแรงดัน กระแสความถี่สูงเหมือนกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบลบ

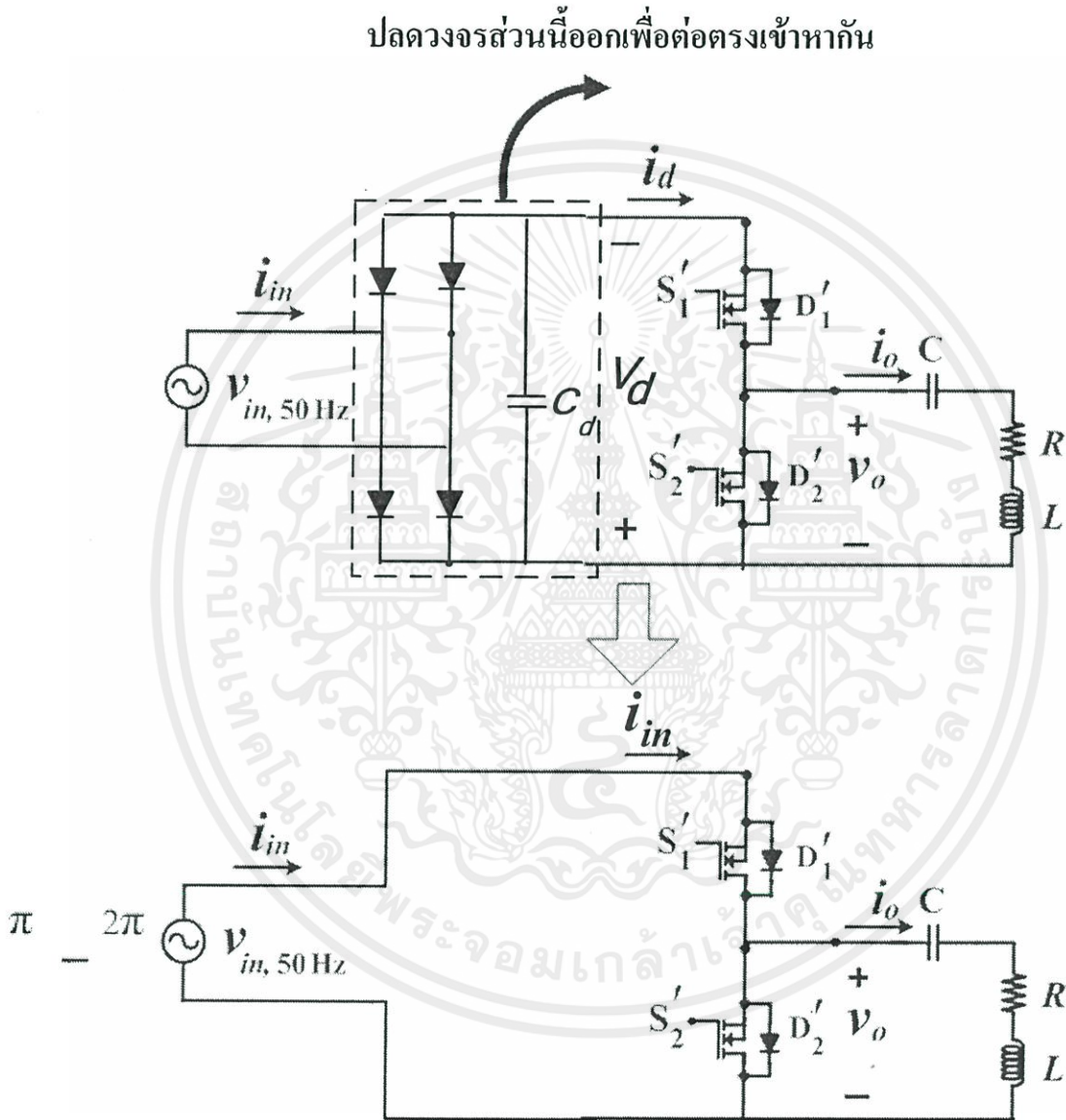


รูปที่ 4.5 วงจรของ AC-DC-AC Converter เมื่อทำการปลดตัวเก็บประจุขนาดใหญ่และ Bridge Rectifier ออกและต่อตรงเข้าหากันเป็นวงจร AC-AC Converter ทำงานด้วยแรงดัน

ซีกบวกของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการทำงานเดียวกันจากหลักการดังกล่าวก็สามารถนำวงจร AC-DC-AC Converter ชนิดดีซีที่ตรงเรียบลบบมาตัดแปลงและพัฒนาโดยการปลดไดโอด Bridge-Rectifier และตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ออกและต่อตรงเข้าหากันซึ่งจะได้วงจร AC-AC Converter ที่ทำงานด้วยแรงดันซีกลบของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz ดังแสดงในรูปที่ 4.6

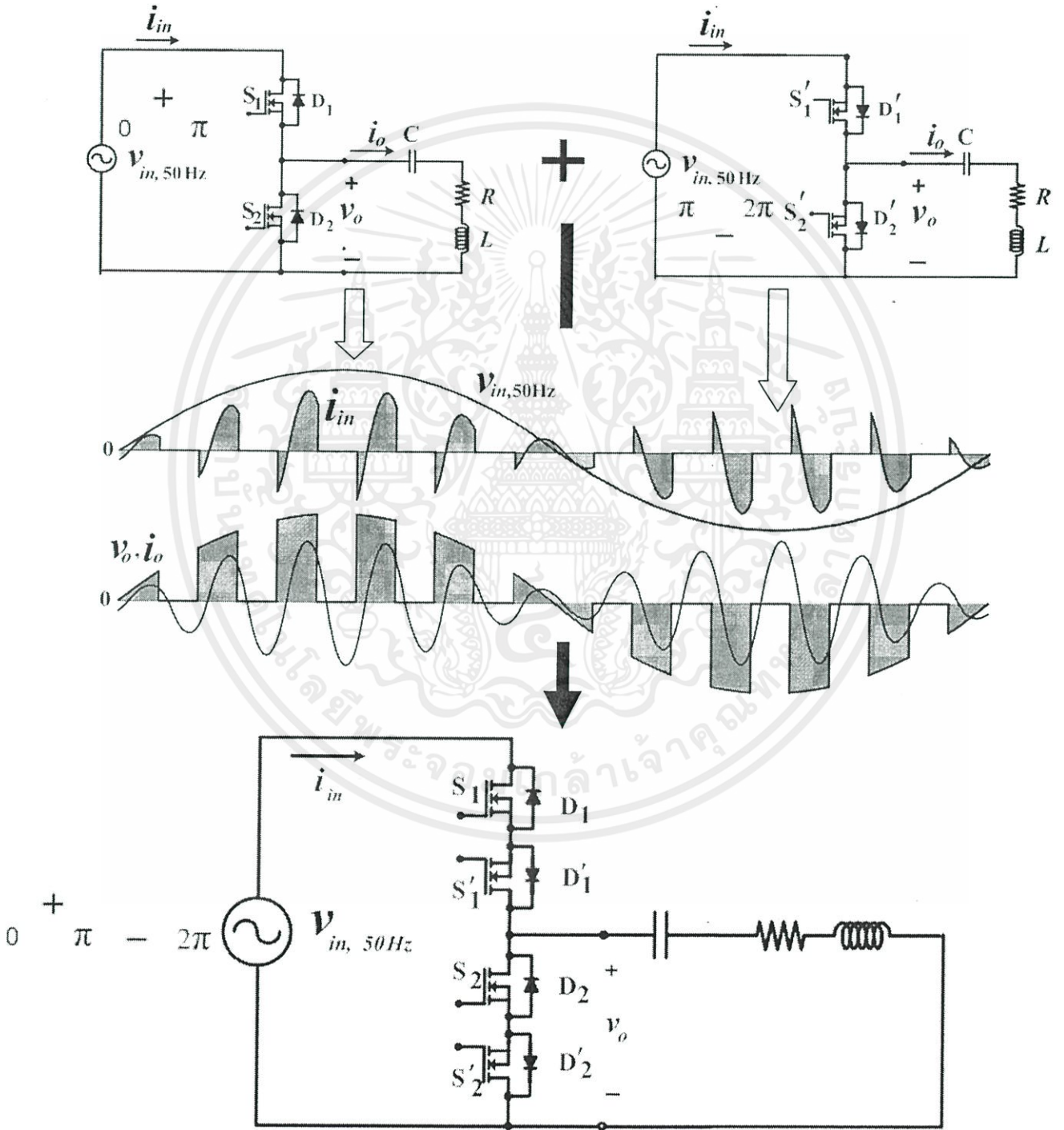


รูปที่ 4.6 วงจรของ AC-DC-AC Converter เมื่อทำการปลดตัวเก็บประจุขนาดใหญ่และ Bridge-Rectifier ออกและต่อตรงเข้าหากันเป็นวงจร AC-AC Converter ทำงานด้วยแรงดันซีกลบของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz

หลังจากที่ได้ทำการต่อตรงแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz เข้ากับส่วนหลังของวงจร AC-DC-AC Converter ทั้งในกรณีของแรงดันดีซีที่ตรงเรียบบวกและในกรณีของแรงดันดีซีที่ตรงเรียบลบ วงจร

ทั้งสองจะมีลักษณะการทำงานที่ตรงข้ามกัน กล่าวคือวงจรหนึ่งซึ่งทำงานด้วยแรงดันครึ่งไซเคิล ชนิดการค้ำไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

บวกของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz ส่วนอีกวงจรหนึ่งซึ่งทำงานด้วยแรงดันครึ่งไซเคิลลบของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz นั้น แนวคิดต่อมาจึงทำการรวมวงจรทั้งสองนี้เข้าด้วยกันเพื่อให้วงจรหนึ่งทำงานด้วยแรงดันครึ่งไซเคิลบวกและอีกวงจรหนึ่งทำงานด้วยแรงดันในครึ่งไซเคิลลบของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz ซึ่งในการรวมวงจรและลักษณะวงจรที่ได้ในขั้นตอนนี้สุดท้ายพร้อมคลื่นแรงดันกระแสด้านเอาต์พุต  $v_o, i_o$  และคลื่นแรงดัน กระแสด้านอินพุต  $v_{in}, i_{in}$  ได้แสดงในรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 วงจร AC-AC Converter ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้จะประกอบขึ้นจากการรวมสวิตช์ใน

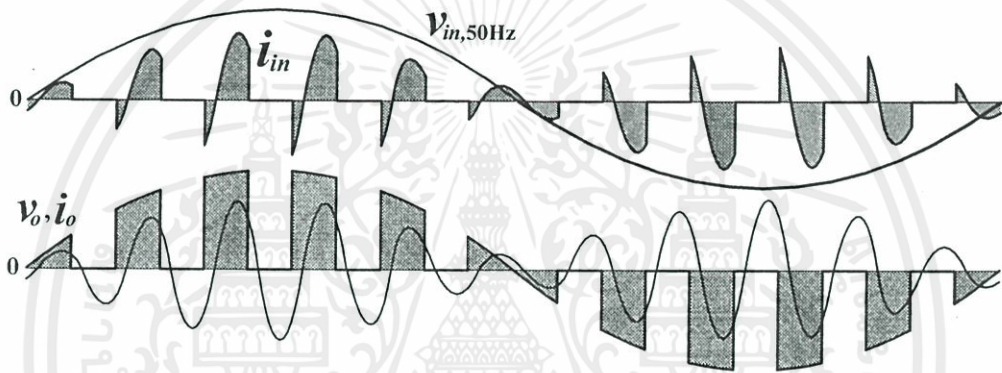
เอกสารนี้เป็นเอกสารวงจร AC-DC-AC Converter ทั้ง 2 วงจรที่ทำงานด้วยแรงดันครึ่งไซเคิลบวกและลบ โยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3 โหมดการทำงานของ AC-AC Converter เปรียบเทียบกับ AC-DC-AC Converter

#### 4.3.1 โหมดการทำงานของ AC-AC Converter เปรียบเทียบกับ AC-DC-AC Converter

##### พิจารณาเฉพาะในช่วงครึ่งไซเคิลบวกของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz

ในหนึ่งไซเคิลของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz ที่ป้อนเป็นอินพุตให้กับสวิตช์มอสเฟตทั้ง 4 ในวงจร AC-AC Converter ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ แรงดันไซน์อินพุต 50 Hz ดังกล่าวจะถูกนำมาตัดต่อให้เป็นแรงดันคลื่นไซน์  $v_o$  ตัวใหม่ที่มีลักษณะเป็นคลื่นพัลส์บวกสลับกับศูนย์ในบริเวณครึ่งไซเคิลบวกและคลื่นพัลส์ลบสลับกับศูนย์ในบริเวณครึ่งไซเคิลลบดังแสดงในรูปที่ 4.8



รูปที่ 4.8 ลักษณะของคลื่นแรงดันและกระแส  $v_{in}, i_{in}$  ทางด้านอินพุต และ  $v_o, i_o$  ทางด้านเอาต์พุตของ AC-AC Converter

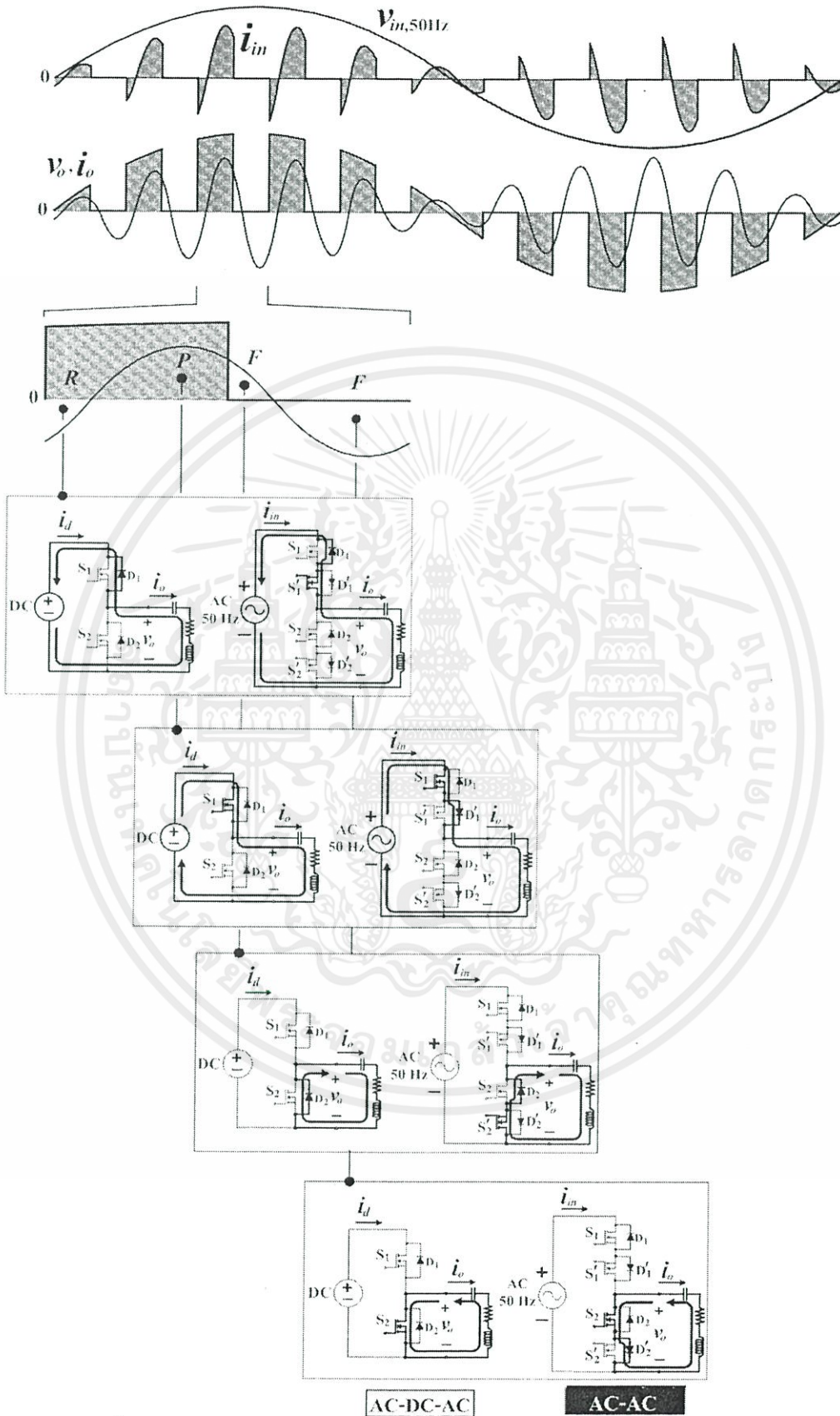
แรงดันคลื่นไซน์พัลส์  $v_o$  ที่ได้นี้จะนำไปป้อนให้กับโหลดทางด้านเอาต์พุตซึ่งเป็นวงจร RLC ซีรีส์เรโซแนนซ์ของเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูงเพื่อขับให้เกิดกระแสโหลด  $i_o$  ซึ่งมีลักษณะใกล้เคียงไซน์และมีค่าพิกของคลื่นแปรตามระดับแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz ในแต่ละช่วงคาบเวลาของคลื่นพัลส์  $v_o$  ความถี่สูงนี้ โดยกระแสโหลดจะมีมุมเฟสล่าหลังแรงดันพัลส์ความถี่สูงนี้เสมอ ทั้งพัลส์ที่เกิดในบริเวณซีกบวกและลบของคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz โดยที่มุมเฟสของกระแส  $i_o$  จะล่าหลังมากหรือน้อยขึ้นกับความถี่หรือจำนวนพัลส์ที่เกิดขึ้นในแต่ละไซเคิลของคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz ของแหล่งจ่าย ซึ่งรายละเอียดการทำงานของวงจรในแต่ละไซเคิลของพัลส์ความถี่สูงนี้สามารถอธิบายโดยแบ่งออกเป็นโหมดการทำงานได้ 2 ช่วงคือ โหมดการทำงานในช่วงครึ่งไซเคิลบวกของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz และในช่วงครึ่งไซเคิลลบของแหล่งจ่าย 50 Hz โดยมีการเปรียบเทียบสวิตช์ที่ใช้ในแต่ละโหมดการทำงานในครึ่งไซเคิลบวกของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz ดังแสดงในตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 การเปรียบเทียบหลักการทำงานของวงจร AC-DC-AC Converter และวงจร AC-AC Converter ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้

เครื่องใช้เคลือบของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz					
โหมดทำงาน		R	P	F <sub>1</sub>	F <sub>2</sub>
SW - ON	วงจร AC-DC-AC Converter	D <sub>1</sub>	S <sub>1</sub>	D <sub>2</sub>	S <sub>2</sub>
	วงจร AC-AC Converter	S' <sub>1</sub> D <sub>1</sub>	S <sub>1</sub> D' <sub>1</sub>	S' <sub>2</sub> D <sub>2</sub>	S <sub>2</sub> D' <sub>2</sub>

จากตารางที่ 4.2 เมื่อพิจารณาในแต่ละไซเคิลของคลื่นพัลส์ความถี่สูงซึ่งบรรจุอยู่ในตัวคลื่นไซน์การไฟฟ้า 50 Hz จะประกอบด้วยการทำงานของวงจรในโหมด Regen (R), Power (P), Freewheel กระแสบวก (F) และ Freewheel กระแสลบ (F) รวม 4 โหมดที่เกิดขึ้นซ้ำ ๆ กันในทุกช่วงเวลาของการสวิตช์:  $T_s$  โดยในแต่ละคาบเวลา  $T_s$  นี้ แรงดันที่ป้อนเป็นอินพุตให้กับสวิตช์ในส่วนของวงจร AC-AC Converter นี้จะเป็นแรงดันคิซิกที่ชั่วขณะซึ่งแรงดันดังกล่าวจะถูกนำมาตัดต่อใหม่ให้มีลักษณะเป็นแรงดันคลื่น สแควร์ความถี่สูงออกมาทางด้านเอาต์พุต โดยจะประกอบด้วยแรงดัน 2 ระดับคือแรงดันพัลส์บวกสลับช่วงศูนย์ที่มีค่า Duty Ratio คงที่เท่ากับ 0.5 โดยที่คลื่นแรงดันพัลส์บวกสลับช่วงศูนย์ในแต่ละคาบเวลา  $T_s$  นี้ จะทำหน้าที่ขับกระแสคลื่นไซน์  $i_o$  ความถี่สูงออกด้านเอาต์พุต ในแต่ละช่วงโหมดการทำงานจะมีการเปรียบเทียบการทำงานของวงจรระหว่างวงจร AC-DC AC Converter และวงจร AC-AC Converter โดยที่วงจร AC-DC-AC Converter จะมีการเปลี่ยนโหมดการทำงานด้วยสวิตช์ครั้งละหนึ่งตัว ซึ่งอาจเป็นมอสเฟตหรือไดโอด ในขณะที่วงจร AC-AC Converter จะมีการเปลี่ยนโหมดการทำงานด้วยสวิตช์ครั้งละ 2 ตัวที่เกิดจากการต่ออนุกรมกันระหว่างมอสเฟตและไดโอดเสมอ ดังแสดงในตารางที่ 4.2 โดยสามารถแสดงลักษณะคลื่นแรงดัน  $v_o$  และกระแสเอาต์พุต  $i_o$  พร้อมทั้งการเปรียบเทียบลักษณะการทำงานของวงจรในแต่ละโหมดได้ดังรูปที่ 4.9

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.9 การเปรียบเทียบกลไกการทำงานของวงจรถวายในแต่ละโหมดของวงจร AC-DC-AC

Converter และวงจร AC-AC Converter ในครึ่งไซเคิลบวกของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz

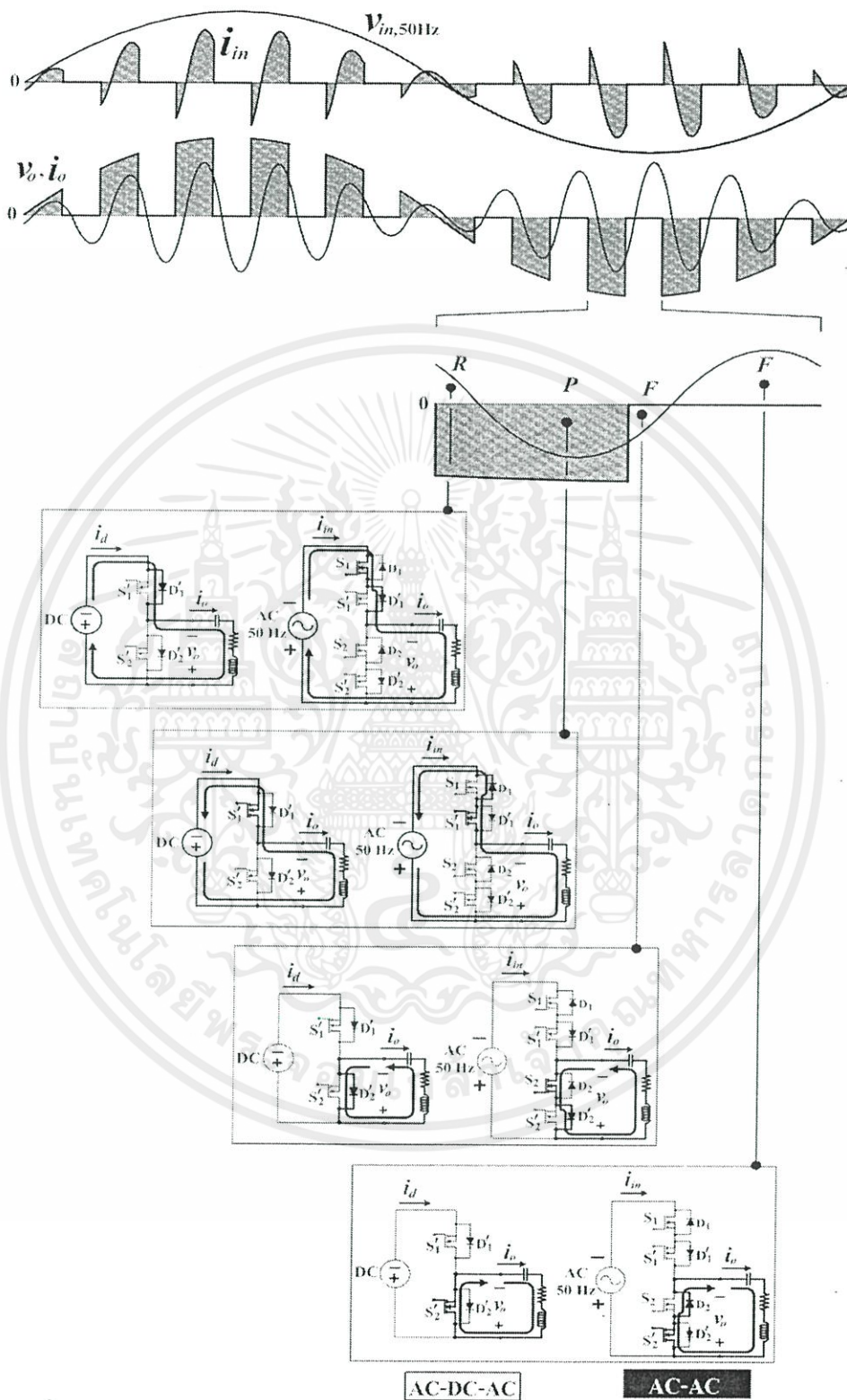
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น เมื่ออนุญาตเห็นหน้าเว็บไซต์วิชาการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

#### 4.3.2 โหมดการทำงานของวงจร AC-AC Converter เปรียบเทียบกับวงจร AC-DC-AC Converter โดยพิจารณาเฉพาะในช่วงครึ่งไซเคิลลบของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz

ตารางที่ 4.3 การเปรียบเทียบหลักการทำงานของวงจร AC-DC-AC Converter และวงจร AC-AC Converter ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้

ในช่วงครึ่งไซเคิลลบของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz		R	P	F	F
โหมดทำงาน		R	P	F	F
SW - ON	วงจร AC-DC-AC Converter	$D'_1$	$S'_1$	$D'_2$	$S'_2$
	วงจร AC-AC Converter	$S_1$ $D'_1$	$S'_1$ $D_1$	$S_2$ $D'_2$	$S'_2$ $D_2$

จากตารางที่ 4.3 เมื่อพิจารณาในแต่ละไซเคิลของคลื่นพัลส์ความถี่สูงซึ่งบรรจุอยู่ในช่วงครึ่งไซเคิลลบของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz จะประกอบด้วยการทำงานของวงจรในโหมด Regen (R) Power (P) Freewheel กระแสลบ (F) และ Freewheel กระแสบวก (F) รวม 4 โหมดที่เกิดขึ้นซ้ำ ๆ กันในทุกช่วงคาบเวลาของการสวิตช์:  $T_s$  โดยที่ในแต่ละคาบเวลา  $T_s$  นี้ แรงดันที่ป้อนเป็นอินพุตให้กับสวิตช์ในส่วนของวงจร AC-AC Converter นี้จะเป็นแรงดันดีซีคงที่ชั่วขณะซึ่งแรงดันดังกล่าวจะถูกนำมาตัดต่อใหม่ให้มีลักษณะเป็นแรงดันคลื่นสแควร์ความถี่สูงออกมาทางด้านเอาต์พุตโดยจะประกอบด้วยแรงดัน 2 ระดับคือแรงดันพัลส์ลบสลับช่วงศูนย์ที่มีค่า Duty Ratio คงที่เท่ากับ 0.5 โดยที่คลื่นแรงดันพัลส์ลบสลับช่วงศูนย์ในแต่ละคาบเวลา  $T_s$  นี้ จะทำหน้าที่ขับกระแสเอาต์พุตคลื่นไซน์  $i_o$  ความถี่สูงออกด้านเอาต์พุต ในแต่ละช่วงโหมดการทำงานจะมีการเปรียบเทียบการทำงานระหว่างวงจร AC-DC-AC Converter และวงจร AC-AC Converter โดยที่วงจร AC-DC-AC Converter จะมีการเปลี่ยนโหมดการทำงานด้วยสวิตช์ครั้งละหนึ่งตัว ซึ่งอาจเป็นมอสเฟตหรือไดโอด ในขณะที่วงจร AC-AC Converter จะมีการเปลี่ยนโหมดการทำงานด้วยสวิตช์ครั้งละ 2 ตัวที่เกิดจากการค่อนนุกรรมกันระหว่างมอสเฟตและไดโอดเสมอ ดังแสดงในตารางที่ 4.3 โดยสามารถแสดงลักษณะคลื่นแรงดัน  $v_o$  และกระแสเอาต์พุต  $i_o$  พร้อมทั้งการเปรียบเทียบลักษณะการทำงานของวงจรในแต่ละโหมดได้ดังรูปที่ 4.10

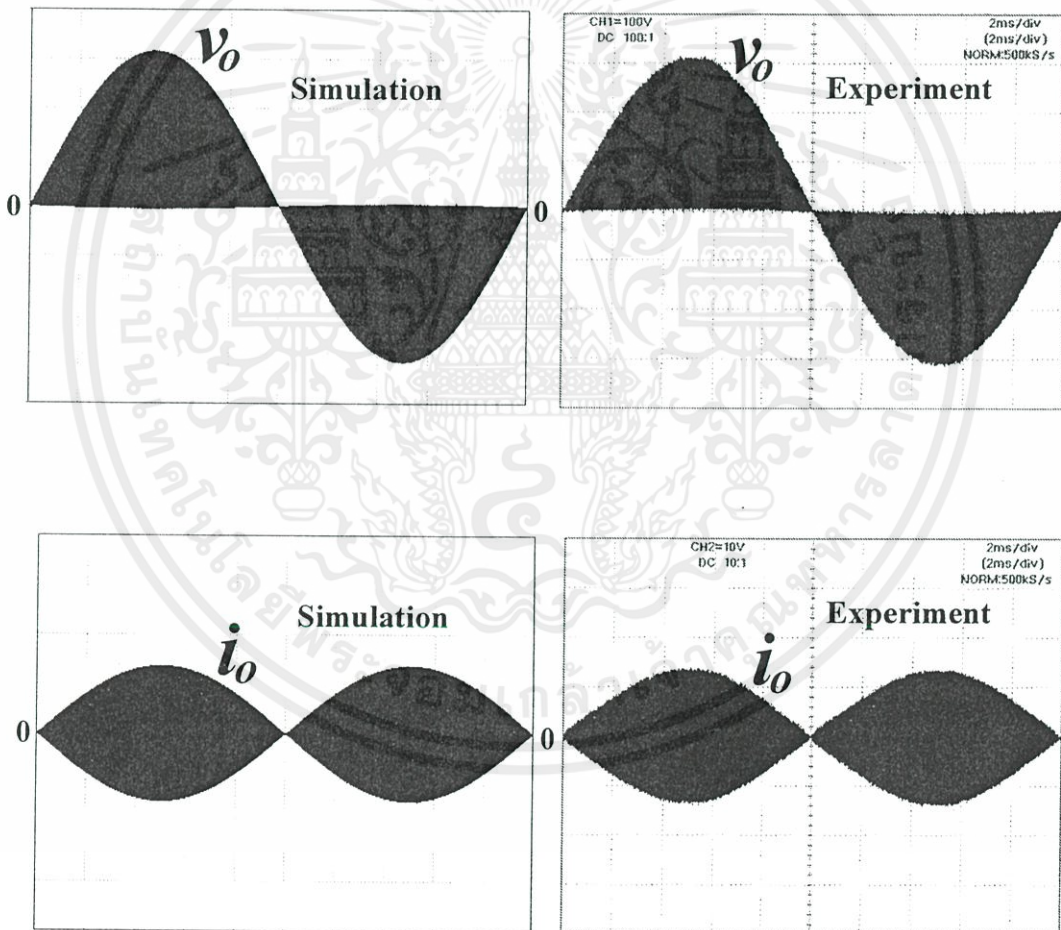


รูปที่ 4.10 การเปรียบเทียบกลไกการทำงานของวงจรในแต่ละโหมดของวงจร AC-DC-AC Converter และ AC-AC Converter ในช่วงครึ่งไซเคิลลบของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz

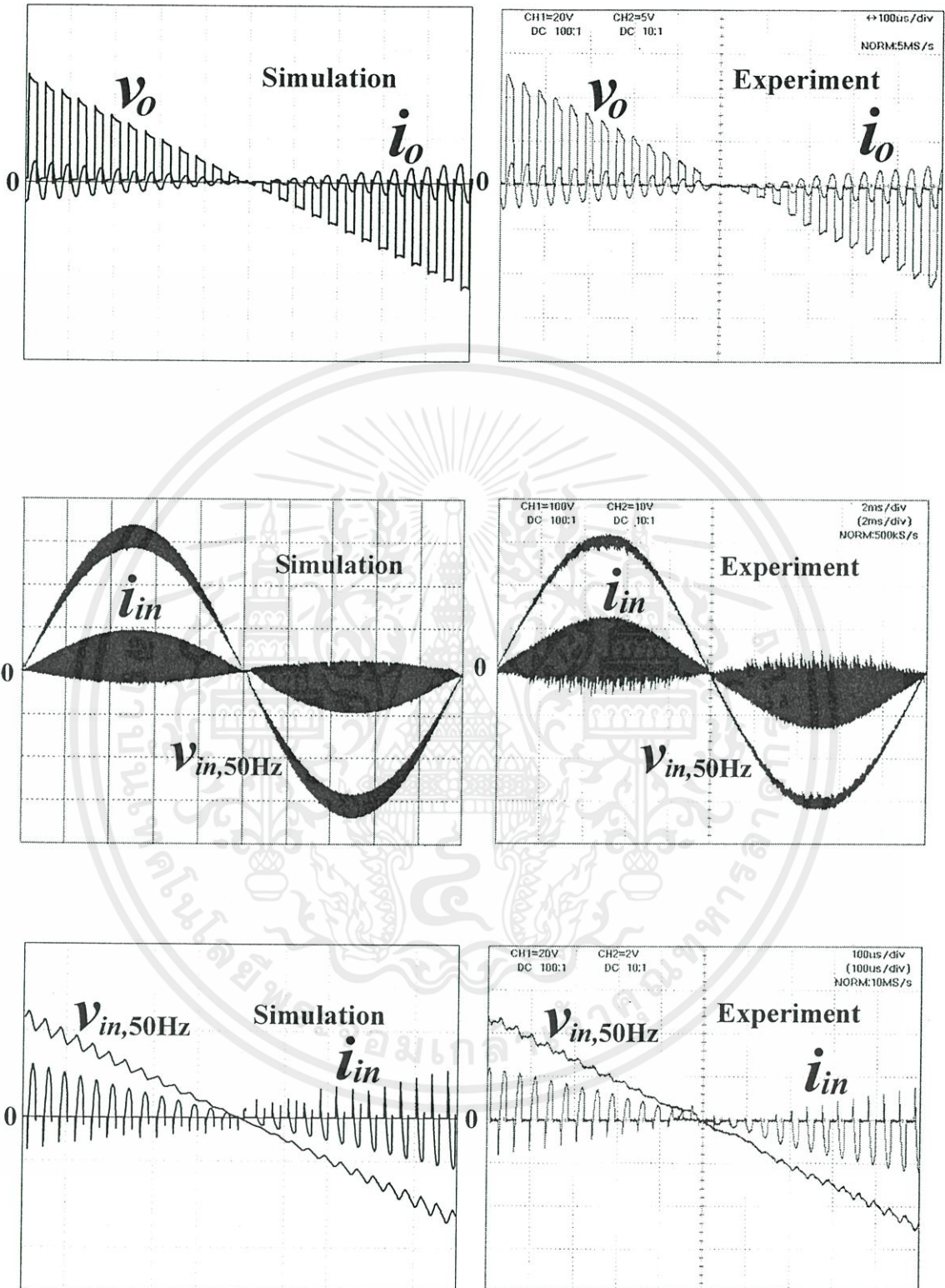
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

### 4.3.3 การเปรียบเทียบผลการ Simulation ที่ได้จากโปรแกรม PSpice กับผลการทดลองที่ได้จาก AC-AC Converter ที่มีโหลดเป็นเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูง

ลักษณะคลื่นแรงดันสแควร์และกระแสไซน์เอาท์พุทความถี่สูง  $v_o$ ,  $i_o$  และลักษณะคลื่นแรงดันไซน์อินพุท 50 Hz และกระแสความถี่สูงด้านอินพุท 50 Hz ทั้งหมดที่ปรากฏในช่วงหนึ่งไซเคิลของไซน์ 50 Hz นี้ สามารถ Simulation ได้ด้วยโปรแกรม Pspice และผลการ Simulation ของคลื่นที่ได้นี้ยังนำไปเปรียบเทียบกับผลของคลื่นที่ได้จากการทดลองจริงดังแสดงในรูปที่ 4.11 ซึ่งปรากฏว่าได้ผลที่ใกล้เคียงกัน



รูปที่ 4.11 คลื่นตามจุดต่างๆ จากการ Simulation เปรียบเทียบกับผลการทดลอง

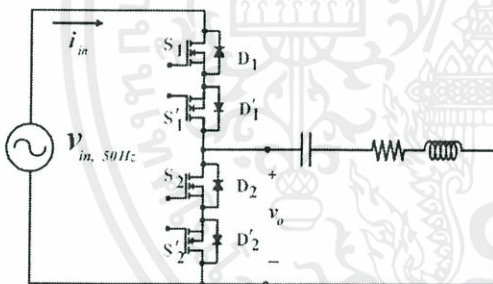


รูปที่ 4.11 (ต่อ) คลื่นตามจุดต่างๆ จากการ Simulation เปรียบเทียบกับผลการทดลอง

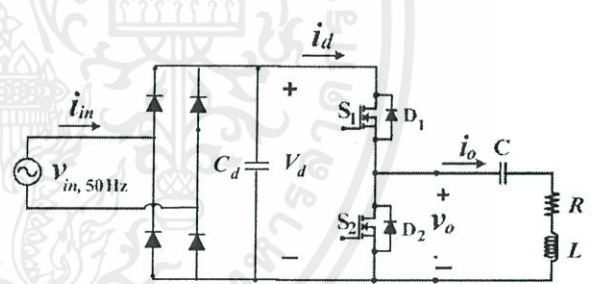
#### 4.4 การเปรียบเทียบลักษณะของคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆของวงจร AC-AC Converter และวงจร AC-DC-AC Converter

##### 4.4.1 ลักษณะของคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจร AC-AC Converter เปรียบเทียบกับวงจร AC-DC-AC Converter ทางด้านครึ่งไซเคิลบวกของแรงดันอินพุต

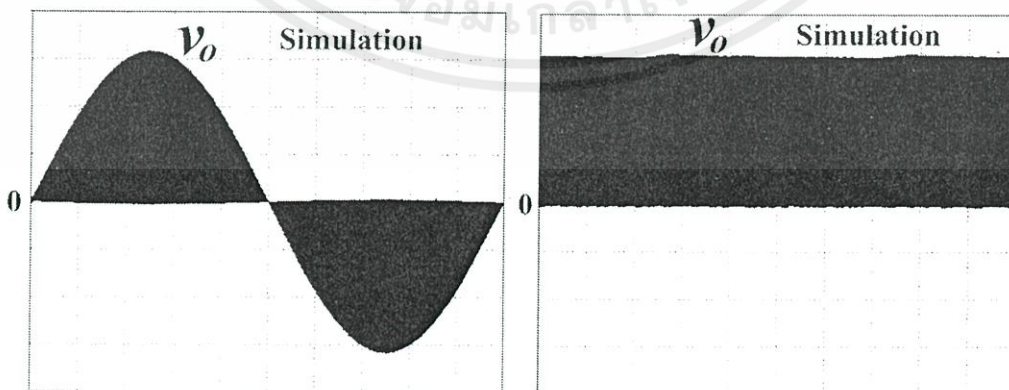
ในหัวข้อนี้จะแสดงถึงลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆเพื่อเปรียบเทียบกันระหว่างวงจร AC-AC Converter กับวงจร AC-DC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์ โดยจะเริ่มการพิจารณาคลื่นแรงดัน กระแสจากด้านเอาต์พุตมาสู่ด้านอินพุต ซึ่งจะมีลักษณะของคลื่นความถี่สูงในระดับ 30 kHz คลื่นแรงดัน กระแสที่พิจารณาจะประกอบด้วยคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต  $v_o, i_o$ , คลื่นแรงดัน กระแสด้านดีซี  $V_d, i_d$  และคลื่นแรงดัน กระแสอินพุต  $v_{in}, i_{in}$  ซึ่งได้จากวงจร AC-AC Converter และวงจร AC-DC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์ดังแสดงในรูปที่ 4.14 โดยที่วงจร AC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์ดังแสดงในรูป 4.12 และวงจร AC-DC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์ดังแสดงในรูปที่ 4.13 ซึ่งคลื่นแรงดัน กระแสทั้งหมดได้จากการ Simulation ด้วยโปรแกรม PSpice



รูปที่ 4.12 วงจร AC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์

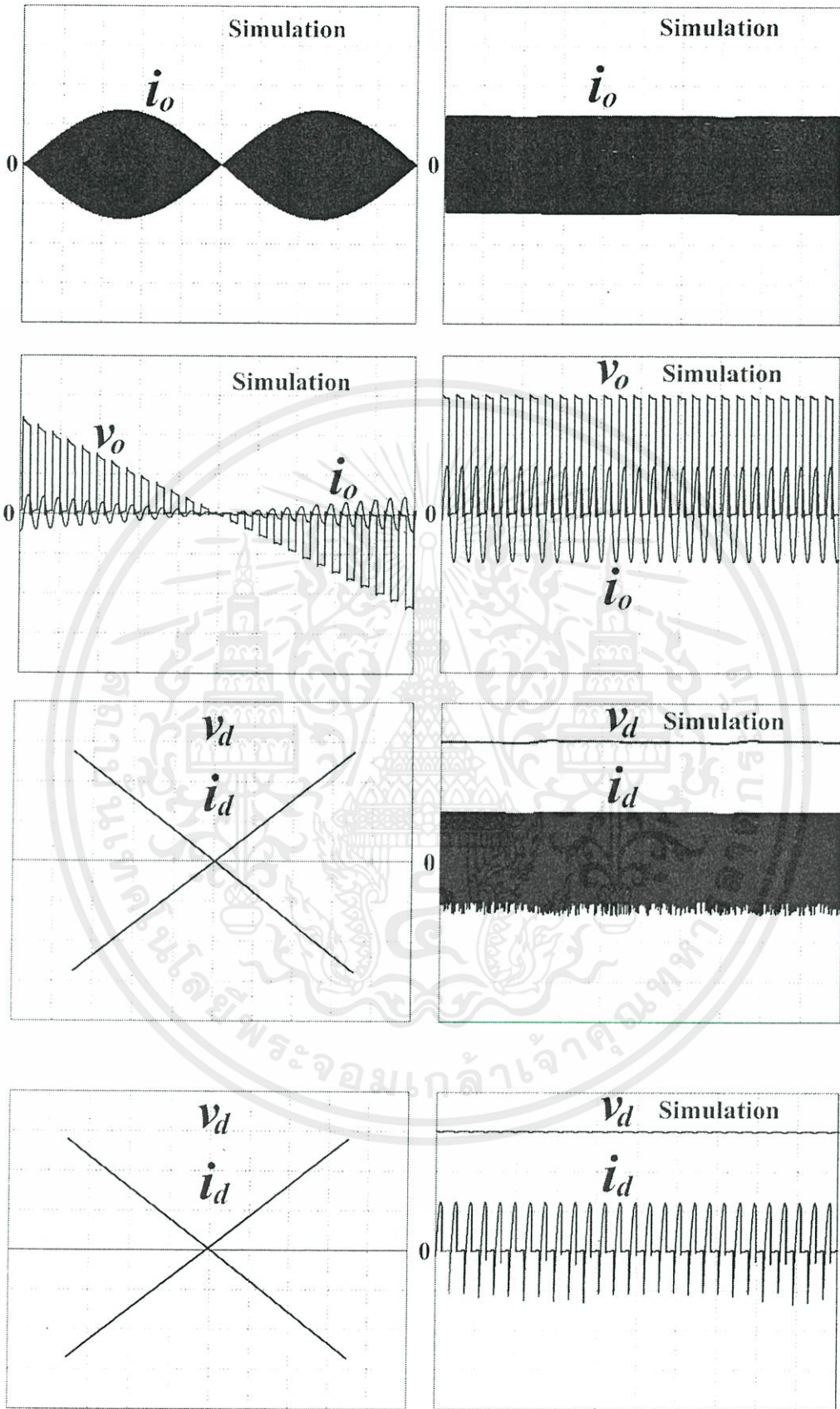


รูปที่ 4.13 วงจร AC-DC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์



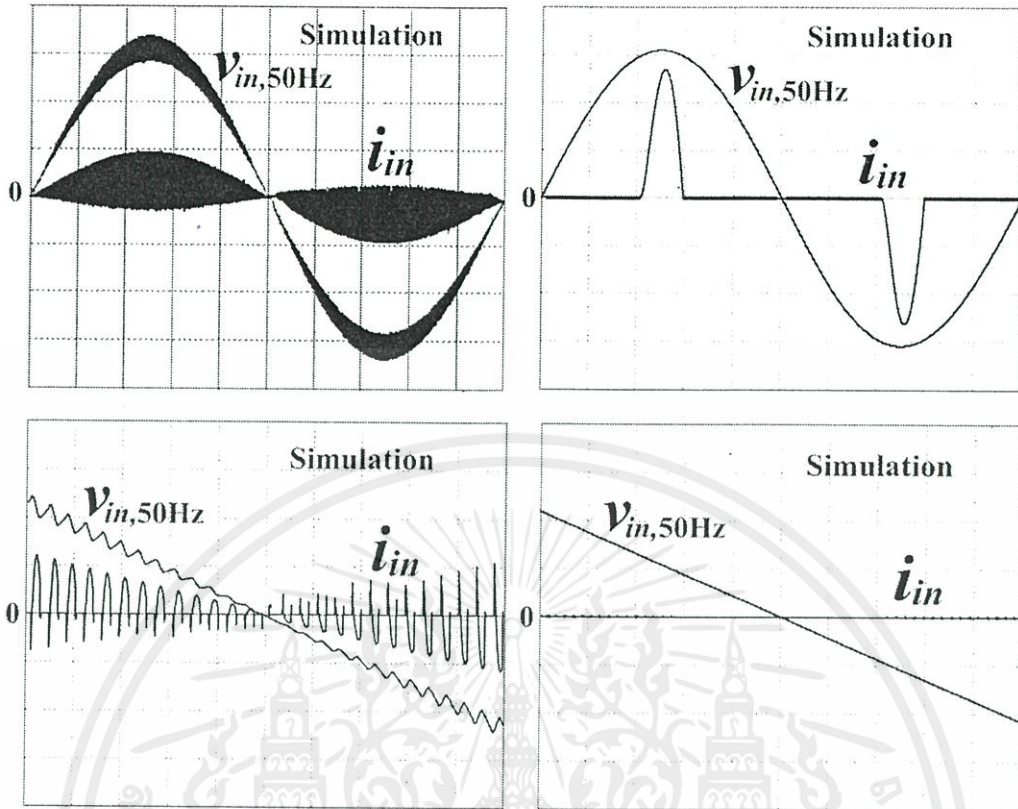
รูปที่ 4.14 การเปรียบเทียบลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสตามจุดต่างๆ  $v_o, i_o, V_d, i_d$  และ  $v_{in}, i_{in}$  จากด้านเอาต์พุตมาสู่ด้านอินพุตทั้งกรณีของวงจร AC-AC Converter และวงจร

AC-DC-AC Converter



รูปที่ 4.14 (ต่อ) การเปรียบเทียบลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสตามจุดต่างๆ  $v_o, i_o, V_d, i_d$  และ  $v_{in}, i_{in}$  จากด้านเอาต์พุตมาสู่ด้านอินพุตทั้งกรณีของวงจร AC-AC Converter และวงจร AC-DC-AC Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนลิขสิทธิ์ของมหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 4.14 การเปรียบเทียบลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสตามจุดต่างๆ  $v_o, i_o, V_d, i_d$  และ  $v_{in}, i_{in}$  จากด้านเอาต์พุตมาสู่ด้านอินพุตทั้งกรณีของวงจร AC-AC Converter และวงจร AC-DC-AC Converter

#### 4.5 บทสรุป

1. ในบทนี้ได้กล่าวถึงที่มาของวงจร AC-AC Converter ที่พัฒนามาจากวงจร AC-DC-AC Converter 2 แบบที่ทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบบวกและแรงดันดีซีตรงเรียบลบ โดยมีการปลดตัวเก็บประจุขนาดใหญ่และไดโอด Bridge-Rectifier ออกเพื่อต่อตรงแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz เข้ากับวงจรส่วนที่เหลือของ AC-DC-AC Converter ซึ่งจะได้วงจร AC-AC Converter ที่นำเสนอ
2. ได้มีการเปรียบเทียบการทำงานของวงจร AC-AC Converter และวงจร AC-DC-AC Converter ในโหมดต่างๆรวม 4 โหมดทั้งในช่วงครึ่งไซเคิลบวกซึ่งตรงกับกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบบวกและครึ่งไซเคิลลบซึ่งตรงกับกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบลบของวงจร AC-DC-AC Converter
3. ได้ทำการเปรียบเทียบคลื่นแรงดัน กระแสเอาต์พุต  $v_o, i_o$ , คลื่นแรงดัน กระแสด้านดีซี  $V_d, i_d$  และคลื่นแรงดัน กระแสอินพุต  $v_{in}, i_{in}$  ซึ่งได้จากวงจร AC-AC Converter และวงจร AC-DC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์เพื่อเปรียบเทียบความแตกต่างที่ได้จากการทำงานของวงจรทั้งสอง โดยข้อมูลดังกล่าวได้จากการ Simulation ด้วยโปรแกรม PSpice

## บทที่ 5

# การคำนวณและเปรียบเทียบผลการทดลองด้านสมรรถนะของ วงจร AC-AC Converter

### 5.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการคำนวณวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของวงจร AC-AC Converter โดยจะนำเสนอหลักการที่ใช้ในการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการพิจารณาให้แรงดันไซน์อินพุต 50 Hz ในแต่ละช่วงคาบเวลาของความถี่สวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูงของคลื่นแรงดันเอาต์พุตของวงจร AC-AC Converter เป็นแรงดันสี่เหลี่ยมที่ชั่วขณะ โดยจะเริ่มพิจารณาหาค่ากำลังไฟฟ้าทั้งทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของวงจร AC-DC-AC Converter ทั้งกรณีของแรงดันสี่เหลี่ยมตรงเรียบบวกและกรณีแรงดันสี่เหลี่ยมตรงเรียบลบโดยพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้าในแต่ละไซเคิลย่อยจนครบจำนวนไซเคิลซึ่งมีเวลารวมเท่ากับช่วงคาบเวลาของคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz เพื่อนำหลักการคำนวณเดียวกันนี้ไปใช้ในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าทั้งทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของวงจร AC-AC Converter จากนั้นจะเป็นการแสดงการเปรียบเทียบลักษณะของคลื่นแรงดัน กระแสตามจุดต่างๆของวงจร AC-AC Converter ที่ได้จากการ Simulation ด้วยโปรแกรม PSpice กับการทดลองจริงโดยจะมีการนำค่าของกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตและอินพุตที่ได้จากการทดลองมาเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณด้วยสมการที่ได้วิเคราะห์ไว้ที่ค่าความถี่สวิตช์ต่างๆ

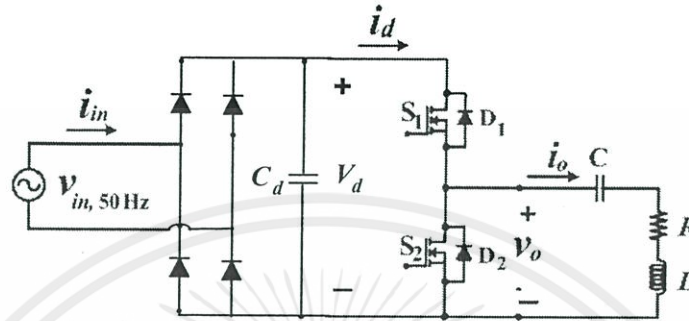
### 5.2 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุต

#### 5.2.1 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร AC-DC-AC Converter ซึ่งทำงานด้วยแรงดันสี่เหลี่ยมตรงเรียบบวกโดยอาศัยการพิจารณาในแต่ละไซเคิลย่อยของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตความถี่สูง $v_o, i_o$

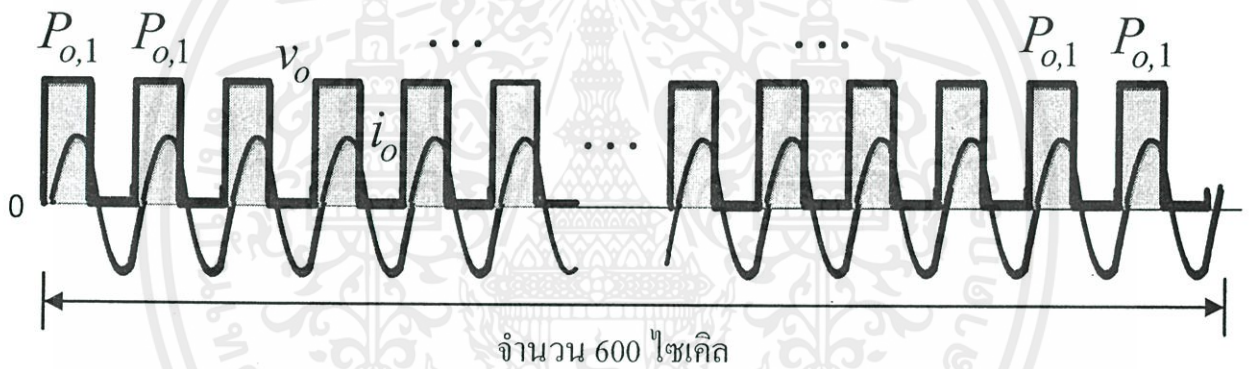
ในการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าในแต่ละไซเคิลย่อยทางด้านเอาต์พุตของวงจร AC-DC-AC Converter ดังแสดงในรูปที่ 5.1 ซึ่งทำงานด้วยแรงดันสี่เหลี่ยมตรงเรียบบวกนั้น วัตถุประสงค์ก็เพื่อเป็นการปูพื้นฐานความเข้าใจเกี่ยวกับการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเฉพาะครึ่งไซเคิลบวกของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz ที่ใช้ป้อนเป็นแรงดันอินพุตให้กับวงจร AC-AC Converter ต่อไป ซึ่งในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าในแต่ละไซเคิลย่อยนั้นจะทำการคำนวณทีละ 1 ไซเคิลของแรงดันเอาต์พุตความถี่สูงซึ่งจะกำหนดให้เป็นกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{o,1}$  ดังแสดงในรูปที่ 5.2 โดยค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{o,1}$  ในแต่ละไซเคิลย่อยนั้นจะเกิดจากคลื่นแรงดันสแควร์ค่าบวกสลับศูนย์  $v_o$  และคลื่นกระแสลักษณะใกล้เคียงไซน์  $i_o$  ซึ่งคลื่นทั้งสองเมื่อนำมาวิเคราะห์ด้วยการแตกอนุกรมฟูเรียร์จะได้

เอกสารนี้  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 หัวข้อที่ 3.3.3 ก็จะสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{o,1}$  ในแต่ละไซเคิลย่อยนี้ได้ จากนั้นจะนำค่ากำลังไฟฟ้าที่คำนวณได้ในแต่ละไซเคิลย่อยนั้นๆมารวมกันและหารด้วยจำนวนไซเคิลย่อยทั้งหมดที่ใช้ในการคำนวณ ก็จะได้ค่าเฉลี่ยของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_o$  ดังแสดงในสมการที่ 5.1



รูปที่ 5.1 วงจร AC-DC-AC Converter ที่ทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบบวก  $V_d$



รูปที่ 5.2 คลื่นแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และกระแสเอาต์พุต  $i_o$  ของวงจร AC-DC-AC Converter

$$P_o = \frac{P_{o,1} + P_{o,1} + P_{o,1} + \dots + P_{o,1} + \dots + P_{o,1}}{\text{จำนวน 600 ไซเคิล}}$$

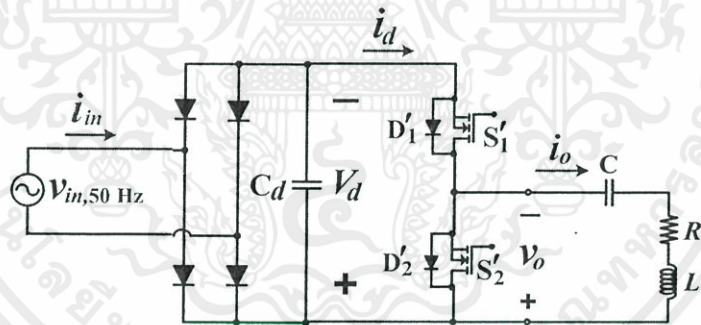
$$P_o = \frac{600 \cdot P_{o,1}}{600}$$

$P_o = P_{o,1}$

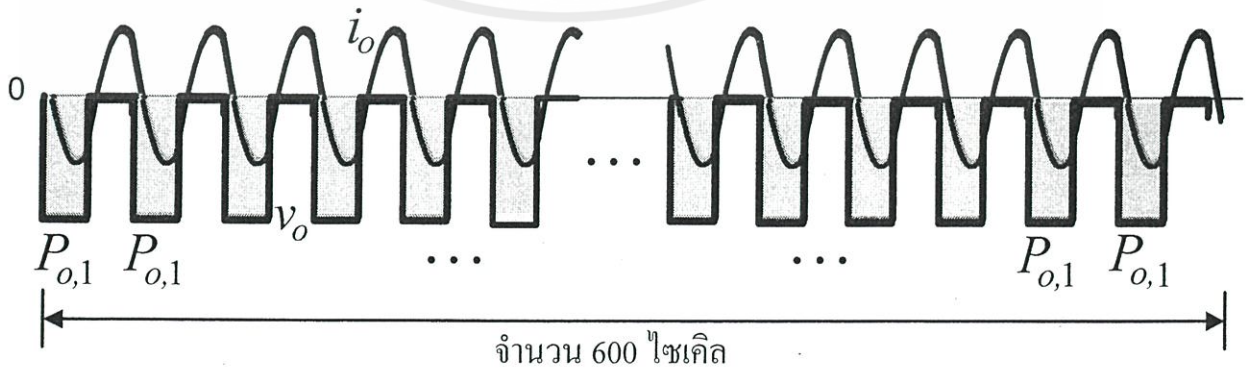
(5.1)

5.2.2 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร AC-DC-AC Converter ซึ่งทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบลบโดยอาศัยการพิจารณาในแต่ละไซเคิลย่อยของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตความถี่สูง  $v_o, i_o$

ในการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตของวงจร AC-DC-AC Converter ดังแสดงในรูปที่ 5.3 ซึ่งทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบลบ เมื่อทำการพิจารณาในแต่ละไซเคิลย่อยนั้น จะเป็นการปูพื้นฐานความเข้าใจในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าของวงจร AC-AC Converter ต่อไป ซึ่งในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าในแต่ละไซเคิลย่อยนั้นจะทำการคำนวณทีละ 1 ไซเคิลของแรงดันเอาต์พุตความถี่สูงซึ่งจะกำหนดให้เป็นกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{o,1}$  ดังแสดงในรูปที่ 5.4 โดยค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{o,1}$  ในแต่ละไซเคิลย่อยนั้นจะเกิดจากคลื่นแรงดันสแควร์ค่าลบสลับศูนย์  $v_o$  และคลื่นกระแสลักษณะใกล้เคียงไซน์  $i_o$  ซึ่งคลื่นทั้งสองเมื่อนำมาวิเคราะห์ด้วยการแตกอนุกรมฟูเรียร์ดังได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 หัวข้อที่ 3.3.3 ก็จะสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{o,1}$  ในแต่ละไซเคิลย่อยนี้ได้ จากนั้นจะนำค่ากำลังไฟฟ้าที่คำนวณได้ในแต่ละไซเคิลย่อยนั้นมารวมกันและหารด้วยจำนวน ไซเคิลย่อยทั้งหมดที่ใช้ในการคำนวณ ก็จะได้ค่าเฉลี่ยของกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_o$  ดังแสดงในสมการที่ 5.2



รูปที่ 5.3 วงจร AC-DC-AC Converter ที่ทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบลบ  $V_d$



รูปที่ 5.4 คลื่นแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  และกระแสเอาต์พุต  $i_o$  ของวงจร AC-DC-AC Converter

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$$P_o = \frac{P_{o,1} + P_{o,1} + P_{o,1} + \dots + P_{o,1} + \dots + P_{o,1}}{\text{จำนวน 600 ไชเคลิล}}$$

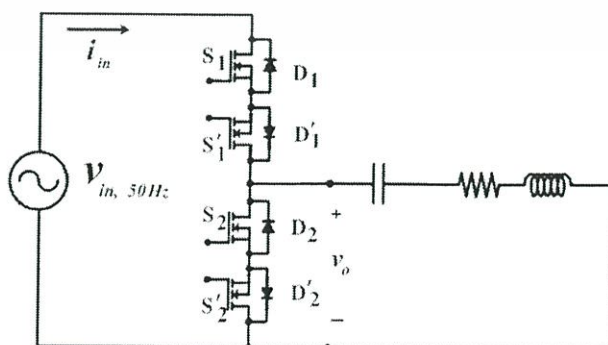
$$P_o = \frac{600 \cdot P_{o,1}}{600}$$

$$P_o = P_{o,1}$$

(5.2)

### 5.2.3 การวิเคราะห์หาค่าแรงดันดีซีคองที่ชั่วขณะของ AC-AC Converter ซึ่งทำงานด้วยแรงดันครึ่งไซเคลิลบวกและแรงดันครึ่งไซเคลิลลบของแรงดันไซน์อินพุท 50 Hz โดยอาศัยการพิจารณาในแต่ละไซเคลิลย่อยของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุทความถี่สูง $v_o, i_o$

ในการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าในแต่ละไซเคลิลย่อยทางด้านเอาต์พุทของวงจร AC-AC Converter ดังแสดงในรูปที่ 5.5 ซึ่งทำงานด้วยแรงดันไซน์เอซีอินพุท 50 Hz โดยมีจุดที่แตกต่างจากการหาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุทของวงจร AC-DC-AC Converter ที่ทั้งกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบบวกและกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบลบคือแรงดันที่ป้อนเป็นอินพุทให้กับส่วนอินเวอร์เตอร์ของวงจร AC-DC-AC Converter นั้นจะเป็นแรงดันเฉพาะดีซีตรงเรียบบวกหรือดีซีตรงเรียบลบอย่างใดอย่างหนึ่งซึ่งจะมีค่าคงที่ แต่แรงดันที่ป้อนเป็นอินพุทให้กับวงจร AC-AC Converter นั้นจะเป็นคลื่นแรงดัน ไซน์เอซีอินพุท 50 Hz ซึ่งมีค่าไม่คงที่ ดังนั้นเพื่อให้สามารถนำหลักการเดิมของกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบบวกและกรณีแรงดันดีซีตรงเรียบลบของวงจร AC-DC-AC Converter ที่มีอยู่แล้วมาประยุกต์ใช้กับกรณีใหม่ของวงจร AC-AC Converter จึงเริ่มทำการพิจารณาให้คลื่นแรงดัน ไซน์อินพุท 50 Hz ที่ป้อนให้กับวงจร AC-AC Converter เป็นแรงดันดีซีคองที่ชั่วขณะสำหรับการคำนวณในแต่ละไซเคลิลย่อยของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุทความถี่สูง  $v_o, i_o$



รูปที่ 5.5 วงจร AC-AC Converter ที่ใช้ในการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุท  $P_o$

โดยในการคำนวณหาค่าแรงดันดีซีคองที่ชั่วขณะของแหล่งจ่ายไซน์ 50 Hz ที่ใช้ป้อนเป็นอินพุตให้กับวงจร AC-AC Converter สำหรับการคำนวณในแต่ละไซเคิลย่อยของคลื่นแรงดันเอาต์พุตความถี่สูง  $v_o$  สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของตำแหน่งที่  $k$  ไซเคิลย่อยใดๆ ที่บรรจุอยู่ภายใน 1 ไซเคิลของความถี่แรงดันไซน์อินพุต 50 Hz ดังแสดงในสมการที่ 5.3

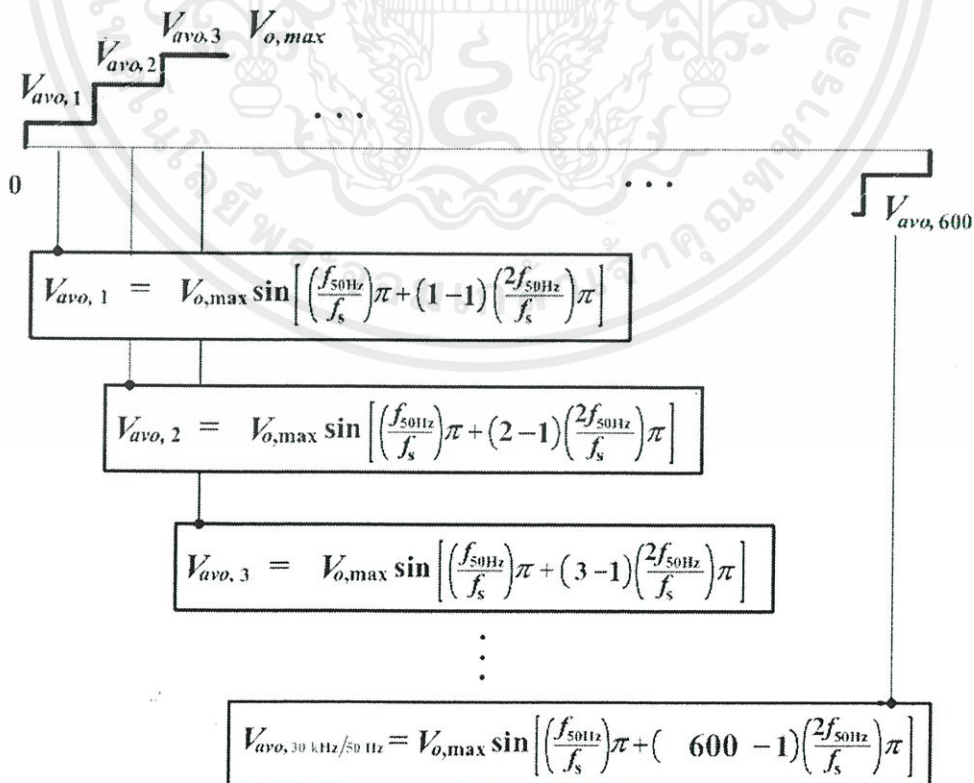
$$V_{avo,k} = V_{o,max} \sin \left[ \left( \frac{f_{50\text{Hz}}}{f_s} \right) \pi + (k-1) \left( \frac{2f_{50\text{Hz}}}{f_s} \right) \pi \right] \quad (5.3)$$

โดยที่  $f_{50\text{Hz}}$  คือ ความถี่ของแรงดันคลื่นไซน์อินพุต  $v_{in,50\text{Hz}}$

$f_s$  คือ ความถี่สวิตชิงของวงจร AC-AC Converter

$k$  คือตำแหน่งของไซเคิลย่อยใดๆ ของคลื่นแรงดันเอาต์พุตความถี่สูง

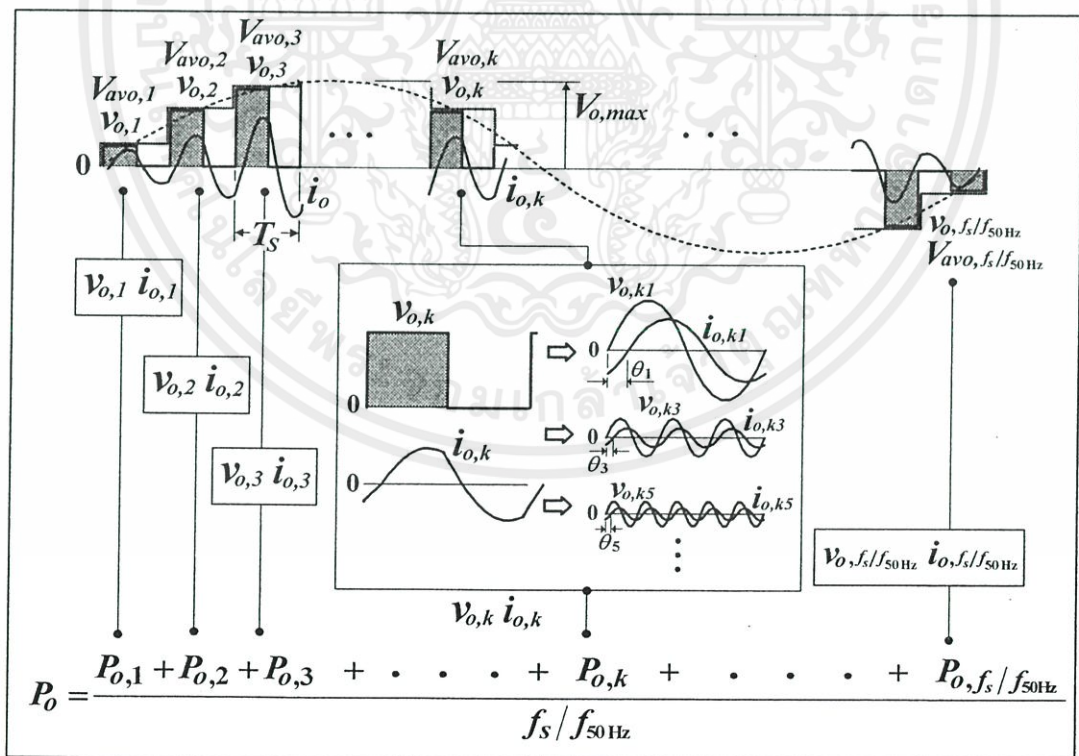
ค่าของแรงดันดีซีคองที่ชั่วขณะ  $V_{avo,k}$  ในแต่ละไซเคิลย่อยของวงจร AC-AC Converter ซึ่งมีความถี่สวิตชิงเท่ากับ 30 kHz พร้อมสมการแรงดันในแต่ละไซเคิลย่อย จะแสดงได้ดังรูปที่ 5.6 โดยที่ค่าของแรงดันดีซีคองที่ชั่วขณะในแต่ละไซเคิลย่อยที่คำนวณได้นี้จะนำไปป้อนเป็นอินพุตให้กับวงจร AC-AC Converter และเมื่อแทนค่า  $k = 1, 2, 3, \dots, 600$  ก็จะได้ค่าแรงดันดีซีคองที่ชั่วขณะในแต่ละไซเคิลย่อยเท่ากับ  $V_{avo,1}, V_{avo,2}, V_{avo,3}, \dots, V_{avo,600}$



รูปที่ 5.6 การวิเคราะห์หาค่าแรงดันดีซีคองที่ชั่วขณะทางด้านเอาต์พุตในแต่ละไซเคิลย่อย

5.2.4 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของวงจร AC-AC Converter ซึ่งทำงานด้วยแรงดันครึ่งไซเคิลบวกและแรงดันครึ่งไซเคิลลบของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz โดยอาศัยการพิจารณาในแต่ละไซเคิลย่อยของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตความถี่สูง  $v_o, i_o$

ในการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าในแต่ละไซเคิลย่อยทั้งหมดที่บรรจุอยู่ใน 1 ไซเคิลของแรงดันแหล่งจ่ายคลื่นไซน์ 50 Hz ทางด้านเอาต์พุตของวงจร AC-AC Converter ดังแสดงในรูปที่ 5.7 ซึ่งทำงานด้วยแรงดันครึ่งไซเคิลบวกและแรงดันครึ่งไซเคิลลบของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz นั้นจะทำการคำนวณทีละ 1 ไซเคิลย่อยของแรงดันเอาต์พุตความถี่สูงซึ่งจะกำหนดให้เป็นค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{o,k}$  ที่ไซเคิล  $k$  ใดๆ ดังแสดงในรูปที่ 5.7 โดยค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{o,k}$  ที่ไซเคิล  $k$  ใดๆ ในแต่ละไซเคิลย่อยนั้นๆ จะเกิดจากคลื่นกระแสลักษณะใกล้เคียงไซน์กับคลื่นแรงดันสแควร์ค่าบวกสลับศูนย์หรือคลื่นแรงดันสแควร์ค่าลบสลับศูนย์  $v_{o,k}$  ที่มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นหรือลดลงในลักษณะคลื่นไซน์ตามค่าระดับแรงดันดีซีซึ่งที่ชั่วขณะ โดยขึ้นกับตำแหน่งในขณะพิจารณาที่  $k$  ใดๆ



รูปที่ 5.7 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_o$  ของวงจร AC-AC Converter จากคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตความถี่สูง  $v_o, i_o$

จากรูปที่ 5.7 สามารถอธิบายถึงขั้นตอนการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ย  $P_o$  ของวงจร AC-AC Converter ได้ โดยในขั้นตอนแรกจะต้องกำหนดหาสมการของแรงดันคลื่นสแควร์  $v_{o,k}$  และกระแสเอาต์พุตใกล้เคียงไซน์  $i_{o,k}$  ในแต่ละไซเคิลย่อยที่ตำแหน่ง  $k$  ใดๆ ของคลื่นความถี่สูงซึ่งบรรจุอยู่ใน 1 ไซเคิลของคลื่นไซน์ความถี่ต่ำ 50 Hz โดยจะเห็นได้ว่าค่าพีคของคลื่นแรงดันสแควร์และค่าพีคของกระแสที่มีลักษณะใกล้เคียงไซน์มีค่าไม่คงที่ แต่จะมีขนาดเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามระดับค่าแรงดันคิซึคองที่ชั่วขณะตำแหน่งของค่า  $k$  ในขณะที่พิจารณา จากลักษณะของคลื่นแรงดันและกระแสดังกล่าวจะสามารถทำการวิเคราะห์หาสมการทั่วไปของคลื่นแรงดันสแควร์เอาต์พุต  $v_{o,k}$  ได้ดังแสดงในสมการที่ 5.4 และคลื่นกระแสเอาต์พุตใกล้เคียงไซน์  $i_{o,k}$  ได้ดังแสดงในสมการที่ 5.5 ซึ่งเกิดขึ้นในแต่ละไซเคิลย่อยของคลื่นเอาต์พุตความถี่สูง

$$v_{o,k} = \frac{V_{avo,k}}{2} + \frac{V_{avo,k}}{\pi} [(1 - \cos \pi) \sin \omega_s t] + \frac{V_{avo,k}}{2\pi} [(1 - \cos 2\pi) \sin 2\omega_s t] + \frac{V_{avo,k}}{3\pi} [(1 - \cos 3\pi) \sin 3\omega_s t] + \dots \quad (5.4)$$

$$i_{o,k} = \frac{V_{avo,k}}{\pi Z_{k1}} [(1 - \cos \pi) \sin(\omega_s t - \theta_{k1})] + \frac{V_{avo,k}}{2\pi Z_{k2}} [(1 - \cos 2\pi) \sin(2\omega_s t - \theta_{k2})] + \frac{V_{avo,k}}{3\pi Z_{k3}} [(1 - \cos 3\pi) \sin(3\omega_s t - \theta_{k3})] + \dots \quad (5.5)$$

โดยที่  $V_{avo,k}$  คือค่าแรงดันคิซึคองที่ชั่วขณะในแต่ละไซเคิลย่อยของคลื่นแรงดันเอาต์พุตความถี่สูงของวงจร AC-AC Converter ซึ่งได้แสดงไว้แล้วในสมการที่ 5.3 และ  $\theta_{kn}$  คือมุมต่างเฟสใดๆ ระหว่างแรงดัน  $v_{o,kn}$  และ  $i_{o,kn}$  ซึ่งสามารถเขียนแสดงได้ดังสมการที่ 5.6

$$\cos \theta_{kn} = \cos \left( \tan^{-1} \left( \frac{\omega_s L - (1/\omega_s C)}{R} \right) \right), \cos \left( \tan^{-1} \left( \frac{2\omega_s L - (1/2\omega_s C)}{R} \right) \right),$$

$$\cos \left( \tan^{-1} \left( \frac{3\omega_s L - (1/3\omega_s C)}{R} \right) \right), \dots \quad (5.6)$$

จากสมการข้างต้นที่ 5.4, 5.5 และ 5.6 สามารถนำมาคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{o,k}$  ในแต่ละไซเคิลย่อยได้ดังแสดงในสมการที่ 5.7

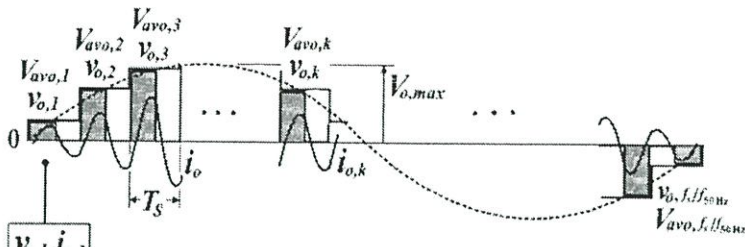
$$P_{o,k} = V_{o,k1} I_{o,k1} \cos \theta_{k1} + V_{o,k2} I_{o,k2} \cos \theta_{k2}$$

$$+ V_{o,k3} I_{o,k3} \cos \theta_{k3} + \dots \quad (5.7)$$

ดังนั้นเมื่อนำค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{o,k}$  ที่คำนวณได้ในแต่ละไซเคิลย่อยนั้นๆ มารวมกัน และหารด้วยจำนวนไซเคิลย่อยทั้งหมดที่ใช้ในการคำนวณภายใน 1 ไซเคิลของแรงดันแหล่งจ่าย 50 Hz ก็จะได้ค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ย  $P_o$  ดังแสดงในสมการที่ 5.8

$$P_o = \frac{P_{o,1} + P_{o,2} + P_{o,3} + \dots + P_{o,k} + \dots + P_{o,f_s/f_{50\text{Hz}}}}{f_s / f_{50\text{Hz}}} \quad (5.8)$$

ค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{o,k}$  ที่คำนวณได้ในแต่ละไซเคิลย่อยสามารถนำมาขยายความเพื่อความเข้าใจด้วยคลื่นแรงดัน  $v_{o,k}$  กระแส  $i_{o,k}$  และมุมต่างเฟส  $\theta_{kn}$  พร้อมสมการของคลื่นแรงดัน กระแสและมุมต่างเฟสนั้นๆ ที่ลำดับฮาร์โมนิกส์ต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 5.8 ถึง รูปที่ 5.11



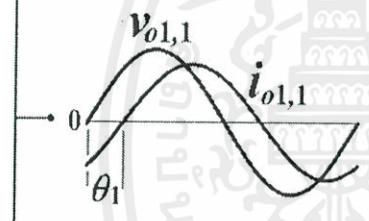
$v_{o,1}$   $i_{o,1}$

$v_{dc,1}$

$i_{dc,1}$

$$v_{dc,1} = \frac{V_{avo,1}}{2}$$
~~$$i_{dc,1} = 0$$~~

$P_{dc,1} = 0$

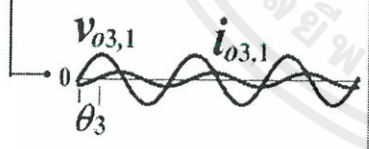


$$v_{o1,1} = \frac{V_{avo,1}}{\pi} (1 - \cos \pi) \sin \omega_s t$$

$$i_{o1,1} = \frac{V_{avo,1}}{\pi Z_1} (1 - \cos \pi) \sin(\omega_s t - \theta_1)$$

$$\theta_1 = \tan^{-1} \left( \frac{\omega_s L - (1/\omega_s C)}{R} \right)$$

$P_{o1,1} = V_{o1,1} I_{o1,1} \cos \theta_1$



$$v_{o3,1} = \frac{V_{avo,1}}{3\pi} (1 - \cos 3\pi) \sin 3\omega_s t$$

$$i_{o3,1} = \frac{V_{avo,1}}{3\pi Z_3} (1 - \cos 3\pi) \sin(3\omega_s t - \theta_3)$$

$$\theta_3 = \tan^{-1} \left( \frac{3\omega_s L - (1/3\omega_s C)}{R} \right)$$

$P_{o3,1} = V_{o3,1} I_{o3,1} \cos \theta_3$

⋮

⋮

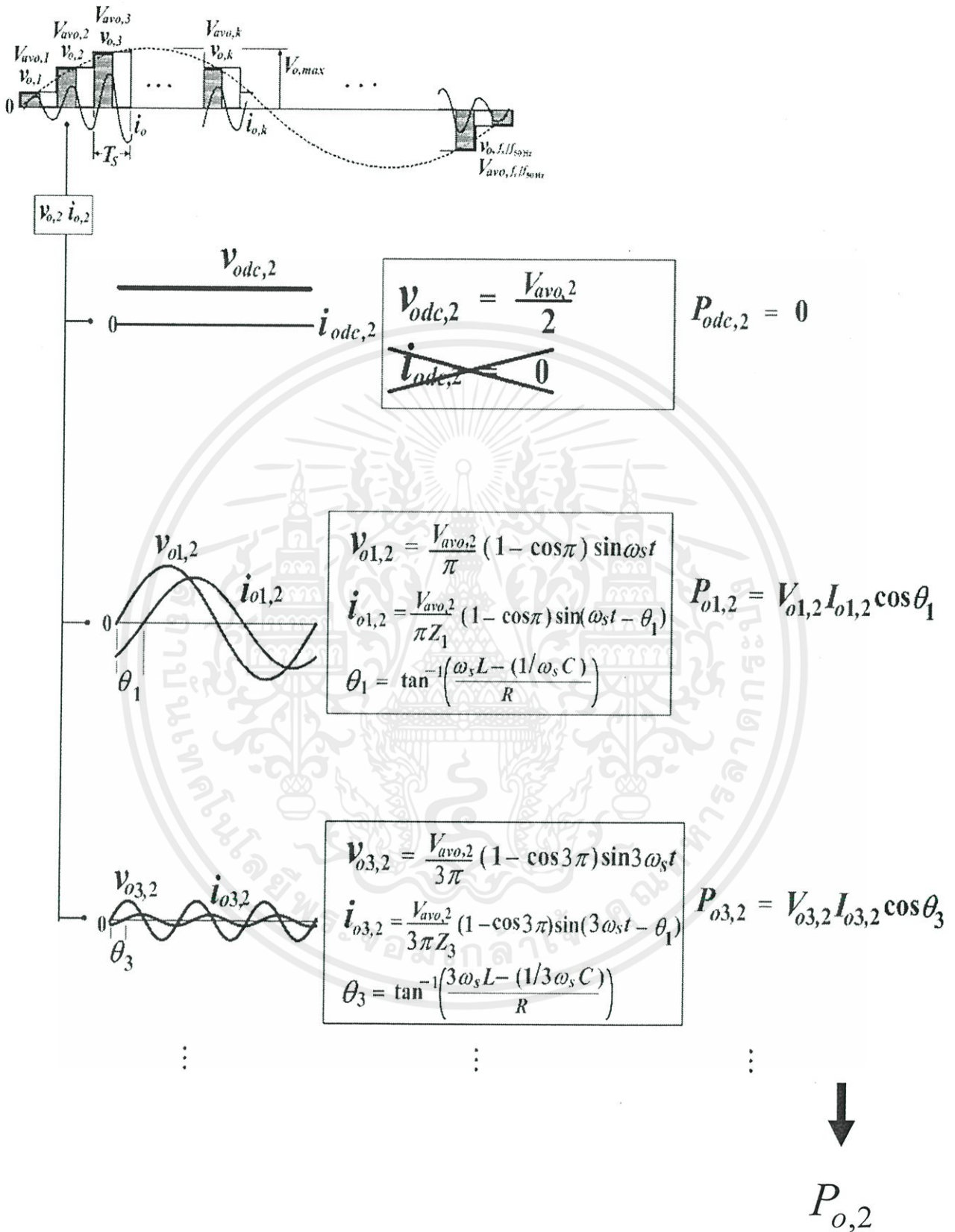
⋮



$P_{o,1}$

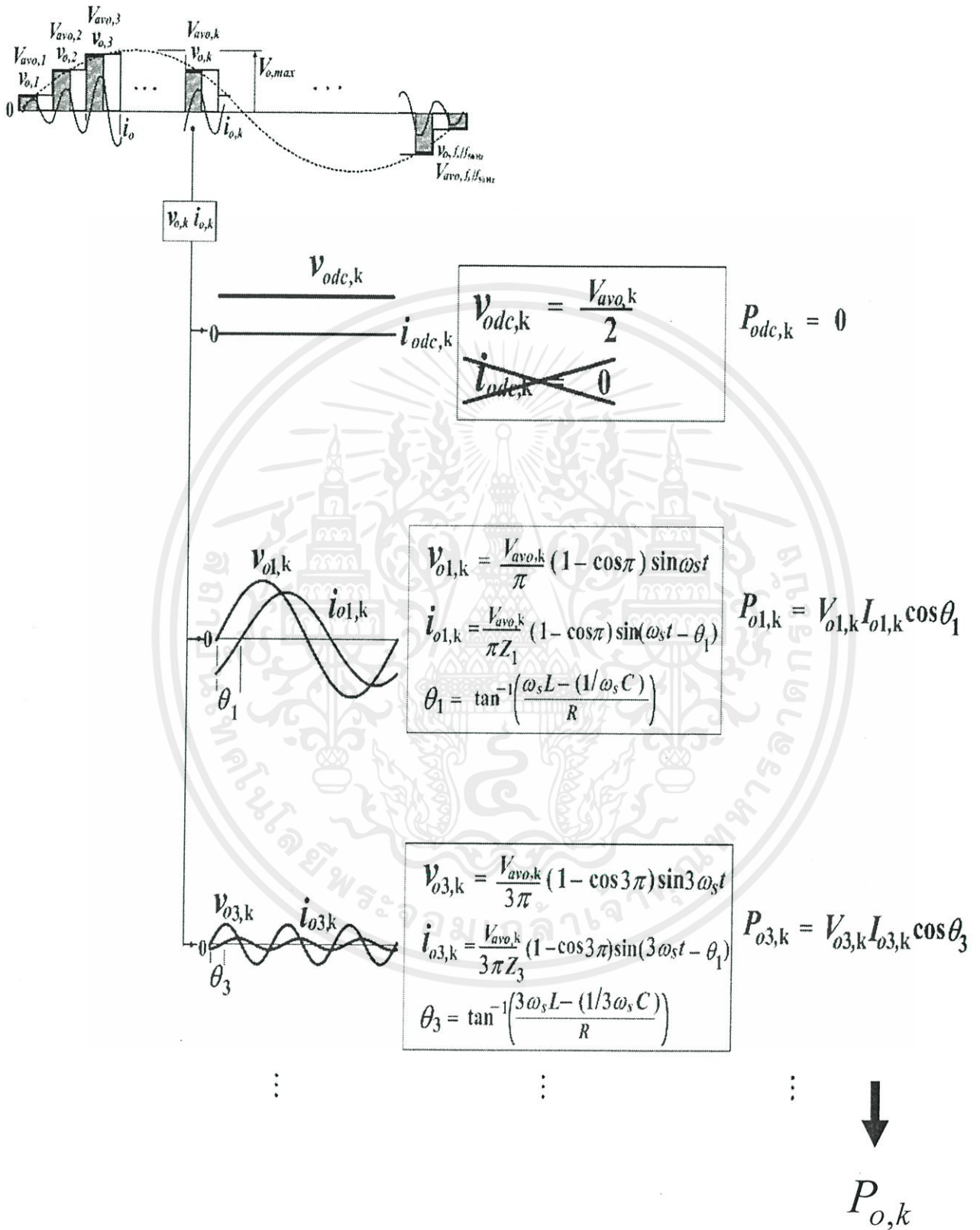
รูปที่ 5.8 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{o,1}$  ของไซเคิลย่อยที่  $k = 1$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



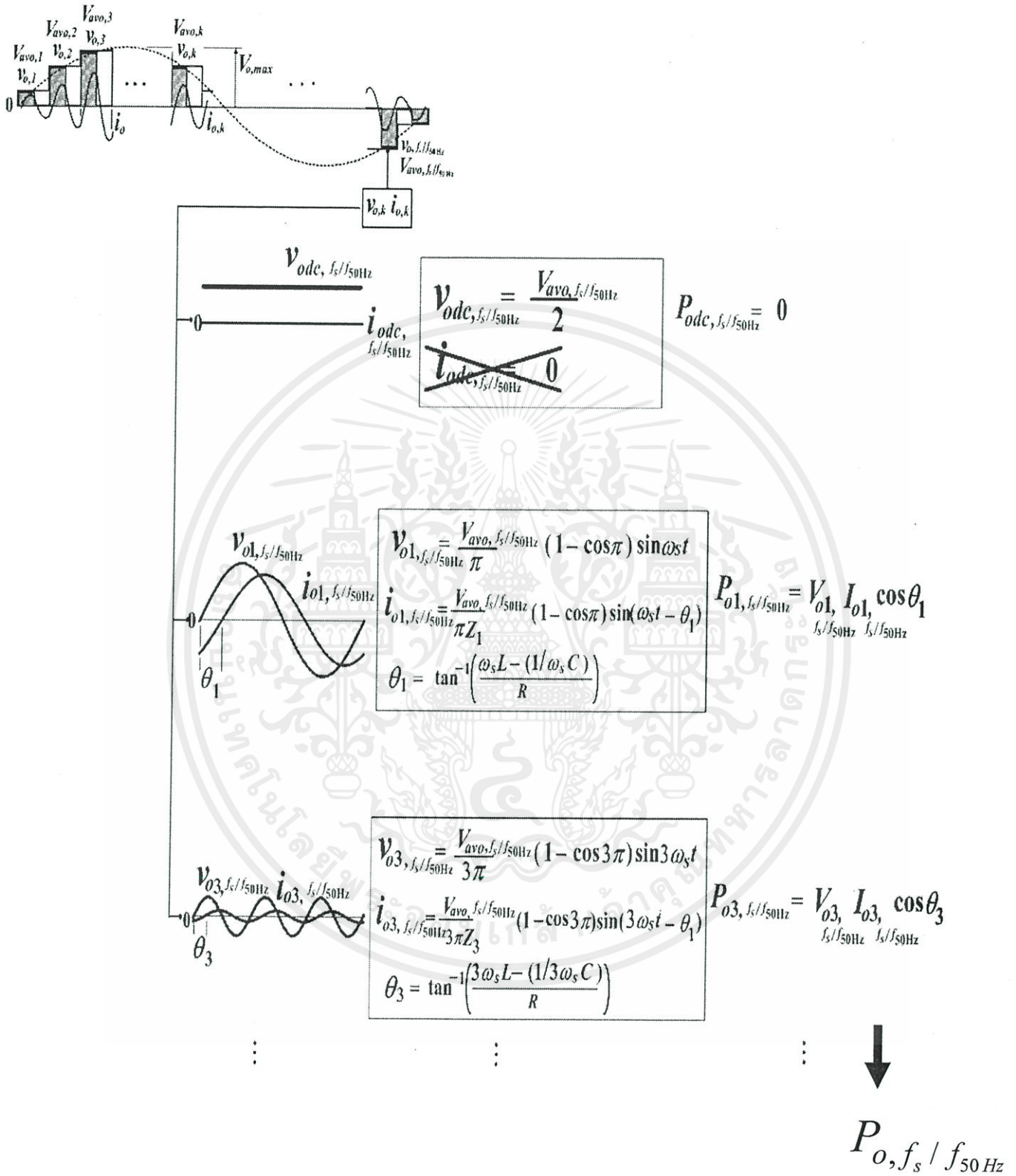
รูปที่ 5.9 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{o,2}$  ของไซเคิลย่อยที่  $k=2$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 5.10 การวิเคราะห์กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{o,k}$  ของไฉ่เกลี่ยย้อยที่  $k$  ใดๆ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



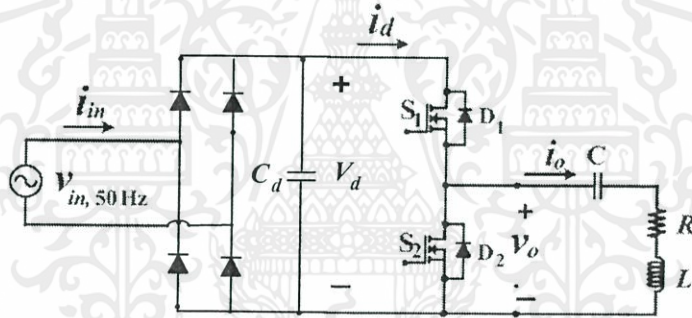
รูปที่ 5.11 การวิเคราะห์กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{O, f_s / f_{50Hz}}$  ของไซเคิลย่อยสุดท้ายที่  $f_s / f_{50Hz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

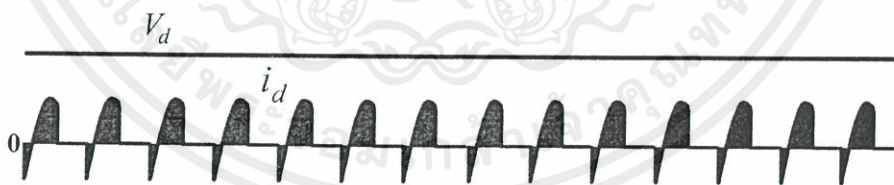
### 5.3 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุต

#### 5.3.1 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตของวงจร AC-DC-AC Converter ซึ่งทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบบวกโดยอาศัยการพิจารณาในแต่ละไซเคิลย่อยของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตความถี่สูง $v_o, i_o$

ในการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าในแต่ละไซเคิลย่อยทางด้านอินพุตของวงจร AC-DC-AC Converter ดังแสดงในรูปที่ 5.12 ซึ่งทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบบวกนั้น จะได้ลักษณะของคลื่นแรงดันอินพุต  $V_d$  เป็นแรงดันดีซีตรงเรียบบวกและลักษณะของคลื่นกระแสอินพุต  $i_d$  เป็นลักษณะของคลื่นที่เป็นส่วนหนึ่งของคลื่นกระแสไซน์เอาต์พุต แต่จะมีเฉพาะในช่วงของโหมคการทำงานที่เป็นโหมครีเงินและโหมคเพาเวอร์เท่านั้น โดยลักษณะของคลื่นแรงดันดีซีตรงเรียบบวก  $V_d$  และลักษณะของคลื่นกระแสอินพุต  $i_d$  ที่ใช้ในการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าในแต่ละไซเคิลย่อยทางด้านอินพุตของวงจร AC-DC-AC Converter จะแสดงในรูปที่ 5.13



รูปที่ 5.12 วงจร AC-DC-AC Converter ที่ทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบบวก  $V_d$

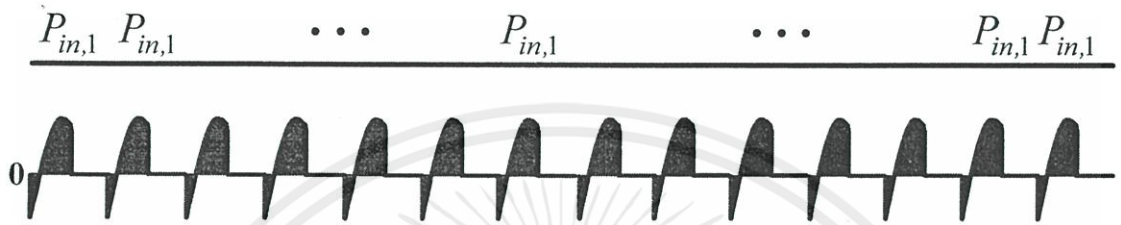


รูปที่ 5.13 ลักษณะของคลื่นแรงดันดีซีตรงเรียบบวก  $V_d$  และกระแสอินพุต  $i_d$  ที่ใช้ในการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุต

จากลักษณะของคลื่นแรงดันดีซีตรงเรียบบวก  $V_d$  และกระแสอินพุต  $i_d$  สามารถนำมาคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าในแต่ละไซเคิลย่อยทางด้านอินพุตของวงจร AC-DC-AC Converter ได้ โดยจะทำการคำนวณทีละ 1 ไซเคิลของกระแสอินพุตความถี่สูง  $i_d$  ซึ่งจะกำหนดให้เป็นกำลังไฟฟ้าอินพุต  $P_{in,1}$  ดังแสดงในรูปที่ 5.14 โดยค่ากำลังไฟฟ้าอินพุต  $P_{in,1}$  ในแต่ละไซเคิลย่อยนั้นจะเกิดจากการหาค่าเฉลี่ยของกระแสอินพุต  $i_d$  ซึ่งจะได้ค่า  $I_d$  และนำไปคูณกับแรงดันดีซีตรงเรียบบวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

$V_d$  ดังได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 หัวข้อที่ 3.3.4 ก็จะสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุต  $P_{in,1}$  ในแต่ละไซเคิลย่อยนี้ได้ จากนั้นจะนำค่ากำลังไฟฟ้าที่คำนวณได้ในแต่ละไซเคิลย่อยนั้นๆ มารวมกันและหารด้วยจำนวนไซเคิลย่อยทั้งหมดที่ใช้ในการคำนวณก็จะได้ค่าเฉลี่ยของกำลังไฟฟ้าอินพุต  $P_{in}$  ดังแสดงในสมการที่ 5.9



$$P_{in} = \frac{P_{in,1} + P_{in,1} + P_{in,1} + \dots + P_{in,1} + \dots + P_{in,1}}{\text{จำนวน 600 ไซเคิล}}$$

$$P_{in} = \frac{600 \cdot P_{in,1}}{600}$$

$P_{in} = P_{in,1}$

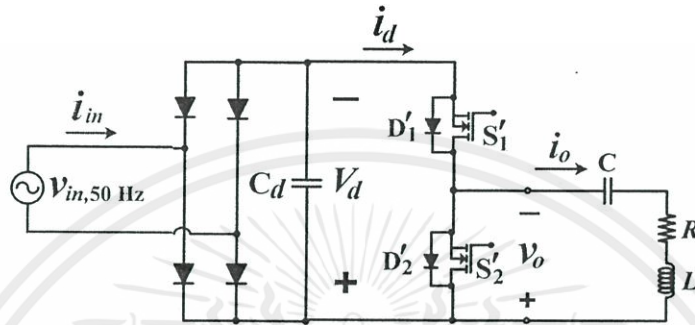
(5.9)

5.3.2 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตของวงจร AC-DC-AC Converter ซึ่งทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบลบโดยอาศัยการพิจารณาในแต่ละไซเคิลย่อยของคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตความถี่สูง  $v_o, i_o$

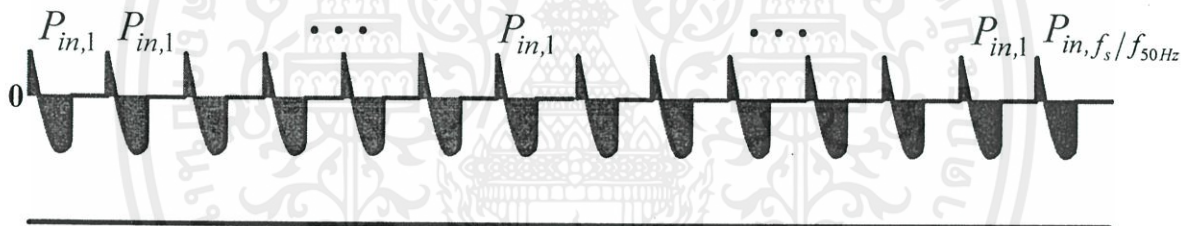
ในการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าในแต่ละไซเคิลย่อยทางด้านอินพุตของวงจร AC-DC-AC Converter ดังแสดงในรูปที่ 5.14 ซึ่งทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบลบนั้น จะได้ลักษณะของคลื่นแรงดันอินพุต  $V_d$  เป็นแรงดันดีซีตรงเรียบลบและลักษณะของคลื่นกระแสอินพุต  $i_d$  เป็นลักษณะของคลื่นที่เป็นส่วนหนึ่งของคลื่นกระแสไซน์เอาต์พุต แต่จะมีเฉพาะในช่วงของโหมดการทำงานที่เป็นโหมดรีเจนและโหมดเพาเวอร์เท่านั้น โดยลักษณะของคลื่นแรงดันดีซีตรงเรียบลบ  $V_d$  และลักษณะของคลื่นกระแสอินพุต  $i_d$  ที่ใช้ในการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าในแต่ละไซเคิลย่อยทางด้านอินพุตของวงจร AC-DC-AC Converter จะแสดงในรูปที่ 5.15

จากลักษณะของคลื่นแรงดันดีซีตรงเรียบลบ  $V_d$  และกระแสอินพุต  $i_d$  สามารถนำมาคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าในแต่ละไซเคิลย่อยทางด้านอินพุตของวงจร AC-DC-AC Converter ได้ โดยจะทำการคำนวณที่ละ 1 ไซเคิลของกระแสอินพุตความถี่สูง  $i_d$  ซึ่งจะกำหนดให้เป็นกำลังไฟฟ้าอินพุต  $P_{in,1}$  ดังแสดงในรูปที่ 5.15 โดยค่ากำลังไฟฟ้าอินพุต  $P_{in,1}$  ในแต่ละไซเคิลย่อยนั้นจะเกิด

การหาค่าเฉลี่ยของกระแสอินพุต  $i_d$  ซึ่งจะได้ค่า  $I_d$  และนำไปคูณกับแรงดันดีซีตรงเรียบลบ  $V_d$  ดังได้กล่าวไว้แล้วในบทที่ 3 หัวข้อที่ 3.3.4 ก็จะสามารถหาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุต  $P_{in,1}$  ในแต่ละไซเคิลย่อยนี้ได้ จากนั้นจะนำค่ากำลังไฟฟ้าที่คำนวณได้ในแต่ละไซเคิลย่อยนั้นๆ มารวมกันและหารด้วยจำนวนไซเคิลย่อยทั้งหมดที่ใช้ในการคำนวณก็จะได้ค่าเฉลี่ยของกำลังไฟฟ้าอินพุต  $P_{in}$  ดังแสดงในสมการที่ 5.10



รูปที่ 5.14 วงจร AC-DC-AC Converter ที่ทำงานด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบลบ  $V_d$



รูปที่ 5.15 ลักษณะของคลื่นแรงดันดีซีตรงเรียบลบ  $V_d$  และกระแสอินพุต  $i_d$  ที่ใช้ในการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุต

$$P_{in} = \frac{P_{in,1} + P_{in,1} + P_{in,1} + \dots + P_{in,1} + \dots + P_{in, f_s / f_{50\text{Hz}}}}{f_s / f_{50\text{Hz}}}$$

$$P_{in} = \frac{f_s / f_{50\text{Hz}} \cdot P_{in,1}}{f_s / f_{50\text{Hz}}}$$

$P_{in} = P_{in,1}$

(5.10)

### 5.3.3 การวิเคราะห์หาค่าแรงดันดีซีตรงที่ชั่วขณะของ AC-AC Converter ซึ่งทำงานด้วยแรงดันครึ่งไซเคิลบวกและแรงดันครึ่งไซเคิลลบของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz โดย

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่ส... อาศัยการพิจารณาในแต่ละไซเคิลย่อยของคลื่นแรงดันและกระแสอินพุต  $v_{in}, i_{in}$  โยชนด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ในการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าในแต่ละไซเคิลย่อยทางด้านอินพุทของวงจร AC-AC Converter ซึ่งทำงานด้วยแรงดันไซน์เอซอินพุท 50 Hz สามารถทำได้ในทำนองเดียวกับการหาแรงดันคี่ซิงค์ที่ชั่วขณะที่น่าไปใช้ในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุท  $v_{avo,k}$  ที่ได้กล่าวไว้แล้วในหัวข้อที่ 5.2.3 แต่จะมีข้อแตกต่างกันที่ค่าของแรงดันคี่ซิงค์ที่ชั่วขณะทางด้านอินพุท  $v_{avi,k}$  จะมีค่าสูงกว่าของทางด้านเอาต์พุท  $v_{avo,k}$  โดยจะได้สมการของแรงดันคี่ซิงค์ที่ชั่วขณะทางด้านอินพุท  $v_{avi,k}$  ดังสมการที่ 5.11

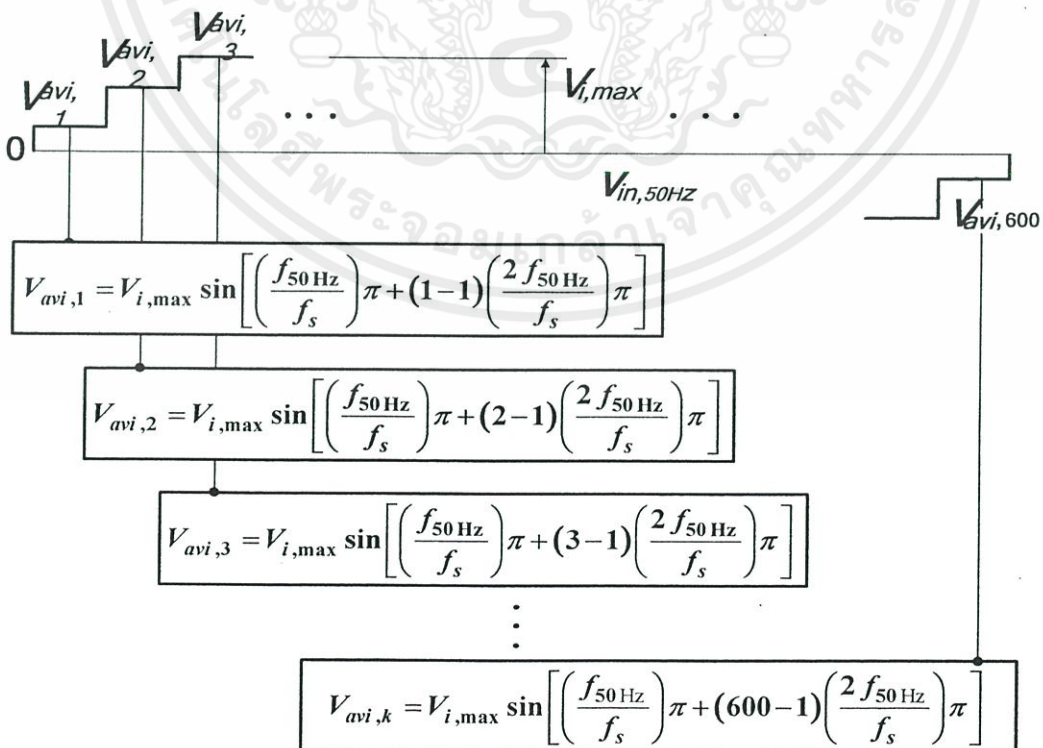
$$V_{avi,k} = V_{i,max} \sin \left[ \left( \frac{f_{50Hz}}{f_s} \right) \pi + (k-1) \left( \frac{2f_{50Hz}}{f_s} \right) \pi \right] \quad (5.11)$$

โดยที่  $f_{50Hz}$  คือ ความถี่ของแรงดันคลื่นไซน์อินพุท  $v_{in,50Hz}$

$f_s$  คือ ความถี่สวิตซิงของวงจร AC-AC Converter

$k$  คือตำแหน่งของไซเคิลย่อยใดๆ ของคลื่นแรงดันอินพุทความถี่สูง

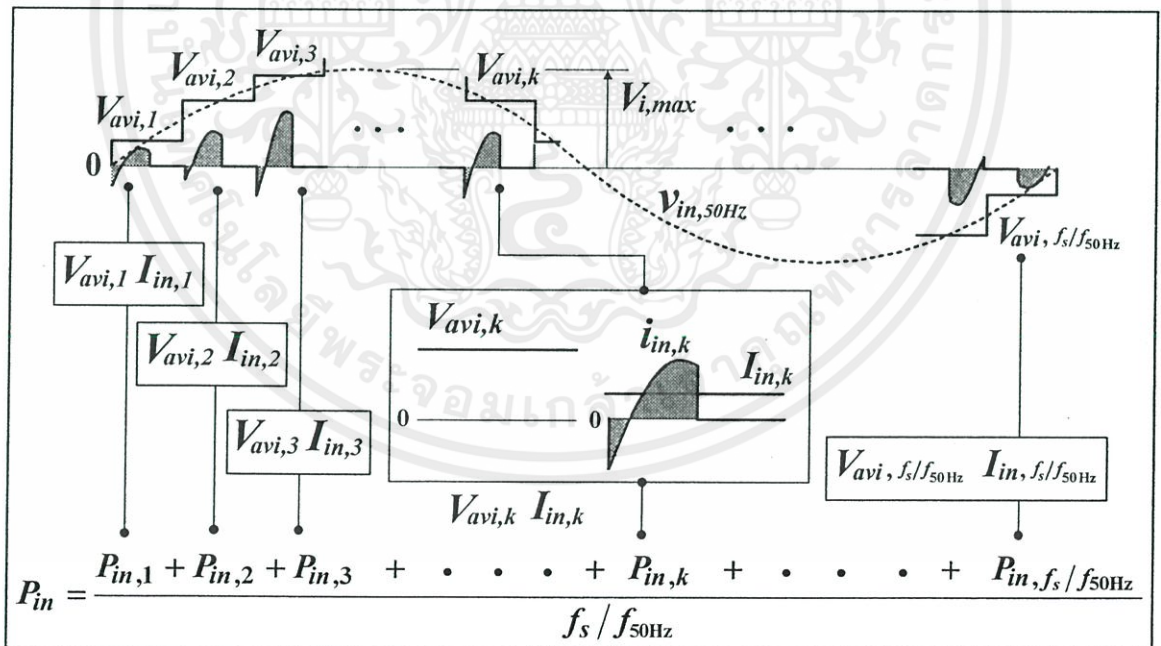
ค่าของแรงดันคี่ซิงค์ที่ชั่วขณะ  $V_{avi,k}$  ในแต่ละไซเคิลย่อยของวงจร AC-AC Converter ซึ่งมีความถี่สวิตซิงเท่ากับ 30 kHz จะแสดงได้ดังรูปที่ 5.16 โดยที่ค่าของแรงดันคี่ซิงค์ที่ชั่วขณะในแต่ละไซเคิลย่อยที่คำนวณได้นี้จะนำไปป้อนเป็นอินพุทให้กับวงจร AC-AC Converter และเมื่อแทนค่า  $k = 1, 2, 3, \dots, 600$  ก็จะได้ค่าแรงดันคี่ซิงค์ที่ชั่วขณะในแต่ละไซเคิลย่อยเท่ากับ  $V_{avi,1}, V_{avi,2}, V_{avi,3}, \dots, V_{avi,600}$



รูปที่ 5.16 การวิเคราะห์หาค่าแรงดันคี่ซิงค์ที่ชั่วขณะทางด้านอินพุทในแต่ละไซเคิลย่อย

5.3.4 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตของวงจร AC-AC Converter ซึ่งทำงานด้วยแรงดันครึ่งไซเคิลบวกและแรงดันครึ่งไซเคิลลบของแรงดันไซน์เอชอินพุต 50 Hz โดยอาศัยการพิจารณาในแต่ละไซเคิลย่อยของคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทความถี่สูง  $v_{in}, i_{in}$

ในการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าในแต่ละไซเคิลย่อยทางด้านอินพุตของวงจร AC-AC Converter ดังแสดงในรูปที่ 5.17 ซึ่งทำงานด้วยแรงดันครึ่งไซเคิลบวกและแรงดันครึ่งไซเคิลลบของแรงดันไซน์อินพุต 50 Hz ในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าในแต่ละไซเคิลย่อยนั้นจะทำการคำนวณทีละ 1 ไซเคิลของกระแสอินพุทความถี่สูงซึ่งจะกำหนดให้เป็นค่ากำลังไฟฟ้าเอาท์พุท  $P_{in,k}$  ที่ไซเคิล  $k$  ใดๆ ดังแสดงในรูปที่ 5.17 โดยค่ากำลังไฟฟ้าอินพุทที่ไซเคิล  $k$  ใดๆ  $P_{in,k}$  ในแต่ละไซเคิลย่อยใดๆ นั้นจะเกิดจากคลื่นกระแสในลักษณะที่เป็นส่วนหนึ่งของคลื่นกระแสไซน์เอาท์พุทแต่จะมีเฉพาะในช่วงของโหมคการทำงานที่เป็นโหมครีเงินและโหมคเพาเวอร์เท่านั้นกับคลื่นแรงดันดีซีคิงที่ชั่วขณะ  $v_{avi,k}$  ที่มีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นหรือลดลงในลักษณะคลื่นไซน์ตามค่าระดับแรงดันดีซีคิงที่ชั่วขณะโดยขึ้นกับตำแหน่งในขณะพิจารณาที่  $k$  ใดๆ



รูปที่ 5.17 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุท  $P_{in}$  ของ AC-AC Converter

จากรูปที่ 5.17 สามารถอธิบายถึงขั้นตอนการวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุทเฉลี่ย  $P_{in}$  ของวงจร AC-AC Converter ได้ โดยในขั้นตอนแรกจะต้องคำนวณหาสมการของแรงดันดีซีคิงที่ชั่วขณะ  $V_{avi,k}$  และกระแสอินพุทเฉลี่ย  $I_{in,k}$  จากกระแสอินพุท  $i_{in,k}$  ซึ่งมีลักษณะของคลื่นกระแส

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เป็นส่วนหนึ่งของคลื่นกระแสใกล้เคียงไซน์ทางด้านเอาต์พุต แต่จะมีเฉพาะในช่วงของ โหมมการทำงานที่เป็น โหมมครีเงินและ โหมมคพาเวอร์เท่านั้น ในแต่ละไซเคิลย่อยที่ตำแหน่ง  $k$  ใดๆ ของคลื่นความถี่สูงซึ่งบรรจุอยู่ใน 1 ไซเคิลของคลื่นไซน์ความถี่ต่ำ 50 Hz ซึ่งจะเห็นได้ว่ากระแสอินพุตเฉลี่ย  $I_{in,k}$  มีค่าไม่คงที่ แต่จะค่าเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามระดับค่าแรงดันดีซีคงที่ชั่วขณะตำแหน่งของค่า  $k$  ในขณะที่พิจารณา จากลักษณะของคลื่นแรงดันและกระแสดังกล่าวจะสามารถทำการวิเคราะห์หาสมการทั่วไปของคลื่นกระแสอินพุตเฉลี่ย  $I_{in,k}$  ได้ดังแสดงในสมการที่ 5.12 ซึ่งเกิดขึ้นในแต่ละไซเคิลย่อยของคลื่นเอาต์พุตความถี่สูง

$$\begin{aligned}
 I_{in,k} = & \frac{V_{avo,k}}{2\pi^2 Z_{k1}} \left[ \{1 - \cos \pi\} \{-\cos(\pi - \theta_{k1}) + \cos(-\theta_{k1})\} \right] \\
 & + \frac{V_{avo,k}}{2 \times 2^2 \pi^2 Z_{k2}} \left[ \{1 - \cos 2\pi\} \{-\cos(2\pi - \theta_{k2}) + \cos(-\theta_{k2})\} \right] \\
 & + \frac{V_{avo,k}}{2 \times 3^2 \pi^2 Z_{k3}} \left[ \{1 - \cos 3\pi\} \{-\cos(3\pi - \theta_{k3}) + \cos(-\theta_{k3})\} \right] + \dots
 \end{aligned} \tag{5.12}$$

จากสมการข้างต้นที่ 5.12 สามารถนำ  $I_{in,k}$  มาใช้ในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{in,k}$  ในแต่ละไซเคิลย่อยดังแสดงในสมการที่ 5.13

$$P_{in,k} = V_{avi,k} I_{in,k} \tag{5.13}$$

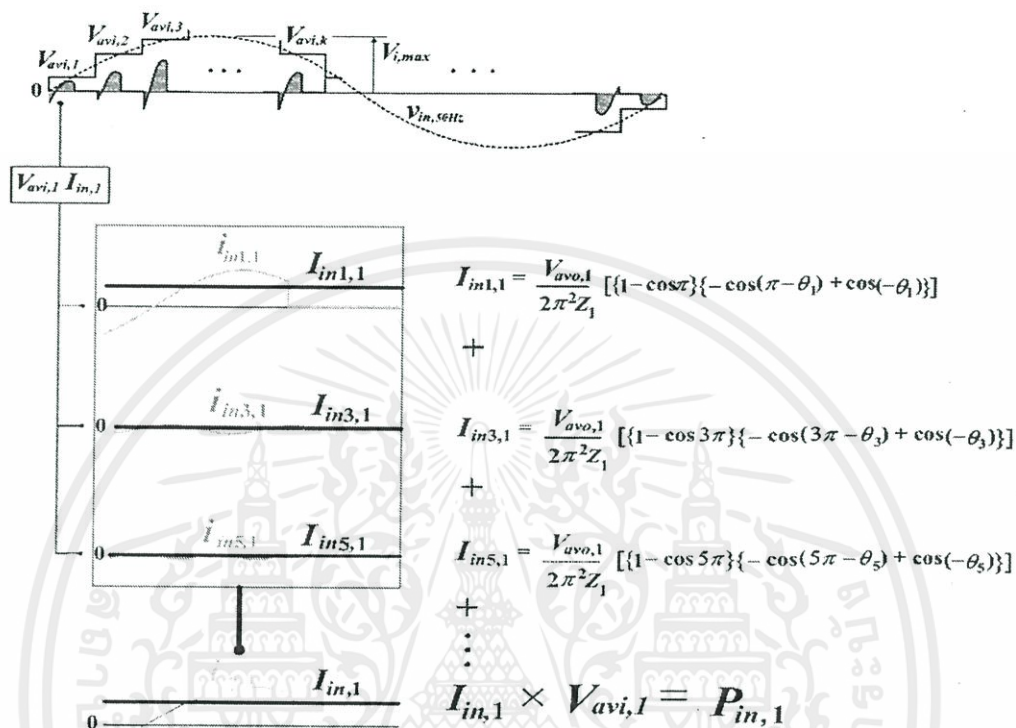
ดังนั้นเมื่อนำค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{in,k}$  ที่คำนวณได้ในแต่ละไซเคิลย่อยนั้นๆมารวมกันและหารด้วยจำนวนไซเคิลย่อยทั้งหมดที่ใช้ในการคำนวณ ก็จะได้ค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ย  $P_{in}$  ดังแสดงในสมการที่ 5.14

$$P_{in} = \frac{P_{in,1} + P_{in,2} + P_{in,3} + \dots + P_{in,k} + \dots + P_{in,f_s/f_{50\text{Hz}}}}{f_s / f_{50\text{Hz}}} \tag{5.14}$$

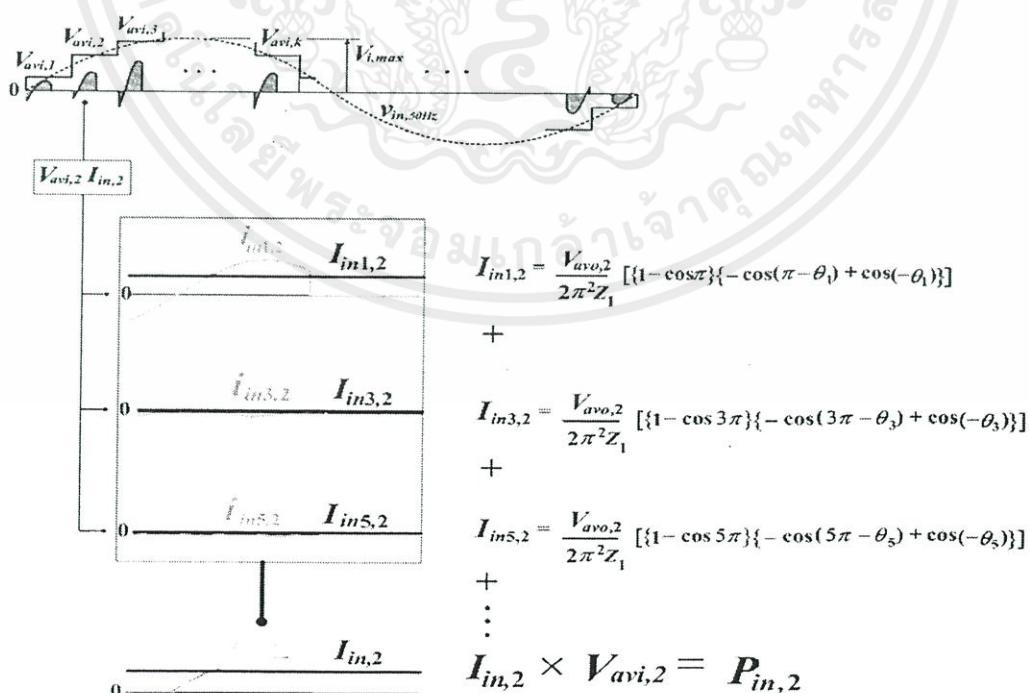
โดยที่ :

$$Z_{kn} = \sqrt{R^2 + \left( n\omega_s L - \frac{1}{n\omega_s C} \right)^2}$$

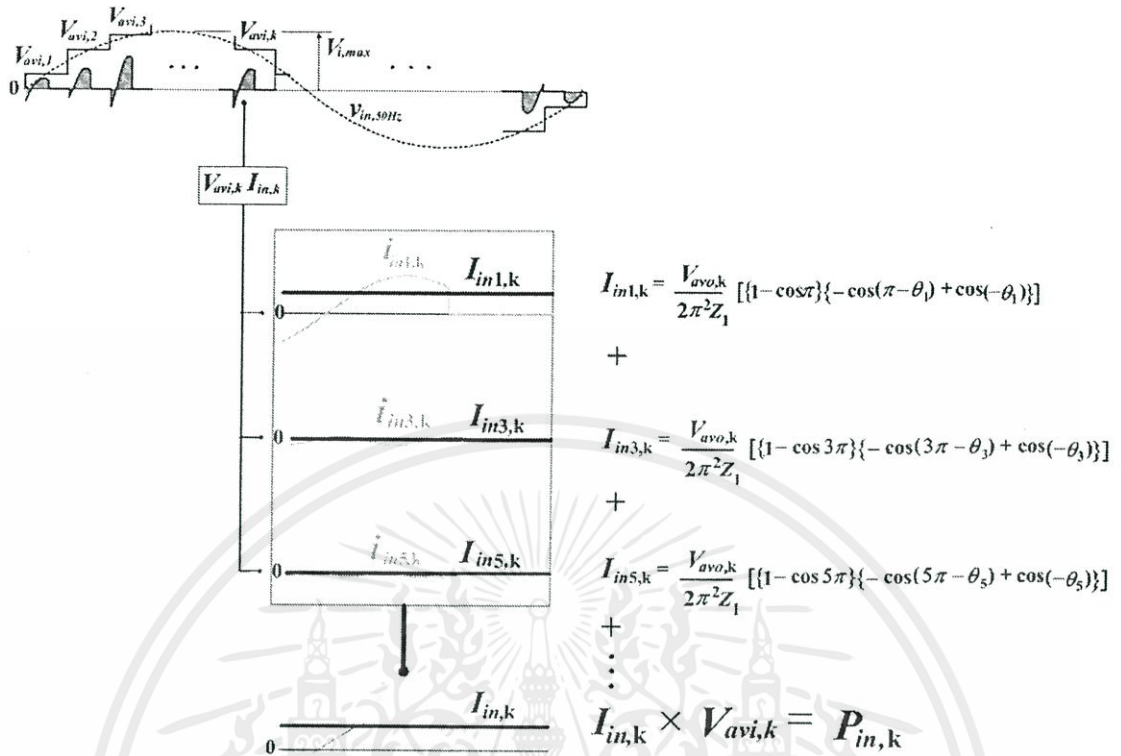
ค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{in,k}$  ที่คำนวณได้ในแต่ละไซเคิลย่อยสามารถนำมาขยายความเพื่อความเข้าใจด้วยคลื่นแรงดัน  $V_{avi,k}$  กระแส  $I_{in,k}$  พร้อมสมการของคลื่นแรงดันและกระแสที่ตำแหน่งไซเคิลย่อยต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 5.18 ถึง รูปที่ 5.21



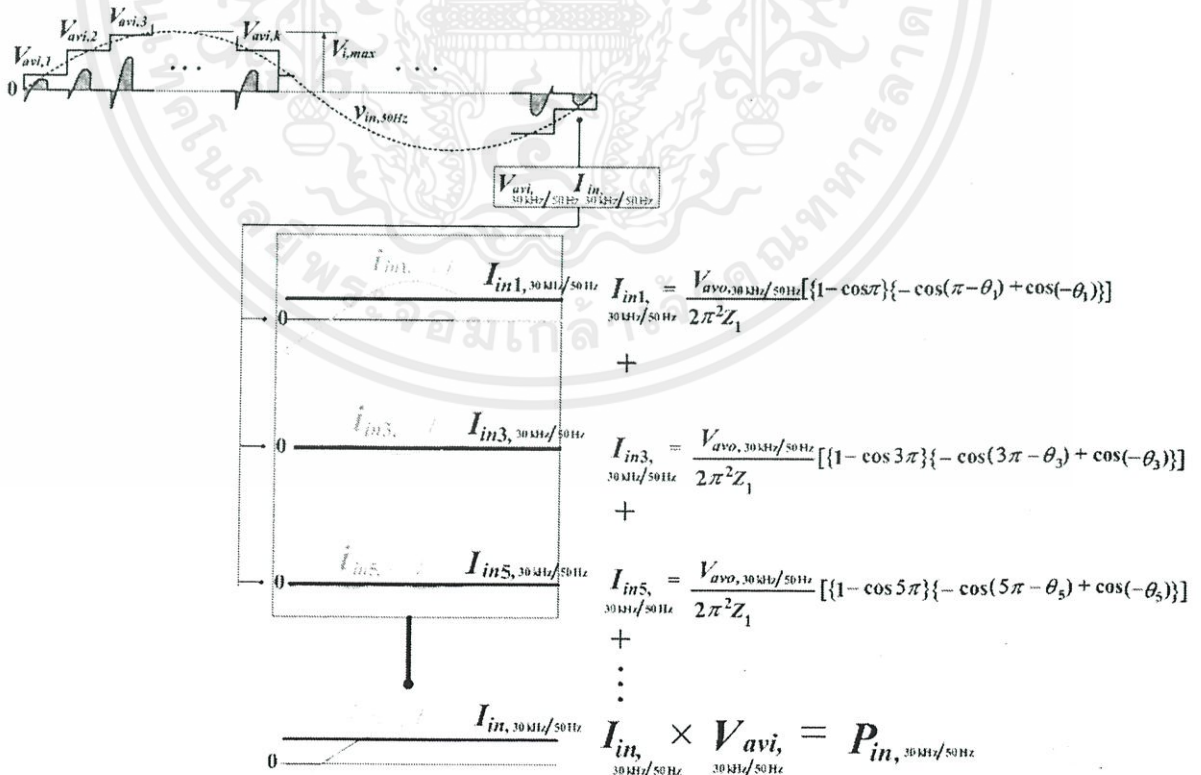
รูปที่ 5.18 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตที่ไซเคิลย่อยที่  $k=1$ ,  $P_{in,1}$



รูปที่ 5.19 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตที่ไซเคิลย่อยที่  $k=2$ ,  $P_{in,2}$



รูปที่ 5.20 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตที่ไซเคิลย่อยที่  $k$  ใดๆ,  $P_{in,k}$



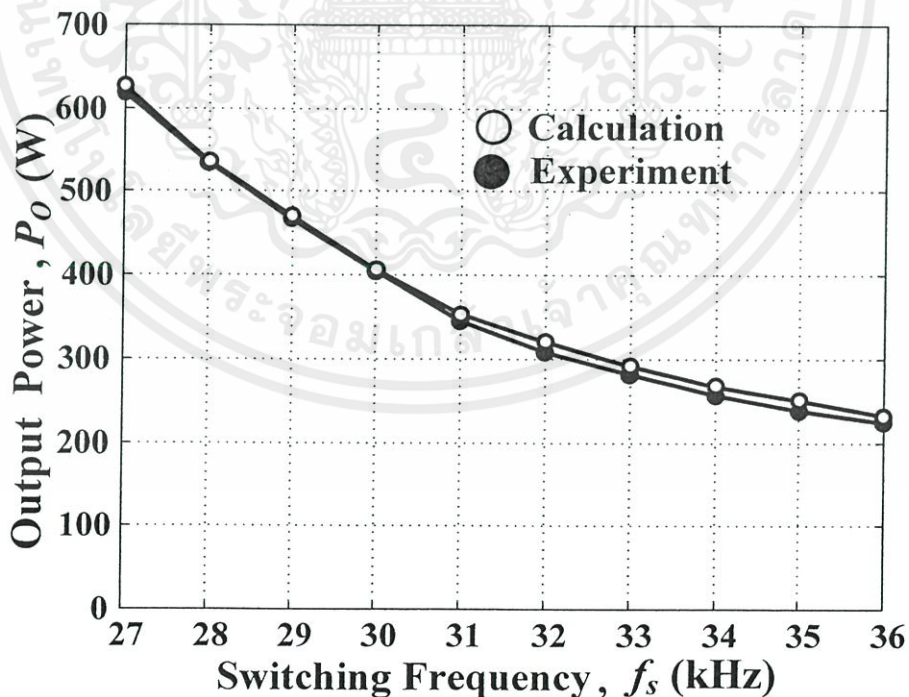
รูปที่ 5.21 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตที่ไซเคิลย่อยที่  $k = f_{30kHz}/50Hz$ ,  $P_{in,f_{30kHz}/50Hz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## 5.4 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต $P_o$ กำลังไฟฟ้า $P_{in}$ ประสิทธิภาพ $\eta$ และสมรรถนะการต้มเดือด

### 5.4.1 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ย $P_o$ ค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ย $P_{in}$ และประสิทธิภาพการแปลงกำลังไฟฟ้าของวงจร AC-AC Converter

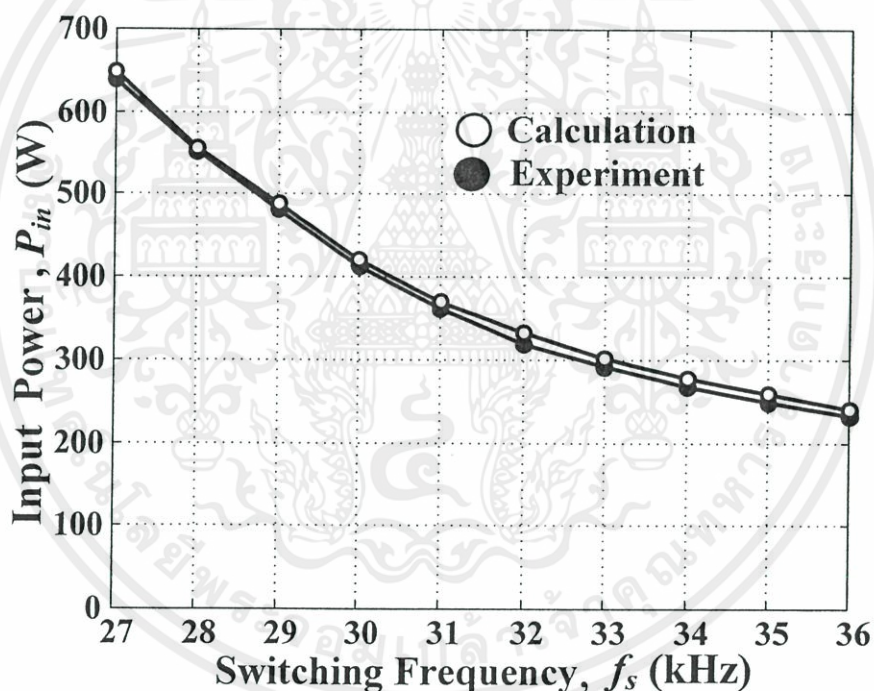
จากหลักการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ย  $P_o$  สำหรับวงจร AC-AC Converter ซึ่งได้กล่าวไว้แล้วในหัวข้อที่ 5.2.4 เฉพาะในส่วนของ  $v_{ok}, i_{ok}$  และ  $\cos \theta_{kn}$  ดังแสดงในสมการที่ 5.4, 5.5 และ 5.6 ตามลำดับนั้น สมการเหล่านี้สามารถนำมาใช้ในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต ณ ตำแหน่งใด ๆ ของคลื่นความถี่สูง  $P_{o,k}$  ได้ดังแสดงในสมการที่ 5.7 ซึ่ง  $P_{o,k}$  ที่ได้ยังสามารถนำไปคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ย  $P_o$  ของทุกไซเคิลย่อยทั้งหมดที่บรรจุอยู่ใน 1 ไซเคิลของคลื่นแรงดันไซน์ความถี่ต่ำ 50 Hz ดังแสดงในสมการที่ 5.8 ได้ในที่สุด ซึ่งสมการเหล่านี้ เมื่อนำไปคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB และนำผลที่ได้ไปพล็อตกราฟความสัมพันธ์  $P_o$  vs.  $f_s$  ในช่วงความถี่สวิตซ์ซึ่ง  $f_s$  จาก 27 kHz ถึง 36 kHz พร้อมทั้งนำผลที่ได้ไปเปรียบเทียบกับผลการทดลอง ก็จะได้ผลการเปรียบเทียบทั้งสองดังแสดงในรูปกราฟที่ 5.22 คือค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ยปรับลดจาก 620 วัตต์ถึง 220 วัตต์



รูปที่ 5.22 การเปรียบเทียบกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_o$  กับความถี่สวิตซ์ซึ่ง  $f_s$  ที่ค่าต่างๆ จาก 27 kHz ถึง 36 kHz ที่ได้จากการคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB

และผลการทดลอง

ส่วนในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุทเฉลี่ย  $P_{in}$  ของวงจร AC-AC Converter ก็ได้กล่าวรายละเอียดไว้แล้วในหัวข้อที่ 5.3.4 โดยเริ่มพิจารณาจากสมการของ  $v_{avi,k}$  และ  $I_{in,k}$  ซึ่งแสดงในสมการที่ 5.11 และ 5.12 ตามลำดับ สมการทั้งสองนี้สามารถนำไปใช้ในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุท  $P_{in,k}$  ณ ตำแหน่งไซเคิลย่อยที่  $k$  ใดๆของคลื่นความถี่สูงได้ดังแสดงในสมการที่ 5.13 กำลังไฟฟ้าอินพุท  $P_{in,k}$  ที่ได้นี้ยังสามารถใช้ในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุทเฉลี่ย  $P_{in}$  ของทุกไซเคิลย่อยทั้งหมดที่บรรจุอยู่ใน 1 ไซเคิลของคลื่นแรงดันไซน์ความถี่ต่ำ 50 Hz ซึ่งได้แสดงหลักการเฉลี่ยไว้แล้วในสมการที่ 5.14 สมการที่ได้กล่าวไว้แล้วนี้ เมื่อนำไปคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB และนำผลที่ได้ไปพล็อตกราฟความสัมพันธ์  $P_{in}$  vs.  $f_s$  ในช่วงความถี่สวิตซ์ซึ่ง  $f_s$  จาก 27 kHz ถึง 36 kHz เพื่อเปรียบเทียบกับผลที่ได้จากการทดลองก็จะได้ผลการเปรียบเทียบของเส้นกราฟทั้งสองดังแสดงในรูปที่ 5.23 คือค่ากำลังไฟฟ้าอินพุทเฉลี่ยปรับลดจาก 640 วัตต์ถึง 230 วัตต์

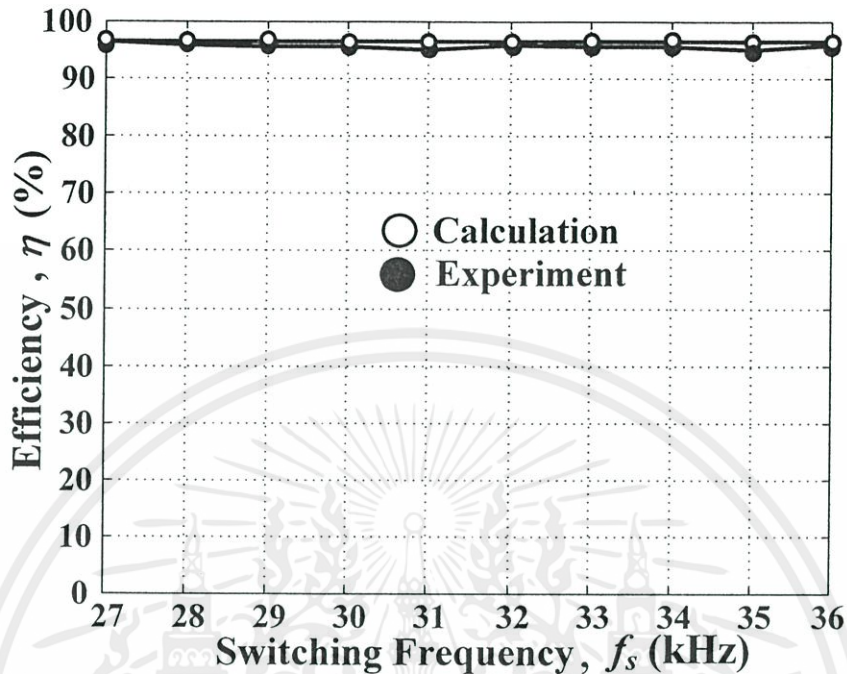


รูปที่ 5.23 การเปรียบเทียบกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่ากำลังไฟฟ้าอินพุท  $P_{in}$  กับความถี่สวิตซ์ซึ่ง  $f_s$  ที่ค่าต่างๆ จาก 27 kHz ถึง 36 kHz ที่ได้จากการคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB และผลการทดลอง

จากค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุท  $P_o$  ซึ่งได้แสดงผลการวิเคราะห์ไว้ในรูปกราฟที่ 5.22 และค่ากำลังไฟฟ้าอินพุท  $P_{in}$  ซึ่งได้แสดงผลการวิเคราะห์ไว้ในรูปกราฟที่ 5.23 สามารถนำมาคำนวณหาค่าประสิทธิภาพการแปลงกำลังไฟฟ้า  $\eta$  ของวงจรเรโซแนนซ์ AC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์ โดยการคำนวณหาของอัตราส่วน  $[P_o/P_{in}] \times 100$  ก็จะได้เส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่าง

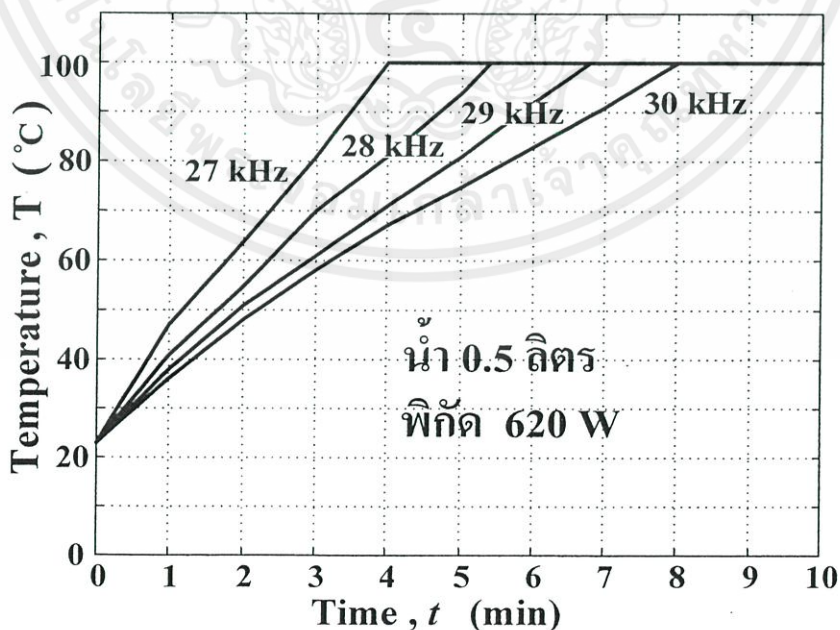
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ประสิทธิภาพ  $\eta$  กับความถี่สวิตซิ่ง  $f_s$  ที่ค่าความถี่สวิตซิ่งจาก 27 kHz ถึง 36 kHz ทั้งกรณีผลการคำนวณและผลการทดลองดังแสดงในรูปกราฟที่ 5.24 ซึ่งได้ค่าประสิทธิภาพเท่ากับ 96%



รูปที่ 5.24 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าประสิทธิภาพการแปลงของวงจร AC-AC Converter กับความถี่สวิตซิ่ง  $f_s$  ที่ค่าต่างๆจาก 27 kHz ถึง 36 kHz

#### 5.4.2 สมรรถนะในการต้มเดือดของเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูงขนาดเล็กโดยใช้วงจรเรโซแนนท์ AC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์



รูปที่ 5.25 กราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่างอุณหภูมิของน้ำ  $T$  และเวลาที่ใช้ในการต้มเดือด  $t$  ที่

ค่าความถี่สวิตซิ่งต่างๆของวงจรเรโซแนนท์ AC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์

จากหลักการและทฤษฎีที่ได้กล่าวไว้แล้วทั้งหมดของวงจรเรโซแนนซ์ AC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์ เมื่อนำมาประยุกต์ใช้งานจริงกับเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูงขนาดเล็ก โดยได้ทดลองสร้างเครื่องต้นแบบของเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูงขนาดเล็กขึ้นเพื่อใช้ในการทดสอบ โดยได้ทำการทดสอบด้วยปริมาตรน้ำ 0.5 ลิตร ที่ความถี่สวิตซ์ 27 kHz, 28 kHz, 29 kHz และ 30 kHz รวม 4 ความถี่ ปรากฏว่าเวลาที่ใช้ในการต้มเดือดจะมีค่าแตกต่างกัน โดยจะใช้เวลาในการต้มเดือดมากขึ้นเมื่อความถี่สวิตซ์เพิ่มขึ้นและสามารถต้มน้ำที่ปริมาตร 0.5 ลิตรให้เดือดได้เร็วสุดภายในเวลา 4 นาทีที่ความถี่สวิตซ์ต่ำสุดเท่ากับที่ 27 kHz ดังแสดงในรูปที่ 5.25

## 5.5 บทสรุป

1. ได้นำเสนอหลักการพิจารณาลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของวงจรเรโซแนนซ์ AC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์ที่ป้อนทางด้านอินพุตด้วยแรงดันคลื่นไซน์ 50 Hz โดยแบ่งคลื่นไซน์ 50 Hz ดังกล่าวเป็นช่องย่อยๆ จำนวนหลายๆ ช่องเพื่อให้แรงดันเอซีในแต่ละช่องเป็นแรงดันสี่เหลี่ยมที่ชั่วขณะและเพื่อที่จะสามารถนำหลักการของอินเวอร์เตอร์ทั่วไปที่ป้อนอินพุตด้วยแรงดันสี่เหลี่ยมมาใช้ในการพิจารณาในแต่ละช่องย่อยทั้งหมดที่บรรจุอยู่ใน 1 ไซเคิลของคลื่นไซน์ 50 Hz ได้
2. ได้นำเสนอหลักการคำนวณหากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยทั้งทางด้านเอาต์พุตและอินพุตของวงจร AC-AC Converter โดยคำนวณหา กำลังไฟฟ้าในแต่ละไซเคิลย่อยทั้งหมดที่บรรจุอยู่ใน 1 ไซเคิลของคลื่นไซน์ 50 Hz จากนั้นจึงนำกำลังไฟฟ้าในแต่ละไซเคิลย่อยทั้งหมดมารวมกันแล้วหารด้วยจำนวนไซเคิลย่อยทั้งหมดที่พิจารณา จากนั้นจึงนำค่ากำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่คำนวณได้ทั้งทางด้านเอาต์พุตและอินพุตไปคำนวณหาค่าประสิทธิภาพการแปลงของวงจร AC-AC Converter ที่ความถี่สวิตซ์ต่างๆ จาก 27 kHz ถึง 36 kHz ซึ่งปรากฏว่าได้ค่าประสิทธิภาพการแปลงที่ประมาณ 96%
3. ได้ทำการทดสอบสมรรถนะการต้มเดือดของเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูงขนาดเล็กจากเครื่องต้นแบบขนาด 620 วัตต์ ที่ความถี่สวิตซ์ 27 kHz ปรากฏว่าสามารถต้มน้ำปริมาตร 0.5 ลิตรให้เดือดได้เร็วที่สุดภายใน 4 นาที

## บทที่ 6

# สรุปผลงานวิจัยและข้อเสนอแนะ

จากการศึกษาวิจัยทั้งในเชิงทฤษฎีและปฏิบัติเกี่ยวกับวงจรที่มีการแปลงตรงจากเอซี 50 Hz เป็นเอซีความถี่สูงในระดับ 30 kHz ของเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เพื่อใช้ในงานเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูงนั้นในรายละเอียดของเนื้อหางานวิจัยจะเริ่มจากบทที่ 2 เป็นต้นไปซึ่งสามารถสรุปผลของงานวิจัยทั้งหมดได้ดังนี้:

1. ในบทที่ 2 ได้กล่าวถึงหลักการให้ความร้อนที่ก้นภาชนะภายในเวลาอันรวดเร็ว โดยใช้กระแสสูงไหลวนกลับไปกลับมาเพียง 1 รอบที่ก้นภาชนะ เพื่อให้เกิดความร้อนภายในเวลาอันรวดเร็ว โดยการเหนี่ยวนำจาก Ampere-Turn ทางด้าน primary โดยที่กระแสทางด้าน primary จะขึ้นกับความต้านทานที่มีต่อกระแสไหลวนที่ก้นภาชนะ จากนั้นจะเป็นการพิจารณาหลักการของวงจร RLC ซีรีส์เรโซแนนท์ความถี่สูงกรณีแรงดันแหล่งจ่ายเป็นคลื่นไซน์และกรณีแหล่งจ่ายเป็นคลื่นสแควร์ พร้อม โจทย์ตัวอย่างในตอนท้ายเกี่ยวกับการเลือกค่า Q (Quality factor) เพื่อให้ได้คลื่นแรงไซน์เอาต์พุตที่มีค่า %THDv ตามที่กำหนด

2. ในบทที่ 3 ได้กล่าวถึงหลักการพิจารณาค่าคลื่นแรงดัน กระแสทางด้านเอซีอินพุตของวงจร Rectifier พร้อม C-filter กรองเรียบ โดยพิจารณาจากข้อมูลของคลื่นแรงดัน กระแสทางด้านดีซีเอาต์พุต จากนั้นจะเป็นการพิจารณาหลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์กรณีที่ใช้ป้อนด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบบวกและแรงดันดีซีตรงเรียบลบรวม 2 กรณี เพื่อจ่ายแรงดันคลื่นสแควร์เอาต์พุตให้กับโหลด RLC ซีรีส์ เรโซแนนท์ที่เป็นเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูง โดยได้คำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตและอินพุตที่มีผลจากฮาร์โมนิกส์ต่างๆ

3. ในบทที่ 4 ได้กล่าวถึงที่มาของวงจร AC-AC Converter ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ โดยมีที่มาจากวงจร AC-DC-AC Converter กรณีที่ใช้ป้อนด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบบวกเพื่อประยุกต์ใช้กับแรงดันครึ่งไซเคิลลบของวงจร AC-AC Converter และวงจร AC-DC-AC Converter กรณีที่ใช้ป้อนด้วยแรงดันดีซีตรงเรียบลบเพื่อประยุกต์ใช้กับแรงดันครึ่งไซเคิลลบของวงจร AC-AC Converter จากนั้นจะเป็นการเปรียบเทียบความแตกต่างของการทำงานระหว่างวงจร AC-DC-AC Converter และวงจร AC-AC Converter กึ่งบริดจ์ในแบบใหม่ ซึ่งหลักการงานที่ได้นี้ยังสามารถนำไปพิจารณาเพื่อเปรียบเทียบความแตกต่างระหว่างลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสตามจุดต่างๆของวงจร AC-DC-AC Converter และวงจร AC-AC Converter กึ่งบริดจ์ในแบบใหม่นี้ได้

4. ในบทที่ 5 ได้กล่าวถึงหลักการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตเฉลี่ยและกำลังไฟฟ้าอินพุตเฉลี่ยของวงจร AC-AC Converter โดยการพิจารณาในแต่ละไซเคิลย่อยทั้งหมดที่อยู่ในช่วง 1 ไซเคิลของ

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

คลื่นแรงดันไซน์ 50 Hz โดยกำลังไฟฟ้าในแต่ละช่องย่อยสามารถคำนวณได้ด้วยหลักการเดียวกับวงจร AC-DC-AC Converter แบบทั่วไป โดยในขั้นตอนสุดท้ายจะนำกำลังไฟฟ้าที่คำนวณได้ในแต่ละช่องย่อยมารวมกันแล้วหารด้วยจำนวนช่องย่อยทั้งหมดที่ใช้ในการคำนวณ เพื่อที่จะนำไปคำนวณหาค่าประสิทธิภาพของ AC-AC Converter ที่นำเสนอรวมทั้งได้มีการทดสอบสมรรถนะในการต้มเดือดของเครื่องต้นแบบด้วยน้ำปริมาตร 0.5 ลิตร ที่พิกัดกำลังไฟฟ้า 620 วัตต์ ความถี่สวิตซิ่ง 27 kHz ผลปรากฏว่าสามารถต้มน้ำให้เดือดได้ภายในเวลา 4 นาที

5. การเปรียบเทียบข้อดี ข้อเสียระหว่างวงจร AC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์ที่นำเสนอกับวงจร AC-DC-AC แบบกึ่งบริดจ์ที่ใช้งานทั่วไปสามารถแสดงรายละเอียดได้ดังตารางที่ 6.1 ดังนี้ :

**ตารางที่ 6.1** การเปรียบเทียบข้อดี ข้อเสียระหว่างวงจร AC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์ที่นำเสนอกับวงจร AC-DC-AC แบบกึ่งบริดจ์ที่ใช้งานทั่วไป

กรณีวงจร AC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์	กรณีวงจร AC-DC-AC แบบกึ่งบริดจ์ทั่วไป
(1) เนื่องจากการแปลงกำลังไฟฟ้าเอซีเป็นเอซีโดยตรง จึงสามารถประหยัดในส่วนของวงจรไดโอด Rectifier และ C-filter ขนาดใหญ่	(1) เนื่องจากการแปลงกำลังไฟฟ้า AC-DC-AC รวมสองขั้นตอน จึงต้องเสียค่าใช้จ่ายในส่วนของวงจรไดโอด Rectifier และ C-filter ขนาดใหญ่
(2) สวิตช์ที่ใช้มีจำนวนมากกว่าโดยที่ : สวิตช์ที่ใช้ทั้งหมดมีจำนวน 4 ชุดต่อเรียงกันไปเป็น 1 กิ่ง โดยที่สวิตช์ 1 ชุดประกอบด้วยมอสเฟต 1 ตัวต่อขนานกับทิสกัปไดโอด 1 ตัว จึงต้องเสียค่าใช้จ่ายในส่วนของสวิตช์ที่เพิ่มขึ้นจำนวน 2 ชุด แต่เมื่อพิจารณาผลจากการประหยัดในส่วนของวงจรไดโอด Rectifier และ C-filter ขนาดใหญ่ในข้อที่ (1) ก็จะทำให้เสียค่าใช้จ่ายที่ใกล้เคียงกัน	(2) สวิตช์ที่ใช้มีจำนวนน้อยกว่าโดยที่ : สวิตช์ที่ใช้ทั้งหมดมีจำนวน 2 ชุดต่อเรียงกันไปเป็น 1 กิ่ง โดยที่สวิตช์ 1 ชุดประกอบด้วยมอสเฟต 1 ตัวต่อขนานกับทิสกัปไดโอด 1 ตัว จึงประหยัดค่าใช้จ่ายในส่วนของสวิตช์ที่ลดลง จำนวน 1 ชุด แต่เมื่อพิจารณาค่าใช้จ่ายในส่วนที่เพิ่มขึ้นของวงจรไดโอด Rectifier และ C-filter ขนาดใหญ่ในข้อที่ (1) ก็จะทำให้เสียค่าใช้จ่ายที่ใกล้เคียงกัน
(3) การพิจารณาค่า Conduction loss จากจำนวนการนำกระแสของสวิตช์ในแต่ละ 1 ไซเคิลย่อยซึ่งจะมีโหมดการทำงานของวงจรทั้งหมด 4 โหมด โดยประกอบด้วยการทำงานของไดโอด $D_c$ และสวิตช์ $S_c$ ของตัวคอนเวอร์เตอร์ ดังนี้ : 3.1 โหมดรีเฟ้น : $1 D_c + 1 S_c$ 3.2 โหมดเพาเวอร์ : $1 D_c + 1 S_c$ 3.3 โหมดฟรีวิลกระแสบวก : $1 D_c + 1 S_c$ 3.4 โหมดฟรีวิลกระแสลบ : $1 D_c + 1 S_c$	(3) การพิจารณาค่า Conduction loss จากจำนวนการนำกระแสของสวิตช์ในแต่ละ 1 ไซเคิลย่อยซึ่งจะมีโหมดการทำงานวงจรทั้งหมด 4 โหมดโดยประกอบด้วยไดโอด $D_R$ ของ Rectifier กับไดโอด $D_I$ และสวิตช์ $S_I$ ของอินเวอร์เตอร์ดังนี้ : 3.1 โหมดรีเฟ้น : $2 D_R + 1 D_I$ 3.2 โหมดเพาเวอร์ : $2 D_R + 1 S_I$ 3.3 โหมดฟรีวิลกระแสบวก : $2 D_R + 1 D_I$ 3.4 โหมดฟรีวิลกระแสลบ : $2 D_R + 1 S_I$

ตารางที่ 6.1 (ต่อ) การเปรียบเทียบข้อดี ข้อเสียระหว่างวงจร AC-AC Converter แบบกึ่งบริดจ์ที่  
นำเสนอกับวงจร AC-DC-AC แบบกึ่งบริดจ์ที่ใช้งานทั่วไป

<p>(4) ความสามารถในการรับแรงดันแหล่งจ่ายเอซีของสวิตช์ในวงจรเมื่อพิจารณาจากการนำกระแสของสวิตช์ในโหมดการทำงานทั้ง 4 โหมดดังแสดงในข้อ (3) ปรากฏว่าในแต่ละจังหวะการทำงานจะมีสวิตช์ที่ไม่นำกระแส 2 ชุดต่ออนุกรมกันเพื่อรับแรงดันเอซีจากแหล่งจ่ายเสมอ จึงสามารถทนแรงดันในสภาวะ OFF ได้มากกว่า</p>	<p>(4) ความสามารถในการรับแรงดันดีซีจากแหล่งจ่ายของสวิตช์ในวงจรเมื่อพิจารณาจากการนำกระแสของสวิตช์ในโหมดการทำงานทั้ง 4 โหมดดังแสดงไว้ในข้อ (3) ปรากฏว่าในแต่ละจังหวะการทำงานจะมีสวิตช์ที่ไม่นำกระแสเพียง 1 ชุดเพื่อรับแรงดันดีซีจากแหล่งจ่ายเสมอ จึงสามารถทนแรงดันในสภาวะ OFF ได้น้อยกว่า</p>
<p>(5) ที่ความถี่สวิตซ์ 27 kHz พิกัดกำลังไฟฟ้า 620 วัตต์ ประสิทธิภาพคอนเวอร์เตอร์ 96% จะใช้เวลาในการต้มเดือดน้ำปริมาตร 0.5 ลิตร เท่ากับ 4 นาที</p>	<p>(5) ที่ความถี่สวิตซ์ 27 kHz พิกัดกำลังไฟฟ้า 950 วัตต์ ประสิทธิภาพอินเวอร์เตอร์ 95% จะใช้เวลาในการต้มเดือดน้ำปริมาตร 0.5 ลิตร เท่ากับ 3 นาที</p>

ข้อเสนอแนะเกี่ยวกับงานวิจัยทั้งหมดที่ได้นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้

1. หลักการที่ใช้ในการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้า  $P_o$  ทางด้านเอาต์พุตและกำลังไฟฟ้า  $P_{in}$  ทางด้านอินพุตที่นำเสนอจะพิจารณาค่ากำลังไฟฟ้าใน 1 ไชเคลย์ย่อย ซึ่งเป็นค่ากำลังไฟฟ้าที่ค่าหนึ่งของแรงดันเอาต์พุตหรืออินพุตที่รู้ค่าจากการวัด ค่ากำลังไฟฟ้าและระดับแรงดันที่รู้ค่านี้ สามารถนำไปคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าใน 1 ไชเคลย์ย่อยอื่นๆ ได้ ซึ่งเป็นวิธีการหาค่ากำลังไฟฟ้าแบบผสมผสานดังนั้นในที่นี้จึงมีข้อเสนอแนะว่าควรจะทำกรวัดค่ากำลังไฟฟ้าทุก 1 ไชเคลย์ย่อยรวม 600 ช่องในเวลาเดียวกันด้วยเครื่องมือที่มีความละเอียดมากกว่าเดิมถึง 600 เท่า
2. จากองค์ประกอบของฮาร์โมนิกส์ต่างๆ ที่มีปะปนอยู่ในกระแสไลน์อินพุตซึ่งสามารถคำนวณขนาดต่างๆของฮาร์โมนิกส์ได้แล้วนั้น ควรจะนำฮาร์โมนิกส์ที่รู้ค่าเหล่านี้ไปออกแบบวงจร LC-filter เพื่อทำหน้าที่ดักหรือกรองทิ้งฮาร์โมนิกส์เหล่านี้ไม่ให้ออกไปยังไลน์การไฟฟ้า ซึ่งจะส่งผลให้ค่า power factor ที่ไลน์การไฟฟ้าดีขึ้นจนมีค่าเกือบใกล้เคียง 1 นอกจากนี้ในส่วนของวงจร LC-filter อาจจะออกแบบให้เหลือแค่ C-filter เพียงอย่างเดียวเพื่อให้อุปกรณ์โดยรวมมีขนาดเล็กและน้ำหนักเบากว่าเดิม
3. หลักการปรับลดกำลังไฟฟ้าที่ได้นำเสนอนี้เป็นการปรับลดกำลังไฟฟ้าด้วยการปรับเพิ่มความถี่ ซึ่งจะส่งผลต่อการออกแบบวงจร LC-filter ดังกล่าวในข้อ 2. แนวทางแก้ไขเพื่อให้การออกแบบวงจร LC-filter ง่ายขึ้น อาจจะใช้วิธีการปรับลดกำลังไฟฟ้าด้วยการปรับ Pulsewidth หรือปรับ Duty ratio ของคลื่นแรงดันเอาต์พุต  $v_o$  ในแต่ละ 1 ไชเคลย์ย่อย โดยให้ความถี่สวิตซ์คงที่ตลอดการใช้งาน

## บรรณานุกรม

- [1] M.K. Kazimierczuk, D.Czarkowski. Resonant Power Converters. ,John Wile & Sons, Inc. 1995.
- [2] M.K. Kazimierczuk, “Class-D Voltage-Switching MOSFET Power Amplifier,” IEE-Proc., vol. 138, no.6, pp. 285-296, 1991.
- [3] S. Llorente, F. Monterde, J. Burdio, and J. Acero, “A comparative study of resonant inverter topologies used in induction cookers,” in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition APEC’02, Dallas, USA, Mar. 2002, pp. 1168-1174.
- [4] H. Koertzen, J. van Wyk, and J. Ferreira, “Design of the half-bridge, series resonant converter for induction cooking,” in Proc. IEEE Power Electronics Specialists Conference PESC’95, Atlanta, USA, June 1995, pp. 729-735.
- [5] P.Viriya, S. Sittichok, and K. Matsuse, “Analysis of high-frequency induction cooker with variable frequency power control,” in Proc. Power Conversion Conference PCC’02, Osaka, Japan, Apr. 2002, pp. 1502-1507.
- [6] T. Tanaka, “ A New Induction Cooking Range for Heating and Kind of Metal Vessels”, IEEE Tran. Consumer Electronics, Vol.35, No.3, 1989, pp. 635-641.
- [7] ณัฐวุฒิ พลชะดิน “การวิเคราะห์และออกแบบเอซี-ชอปเปอร์ความถี่สูงสำหรับแหล่งจ่ายแรงดันเอซี 50-Hz ปรับค่าได้” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ.2550
- [8] ศักดา พรหมเหมือน “การวิเคราะห์เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีการปรับปรุงแก้ไขค่าตัวประกอบกำลังด้านเข้าสายไฟสลับให้เป็น 1” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง, พ.ศ.2548
- [9] โรมัส ธรรมาธิฐาน “การประยุกต์ใช้วงจรรีโซแนนท์ฟลูบริดจ์อินเวอร์เตอร์ ทำงานที่ซีโรโวลต์เดจสวิตซ์ซึ่งควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยการเลื่อนเฟสเพื่อใช้เป็นแหล่งจ่ายให้ความร้อนโดยอาศัยหลักการเหนี่ยวนำไฟฟ้าความถี่สูง” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง, พ.ศ.2545
- [10] Sugimura, H., Sang-Pil Mun, Soon-Kurl Kwon, Mishima, T., Nakaoka M., “High-frequency resonant matrix converter using one-chip reverse blocking IGBT-Based bidirectional switches for induction heating,” in Proc. Power Electronics Specialists Conference PESC’08, 15-19 June 2008, pp. 3960 – 3966.



ภาคผนวก ก.

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

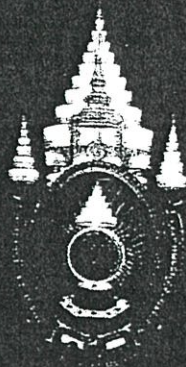
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์

[1] อัจฉรา พิเชฐจำเริญ, วิริยะ พิเชฐจำเริญ “ การแปลงตรงจากเอชอี 50 kHz เป็นเอชอี 30 kHz ของเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์เพื่อใช้ในงานเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูง ” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 30 ,2550, หน้า 512-515

[2] P. Achara, P. Viriya and K. Matsuse “ Analysis of a Half – Bridge Inverter for a Small-Size Induction Cooker Using Positive-Negative Phase-Shift Control under ZVS and NON-ZVS Operation” The 7<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2007) pp. 157-163

[3] อัจฉรา พิเชฐจำเริญ, วิริยะ พิเชฐจำเริญ “การควบคุมกำลังไฟฟ้าของเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ด้วยจำนวนพัลส์ PDM สำหรับงานเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูง” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้าครั้งที่ 31 ,2551, หน้า 457-460



The EECON-30 Conference Joins the Eightieth Birthday Anniversary

Celebration of His Majesty the King Bhumibol Adulyadej

# 30<sup>th</sup> Electrical Engineering Conference

## การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 30

หนังสือรวมบทความที่น่าสนใจในการประชุม เล่ม 1

- ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- ไฟโตนิคส์ (PH)
- คอมพิวเตอร์และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)

# Volume I

มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

โดย  
 ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์และโทรคมนาคม  
 ภาควิชาวิศวกรรมระบบควบคุมและเครื่องมือวัด ภาควิชาวิศวกรรมคอมพิวเตอร์  
 ภาควิชาวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีพระจอมเกล้าธนบุรี

ณ โรงแรมเฟลิกซ์ ริเวอร์แคว รีสอร์ท กาญจนบุรี  
 25 - 26 ตุลาคม 2550



FACULTY OF ENGINEERING  
**KMUTT**  
 EECON - 30

การแปลงตรงจากเอช 50 Hz เป็นเอช 30 kHz ของเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์  
เพื่อใช้ในงานเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูง

50 Hz - to - 30 kHz Direct AC-AC Half-Bridge Resonant Converter for a HF Induction Cooker

อัจฉรา พิเชฐจรรย์ และ วิริยะ พิเชฐจรรย์

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

ถ. ลาดกระบัง ลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทร. 02-7373000 คอ 3516 Email : kpviriya@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

งานวิจัยที่นำเสนอในบทความนี้ จะเกี่ยวกับรายละเอียดการวิเคราะห์การทำงานของวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ที่มีการแปลงตรงจากแหล่งจ่ายไฟเอช 50 Hz เป็นเอชความถี่สูงในระดับ 30 kHz เพื่อใช้ในงานเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูงขนาดย่อมโดยจะคำนวณและทดสอบหาค่าแรงดัน  $V_o$  กระแส  $I_o$  และกำลังไฟฟ้า  $P_o$  ที่ความถี่สูงด้านเอาต์พุต ตลอดจนคำนวณหาค่าแรงดัน  $V_{in}$  กระแส  $I_{in}$  และกำลังไฟฟ้า  $P_{in}$  ด้านอินพุตของแหล่งจ่ายความถี่ต่ำ 50 Hz โดยมีวัตถุประสงค์เพื่อวิเคราะห์หาสมรรถนะของการต้มเดือดของน้ำที่ได้จากวิธีการแปลงตรงที่นำเสนอในบทความวิจัยนี้ซึ่งผลปรากฏว่าสามารถต้มน้ำปริมาตร 0.5 ลิตรให้เดือดได้ภายใน 4 นาที ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 620 W และประสิทธิภาพการแปลงเท่ากับ 96 %

คำสำคัญ : การแปลงตรง AC-AC, เครื่องต้มเหี่ยวนำ, กึ่งบริดจ์

Abstract

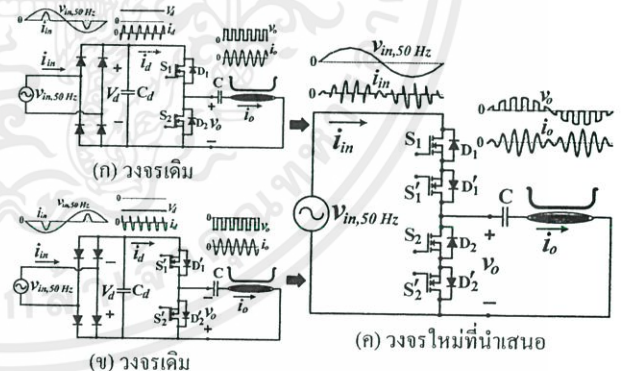
This paper presents a detailed analysis of a half-bridge resonant converter with direct AC-AC conversion from 50 Hz utility voltage source to high frequency output voltage of 30 kHz for the application of a small-scale induction cooker. The high frequency output voltage  $V_o$ , current  $I_o$  and power  $P_o$  and also the 50-Hz input voltage  $V_{in}$ , current  $I_{in}$  and power  $P_{in}$  will be calculated and tested under the changing conditions of switching frequency to find out the boiling performance of the proposed direct AC-AC conversion cooker which appears to take 4 minutes for boiling time of 0.5 litre of water with maximum power rating of 620 watts and conversion efficiency of 96 %

Keywords : Direct AC-AC conversion, Induction cooker, Half-Bridge

1. บทนำ

อินเวอร์เตอร์ทั่วไปที่ใช้ในงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงจะมีขั้นตอนในการแปลงกำลังไฟฟ้า 2 ขั้นตอน กล่าวคือ จากเอชความถี่ 50 Hz เป็นดีซีและจากดีซีเป็นเอชความถี่สูงในระดับหลายสิบก Hz ซึ่งการแปลงในลักษณะนี้เป็นที่เชื่อกันว่าจะมีการสูญเสียถึง 2 ขั้นตอนในระหว่างการแปลง ด้วยเหตุนี้ในงานวิจัยที่นำเสนอนี้จึงได้หาวิธีการเพื่อลดขั้นตอนการแปลงจาก 2 ขั้นตอนเป็นขั้นตอนเดียว กล่าวคือ

จากเอชความถี่ 50 Hz เป็นเอชความถี่สูงหลายสิบก Hz โดยที่แนวคิดที่นำเสนอในงานวิจัยนี้ เกิดจากการนำวงจรเรกติไฟเออร์-อินเวอร์เตอร์ซึ่งมีการแปลงกำลังไฟฟ้า 2 ขั้นตอนจำนวน 2 ชุดมาต่อรวมในวงจรเดียวกันและให้อินเวอร์เตอร์ชุดหนึ่งทำงานด้วยแรงดันดีซีอินพุตบวกจากเรกติไฟเออร์และอินเวอร์เตอร์อีกชุดหนึ่งทำงานด้วยแรงดันดีซีอินพุตลบจากเรกติไฟเออร์ ทั้งนี้เพื่อให้วงจรใหม่ที่ได้นี้สามารถทำงานได้ด้วยแรงดันอินพุตบวกและลบหรืออื่นนั้นก็ยังสามารถทำงานด้วยแรงดันเอชอินพุตบวกและลบจากไฟการไฟฟ้า 50 Hz ได้ โดยที่ข้อดีจากการรวมวงจรร้อยทั้งสองชุดเข้าด้วยกัน ทำให้อินเวอร์เตอร์ย่อยแต่ละชุดไม่จำเป็นต้องใช้ไดโอดเรกติไฟเออร์ในการแปลงให้เป็นแรงดันดีซีและตัวเก็บประจุขนาดใหญ่ในการกรองแรงดันดีซีให้เรียบอีกต่อไป เป็นการลดอุปกรณ์ในวงจรร้อยละชุดได้อีกทางหนึ่ง วงจรชุดย่อยแต่ละชุดและวงจรใหม่ที่ได้จากการรวมชุดย่อยเข้าด้วยกันได้แสดงไว้แล้วในรูปที่ 1 (ก), (ข), (ค) ตามลำดับ นอกจากนั้นทั้งในส่วนของวงจรร้อยละชุดและวงจรใหม่ยังได้แสดง



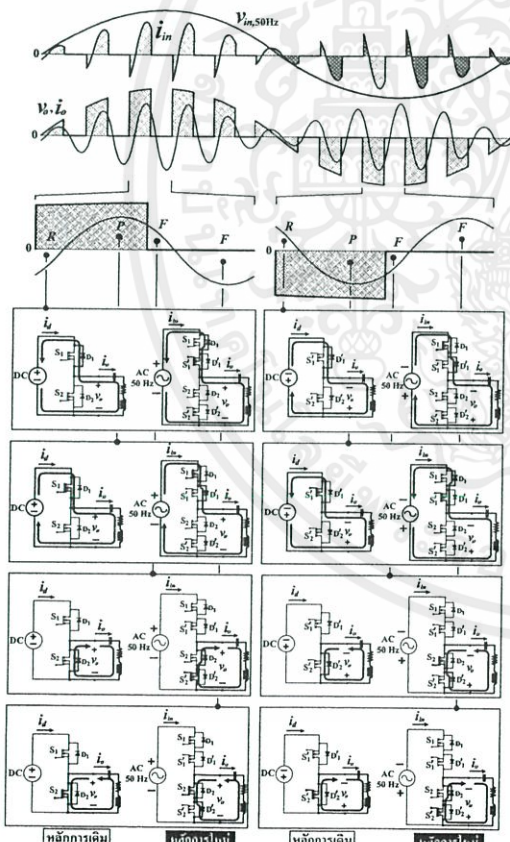
รูปที่ 1 แนวคิดของวงจรใหม่เอช-เอชคอนเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ที่นำเสนอ (ค) ซึ่งได้มาจากวงจรอินเวอร์เตอร์เดิม (ก) ชุดที่ 1 ขณะแรงดันอินพุตบวกและวงจรอินเวอร์เตอร์เดิม (ข) ชุดที่ 2 ขณะแรงดันอินพุตลบ

ให้เห็นลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสด้านอินพุตและเอาต์พุต เพื่อเป็นการเปรียบเทียบการทำงานและให้เห็นความสัมพันธ์ระหว่างวงจรใหม่ที่ได้อีกับวงจรร้อยละชุดที่ประกอบกันขึ้น ส่วนรายละเอียดการวิเคราะห์วงจรทั้งหมดได้นำเสนอไว้แล้วในบทความวิจัยนี้ โดยในขั้นตอนแรกจะทำการวิเคราะห์เพื่อให้เข้าใจการทำงานของวงจรใหม่ที่นำเสนอ ทั้งในการคำนวณทางคณิตศาสตร์และการทดลองเพื่อยืนยันความถูกต้อง

จากนั้นจะเป็นการคำนวณคลื่นแรงดัน  $v_o$  และกระแส  $i_o$  ด้านเอาต์พุตของวงจรที่นำเสนอ เพื่อนำไปคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_o$  ที่ความถี่สวิตช์ต่างๆ กระแสเอาต์พุต  $i_o$  ที่ได้นี้ สามารถนำไปคำนวณคลื่นกระแสอินพุต  $i_{in}$  ซึ่งเมื่อนำไปคำนวณร่วมกับแรงดันอินพุตแหล่งจ่าย 50 Hz ก็จะสามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตและประสิทธิภาพได้และในตอนที่ข้ายังได้ทำการทดสอบสมรรถนะการดัดเม็ดของน้ำปริมาตร 0.5 ลิตร ที่ค่าความถี่ต่างๆปรากฏว่าสามารถดัดเม็ดได้ 4 นาทีที่ค่ากำลังไฟฟ้าพิกัด 620 วัตต์และความถี่ 27 kHz

**2. หลักการทำงานของวงจรที่นำเสนอและผลการจำลองคลื่นเอาต์พุตเปรียบเทียบกับผลการทดลอง**

ในหนึ่งไซเคิลไซนัการไฟฟ้า 50 Hz ที่ป้อนเป็นอินพุตให้กับสวิตช์มอสเฟตทั้ง 4 ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ที่นำเสนอนี้ แรงดันคลื่นไซน์ 50 Hz จะถูกตัดต่อให้เป็นแรงดันคลื่นไซน์ตัวใหม่ที่มีลักษณะเป็นคลื่นพัลส์สลับกับช่วงศูนย์ทั้งในบริเวณซีกบวกและลบ แรงดันคลื่นไซน์พัลส์เหล่านี้จะนำไปป้อนให้กับโพลทางด้านเอาต์พุต

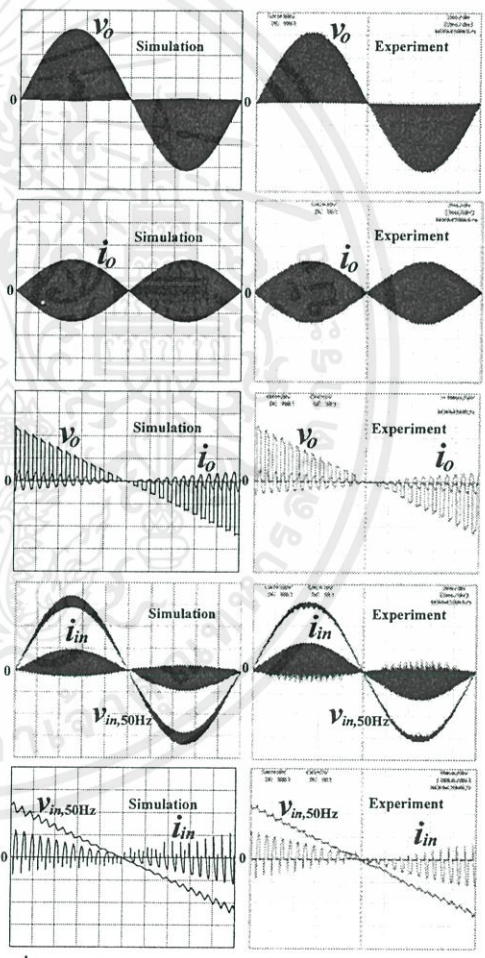


รูปที่ 2 การเปรียบเทียบหลักการทำงานของวงจรเดิมและวงจรใหม่ ซึ่งเป็นวงจรรีไซเคิลที่อนุกรมของเครื่องดัดเม็ดนี้ขยับความถี่สูงเพื่อทำให้เกิดกระแสไหลกลับคลื่นไซน์ที่มีค่าพิคของคลื่นแปรตามระดับแรงดันไซน์ 50 Hz ในแต่ละช่วงคาบเวลาของคลื่นพัลส์ความถี่สูงนี้ โดยกระแสไหลจะมีมุมเฟสล้ำหลังแรงดันพัลส์ความถี่สูงนี้เสมอ ทั้งพัลส์ที่เกิดใน

ตารางที่ 1 การทำงานของคอนเวอร์เตอร์แบบเดิมและแบบใหม่ที่น่าสนใจ

เครื่องไซเคิลบวกแหล่งจ่าย 50 Hz		เครื่องไซเคิลลบแหล่งจ่าย 50 Hz									
โหมดทำงาน	R	P	F	F	โหมดทำงาน	R	P	F	F		
SW-ON	วงจรเดิม	D <sub>1</sub>	S <sub>1</sub>	D <sub>2</sub>	S <sub>2</sub>	SW-ON	วงจรเดิม	D' <sub>1</sub>	S' <sub>1</sub>	D' <sub>2</sub>	S' <sub>2</sub>
	วงจรใหม่	S' <sub>1</sub>	D <sub>1</sub>	S' <sub>2</sub>	D <sub>2</sub>		วงจรใหม่	S <sub>1</sub>	D' <sub>1</sub>	S <sub>2</sub>	D' <sub>2</sub>

บริเวณซีกบวกและลบของคลื่นไซน์อินพุต 50 Hz โดยที่มุมเฟสจะล่าช้าหลังมากหรือน้อยขึ้นกับความถี่หรือจำนวนพัลส์ที่เกิดขึ้นในแต่ละไซเคิลของคลื่นไซน์ความถี่ 50 Hz ของแหล่งจ่าย ซึ่งรายละเอียดการทำงานของวงจรในแต่ละไซเคิลของพัลส์ความถี่สูงนี้สามารถอธิบายได้ดังนี้



รูปที่ 3 คลื่นตามจุดต่างๆ จากผลการจำลองเปรียบเทียบกับผลการทดลอง ในแต่ละไซเคิลของคลื่นพัลส์ความถี่สูงซึ่งปรากฏอยู่ในตัวคลื่นไซน์การไฟฟ้า 50 Hz จะประกอบด้วยการทำงานของวงจรในโหมด Regenerating (R), Powering (P), Freewheeling (F) และ Freewheeling (F) รวม 4 โหมดที่เกิดขึ้นซ้ำๆ กันในทุกช่วงคาบเวลาของการสวิตช์:  $T_S$  โดยที่ในแต่ละคาบเวลา  $T_S$  นี้ แรงดันที่ป้อนเป็นอินพุตให้กับสวิตช์ในส่วนของวงจรคอนเวอร์เตอร์จะเป็นแรงดันดีซีซึ่งที่ชั่วขณะซึ่งแรงดัน

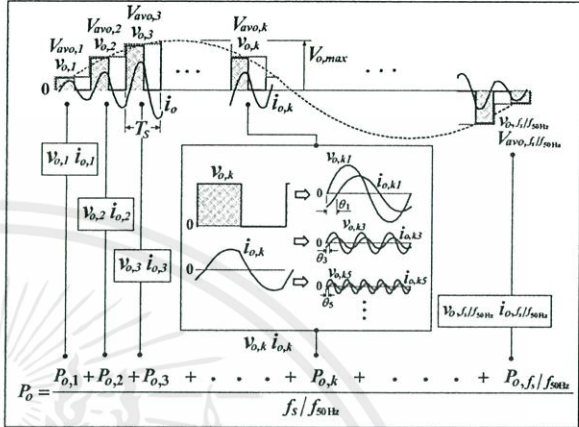
PDF32

ดังกล่าวจะถูกนำมาตัดต่อใหม่ให้มีลักษณะเป็นแรงดันคลื่นสแคว์ความถี่สูงออกมาทางด้านเอาต์พุตโดยจะประกอบด้วยแรงดัน 2 ระดับคือแรงดันบวกและแรงดันศูนย์ที่มีค่า Duty Ratio คงที่เท่ากับ 0.5 โดยที่คลื่นแรงดันสแคว์ทางด้านเอาต์พุตนี้จะทำหน้าที่ขับเคลื่อนแรงดันสวิตช์ความถี่สูงออกด้านเอาต์พุต ในแต่ละช่วงโหมดการทำงานจะมีการเปรียบเทียบการทำงานของวงจรระหว่างวงจรเดิมและวงจรใหม่ โดยที่วงจรเดิมจะมีการเปลี่ยนโหมดการทำงานด้วยสวิตช์ครั้งละหนึ่งตัว ซึ่งอาจเป็นมอสเฟตหรือไดโอด ในขณะที่วงจรใหม่จะมีการเปลี่ยนโหมดการทำงานด้วยสวิตช์ครั้งละ 2 ตัวที่เกิดจากการคั่นอนุกรมกันระหว่างมอสเฟตและไดโอดเสมอ ซึ่งรายละเอียดของหลักการการทำงานของสวิตช์ทั้งหมดในวงจรได้เขียนสรุปรวบรวมไว้เพื่อให้เข้าใจง่ายขึ้นในลักษณะของตารางดังแสดงในตารางที่ 1 ซึ่งจะรวบรวมข้อมูลการทำงานของสวิตช์ที่อยู่ในวงจรเดิมและวงจรใหม่ภายใต้เงื่อนไขของแหล่งจ่ายไฟฟ้้าเครื่องไซเคิลบวกหรือครึ่งไซเคิลลบเพื่อเปรียบเทียบให้เห็นจังหวะการทำงานของสวิตช์แต่ละตัวและโหมดการทำงานในจังหวะนั้นๆ ว่าเป็นโหมด Powering, Freewheeling หรือ Regenerating เป็นต้น ลักษณะคลื่นแรงดันสแคว์และกระแสไซน์เอาต์พุตความถี่สูง  $v_o, i_o$  และลักษณะคลื่นแรงดันไซน์ 50 Hz และกระแสความถี่สูงด้านอินพุต 50 Hz ทั้งหมดที่ปรากฏในช่วงหนึ่งไซเคิลของไซน์ 50 Hz นี้ สามารถจำลองขึ้นได้ด้วยโปรแกรม PSPICE และผลการจำลองของคลื่นที่ได้นี้ยังนำไปเปรียบเทียบกับผลของคลื่นที่ได้จากการทดลองจริงดังแสดงในส่วนบนและล่างของรูปที่ 3 ซึ่งปรากฏว่าได้ผลที่ใกล้เคียงกัน

**3. การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_o$  อินพุต  $P_{in}$  และประสิทธิภาพ  $\eta$**

ในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตของเอช-เอชคอนเวอร์เตอร์ในขั้นตอนแรกจำเป็นต้องคำนวณหาสมการของแรงดัน คลื่นสแคว์และกระแสคลื่นไซน์เอาต์พุต  $v_{o,k}, i_{o,k}$  ซึ่งเกิดขึ้นในแต่ละคาบเวลา  $k$  ใดๆ ของการสวิตช์  $T_S$  ของคลื่นความถี่สูงซึ่งบรรจุอยู่ใน 1 ไซเคิลของคลื่นไซน์การไฟฟ้า 50 Hz ดังแสดงในส่วนบนของรูปที่ 4 ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่าพีคของคลื่นแรงดันสแคว์และพีคของกระแสที่มีลักษณะใกล้เคียงกันนั้นจะมีขนาดไม่คงที่ แต่จะมีขนาดเพิ่มขึ้นหรือลดลงตามค่าในแต่ละขณะของแรงดันไซน์ 50 Hz ดังนั้นจึงต้องทำการวิเคราะห์หาสมการทั่วไปของแรงดันสแคว์เอาต์พุต  $v_{o,k}$  และกระแสเอาต์พุตใกล้เคียงไซน์  $i_{o,k}$  นี้ ซึ่งเกิดขึ้นในแต่ละคาบเวลาของคลื่นความถี่สูง ดังแสดงใน (2) และ (3) โดยที่ค่า  $V_{avo,k}$  ในสมการคือค่าแรงดันเฉลี่ยในแต่ละคาบเวลา  $T_S$  ซึ่งสามารถเขียนแสดงได้ดัง (1) โดยที่มุมต่างเฟส  $\theta_{kn}$  ใดๆ ระหว่างแรงดัน  $v_{o,kn}$  และ  $i_{o,kn}$  สามารถเขียนในรูปของฟังก์ชันโคไซน์ได้ดัง (4) จาก (2) (3) และ (4) สามารถนำมาคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตได้ดังแสดงใน (5) ซึ่งเป็นกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่เกิดขึ้นในแต่ละคาบเวลา  $T_S$  ใดๆ ใน 1 ไซเคิลของแรงดันไซน์ 50 Hz

ดังนั้นเมื่อนำค่ากำลังไฟฟ้าแต่ละคาบเวลามารวมกัน และหารด้วยจำนวนช่วงคาบเวลา ที่สามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตรวม  $P_o$  ได้ดัง (6) ซึ่งเมื่อนำไปเขียนเส้นกราฟ  $P_o$  vs.  $f_s$  เปรียบเทียบกับผลการทดลองก็จะได้ผลที่ใกล้เคียงกันดังแสดงในรูปที่ 6 ส่วนในการคำนวณ



รูปที่ 4 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_o$  ของคอนเวอร์เตอร์

$$V_{avo,k} = V_{o,max} \sin \left[ \left( \frac{f_{50Hz}}{f_s} \right) \pi + (k-1) \left( \frac{2f_{50Hz}}{f_s} \right) \pi \right] \tag{1}$$

$$v_{o,k} = \frac{V_{avo,k}}{2} + \frac{V_{avo,k}}{\pi} [(1 - \cos \pi) \sin \omega_s t] + \frac{V_{avo,k}}{2\pi} [(1 - \cos 2\pi) \sin 2\omega_s t] + \frac{V_{avo,k}}{3\pi} [(1 - \cos 3\pi) \sin 3\omega_s t] + \dots \tag{2}$$

$$i_{o,k} = \frac{V_{avo,k}}{\pi Z_{k1}} [(1 - \cos \pi) \sin(\omega_s t - \theta_{k1})] + \frac{V_{avo,k}}{2\pi Z_{k2}} [(1 - \cos 2\pi) \sin(2\omega_s t - \theta_{k2})] + \frac{V_{avo,k}}{3\pi Z_{k3}} [(1 - \cos 3\pi) \sin(3\omega_s t - \theta_{k3})] + \dots \tag{3}$$

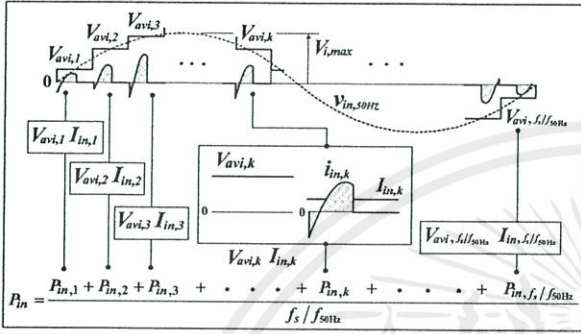
$$\cos \theta_{kn} = \cos \left( \tan^{-1} \left( \frac{\omega_s L - (1/\omega_s C)}{R} \right) \right), \cos \left( \tan^{-1} \left( \frac{2\omega_s L - (1/2\omega_s C)}{R} \right) \right), \cos \left( \tan^{-1} \left( \frac{3\omega_s L - (1/3\omega_s C)}{R} \right) \right), \dots \tag{4}$$

$$P_{o,k} = V_{o,k1} I_{o,k1} \cos \theta_{k1} + V_{o,k2} I_{o,k2} \cos \theta_{k2} + V_{o,k3} I_{o,k3} \cos \theta_{k3} + \dots \tag{5}$$

$$P_o = \frac{P_{o,1} + P_{o,2} + P_{o,3} + \dots + P_{o,k} + \dots + P_{o,f_s/f_{50Hz}}}{f_s/f_{50Hz}} \tag{6}$$

ค่ากำลังไฟฟ้าทางด้านไลน์การไฟฟ้าอินพุต 50 Hz ก็จะมีขั้นตอนการคำนวณคล้ายการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตโดยสิ่งที่ต่างกันคือค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตที่เกิดขึ้นในแต่ละคาบเวลา  $T_S$  ที่ความถี่สูงจะคำนวณได้จากผลคูณระหว่างค่าเฉลี่ยของแรงดัน  $V_{avi,k}$  และค่าเฉลี่ยของกระแส  $I_{in,k}$  ซึ่งสมการทั่วไปของ  $V_{avi,k}$  และ  $I_{in,k}$  สามารถเขียนแสดงได้ดัง (7) และ (8) ตามลำดับ จาก (7) และ (8) สามารถนำมาคำนวณกำลังไฟฟ้าอินพุตได้ดัง (9) ซึ่งเป็นกำลังไฟฟ้าอินพุตที่เกิดขึ้นในแต่ละคาบเวลา  $T_S$  ใดๆ ใน 1 ไซเคิลของแรงดันไซน์ 50 Hz จากนั้นเมื่อนำค่า

กำลังไฟฟ้าในแต่ละคาบเวลารวมกัน และหารด้วยจำนวนช่วงคาบเวลา ก็สามารถคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุตรวม  $P_{in}$  ได้ดัง (10) ซึ่งเมื่อนำไปพล็อตกราฟ  $P_{in}$  vs.  $f_s$  และเทียบกับผลการทดลองก็จะได้ผลที่ใกล้เคียงกันดังแสดงในรูปที่ 7 จากกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_o$  ใน (6) และกำลังไฟฟ้าอินพุต  $P_{in}$  ใน (10) สามารถนำมาคำนวณหาประสิทธิภาพการแปลงกำลังไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 8 และรูปที่ 9 เป็นกราฟแสดงสมรรถนะ



รูปที่ 5 การวิเคราะห์หาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุต  $P_{in}$  ของคอนเวอร์เตอร์

$$V_{avi,k} = V_{i,max} \sin \left[ \left( \frac{f_{50Hz}}{f_s} \right) \pi + (k-1) \left( \frac{2f_{50Hz}}{f_s} \right) \pi \right] \quad (7)$$

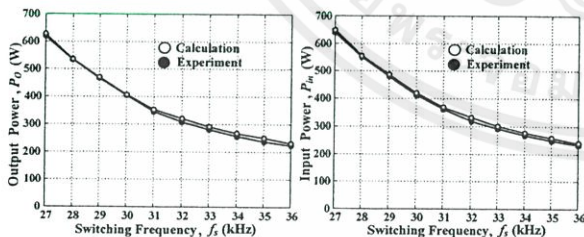
$$I_{in,k} = \frac{V_{avo,k}}{2\pi^2 Z_{k1}} [1 - \cos \pi] \{-\cos(\pi - \theta_{k1}) + \cos(-\theta_{k1})\} + \frac{V_{avo,k}}{2 \times 2^2 \pi^2 Z_{k2}} [1 - \cos 2\pi] \{-\cos(2\pi - \theta_{k2}) + \cos(-\theta_{k2})\} + \frac{V_{avo,k}}{2 \times 3^2 \pi^2 Z_{k3}} [1 - \cos 3\pi] \{-\cos(3\pi - \theta_{k3}) + \cos(-\theta_{k3})\} + \dots$$

$$P_{in,k} = V_{avi,k} I_{in,k} \quad (9)$$

$$P_{in} = \frac{P_{in,1} + P_{in,2} + P_{in,3} + \dots + P_{in,k} + \dots + P_{in,f_s/f_{50Hz}}}{f_s / f_{50Hz}} \quad (10)$$

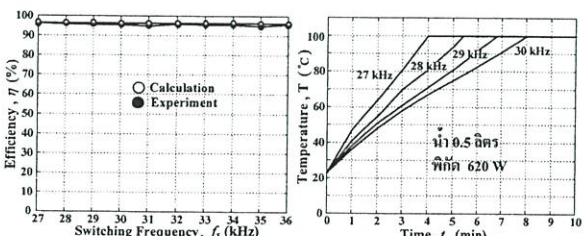
โดยที่:

$$Z_{kn} = \sqrt{R^2 + \left( n\omega_s L - \frac{1}{n\omega_s C} \right)^2}$$



รูปที่ 6 กำลังไฟฟ้า  $P_o$  vs. ความถี่  $f_s$

รูปที่ 7 กำลังไฟฟ้า  $P_{in}$  vs. ความถี่  $f_s$



รูปที่ 8 ประสิทธิภาพ  $\eta$  vs. ความถี่  $f_s$

รูปที่ 9 อุณหภูมิ น้ำ  $T$  vs. เวลา  $t$

ในการต้มเดือดของเครื่องต้มที่นำเสนอโดยเวลาดำเนินการจะขึ้นกับความถี่ในการสวิตช์ซึ่งได้เลือกไว้ที่ความถี่เท่ากับ 27, 28, 29, 30 kHz โดยจะใช้เวลาในการต้มเดือดเพิ่มขึ้นเมื่อความถี่สูงขึ้น

#### 4. สรุป

ในบทความวิจัยนี้ได้ทำการคำนวณวิเคราะห์การทำงานของวงจรเอช-เอชอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ที่ใช้กับเครื่องต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยสามารถสรุปประเด็นสำคัญได้ดังนี้

1. ทฤษฎีและหลักการคำนวณวิเคราะห์ที่ได้นำเสนอในบทความวิจัยนี้ ได้มีการยืนยันความถูกต้องด้วยผลการทดลองเปรียบเทียบ
2. ในบทความวิจัยนี้ได้นำเสนอหลักการคำนวณกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตที่เกิดจากลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสความถี่สูงที่มีฟลักไม่คงที่แต่จะเปลี่ยนแปลงลักษณะแรงดันคลื่นไซน์จากแหล่งจ่าย 50 Hz
3. เครื่องต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงขนาดเล็กที่สร้างขึ้นโดยอาศัยหลักการที่นำเสนอนี้สามารถต้มน้ำ 0.5 ลิตรให้เดือดได้ภายในเวลา 4 นาที ที่กำลังไฟฟ้าที่คิด 620 วัตต์และประสิทธิภาพเท่ากับ 96 %

#### เอกสารอ้างอิง

[1] P. Viriya, S. Sittichok and K. Matsuse, "Analysis of high-frequency induction cooker with variable frequency power control," Proc. Power Conversion Conference PCC-2002, Osaka, Japan, pp. 423-428.

[2] สักดา พรหมเหมือน และ วิริยะ พิเชฐจำเริญ "การวิเคราะห์หาจุดต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีการปรับปรุงแก้ไขตัวประกอบกำลังด้านเข้าสายไฟสลับให้เป็นหนึ่ง" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 26, 2546, หน้า 823-828.

#### ประวัติผู้เขียนบทความ




อัครา พิเชฐจำเริญ การศึกษาวุฒิศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (เกียรตินิยมอันดับหนึ่ง) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณ

ทหาร ลาดกระบัง กำลังศึกษาระดับปริญญาโทสาขาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทำวิจัยด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังและการประยุกต์ใช้งานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง



วิริยะ พิเชฐจำเริญ การศึกษาวุฒิศาสตรบัณฑิต (เกียรตินิยมอันดับสอง) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง ปริญญาโทจากมหาวิทยาลัยเทคโนโลยี และปริญญาเอก

จากมหาวิทยาลัยเมจิ ประเทศญี่ปุ่น ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ประจำภาควิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง ทำงานวิจัยด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังและการประยุกต์ใช้งานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง



**The 7<sup>th</sup> International Conference on Power Electronics and  
Drive Systems (PEDS 2007)**

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

# Analysis of a Half – Bridge Inverter for a Small-Size Induction Cooker Using Positive-Negative Phase-Shift Control under ZVS and NON-ZVS Operation

P. Achara\* , P. Viriya\* and K. Matsuse\*\*

\* Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, Bangkok, 10520, Thailand, Tel. 662-7373000 EXT. 3515, 3516 Fax. 662-3264550, E-Mail : kpviriya@kmitl.ac.th

\*\* School of Science and Technology, Meiji University, 1-1-1 Higashimita, Tama-ku, Kawasaki-shi 214, Japan, Tel. +81-44-934-7293, Fax. 03(3296)4339, E-Mail : matsuse@ics.meiji.ac.jp

**Abstract**—This paper presents a detailed analysis of circuit operation under ZVS and NON-ZVS conditions in a high-frequency half-bridge inverter for a small-size and low-voltage induction cooker, using the principle of positive-negative phase-shift control over a wide control range both in positive and negative directions. A variety of modes of circuit operation with the voltage and current equations during phase-shift power control under the operating conditions of ZVS and NON-ZVS are analyzed as a first step and the output voltage and current waveforms are obtained by MATLAB program. These waveforms will be analyzed by Fourier analysis which can lead further to the calculation of ac output power  $P_o$ , dc input power  $P_d$ , and hence the conversion efficiency  $\eta$  of the half-bridge inverter. The analysis results shows that the control ranges of ac output power  $P_o$  and dc input power  $P_d$  are limited by the occurrence of NON-ZVS operating condition, which changes according to the switching frequency  $f_s$ .

**Index Terms**— Half-bridge, Induction cooker, Power control, Phase-shift, ZVS, NON-ZVS

## I. INTRODUCTION

The concept of this research paper is achieved by interchanging between the following two different ideas. One is from the idea ① presented in the research paper [1-4] concerning a single-phase full-bridge phase-shift control under ZVS and NON-ZVS for induction heating which is suited for high-voltage and high-power application, while the other is from the idea ② presented in the research paper [5-7] concerning a single-phase half-bridge frequency control under ZVS for induction cooking which is suited for low-voltage and low-power application. So, by interchanging or mixing these two ideas or features into one, another new concept of the research topic for a half-bridge inverter to be presented in this paper can be achieved as shown by an idea in Fig. 1.

Idea ①	Full-Bridge	Phase-shift control	Induction heating	ZVS Non-ZVS	High-Volt	High-Power
Idea ②	Half-Bridge	Frequency control	Induction cooking	ZVS	Low-Volt	Low-Power
Presented Idea ①②	Half-Bridge	Phase-shift control	Induction cooking	ZVS Non-ZVS	Low-Volt	Low-Power

Fig. 1 The idea to achieve the concept of this paper

The half-bridge inverter which is obtained by this idea has a very close relation to the full-bridge inverter. This can be understood by considering first the circuit operation of the full-bridge phase-shift inverter with its operating output voltage and current waveforms illustrated in the upper part of Fig. 2. The circuit operation in this case consists of two repeated periods of modes of circuit operation over one cycle; that is, powering (P), free wheeling (F) and regenerating (R) for

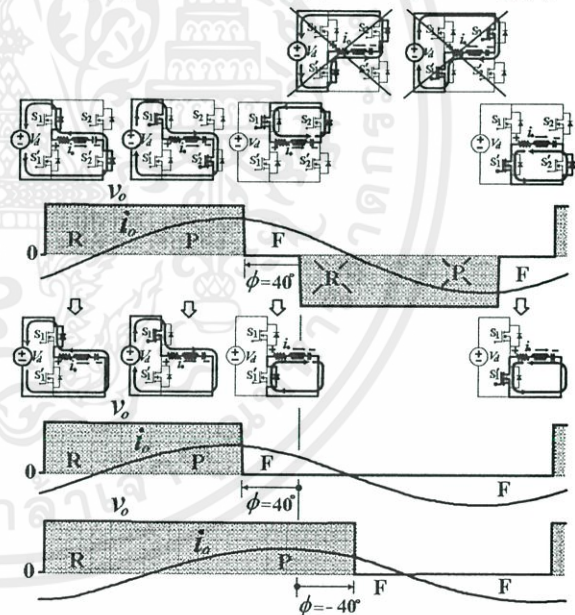


Fig. 2 Circuit operation of a half-bridge inverter related to that of a phase-shift full-bridge inverter

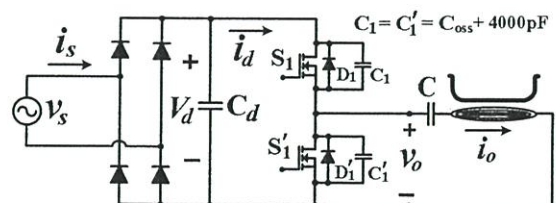


Fig. 3 A half-bridge inverter for a small-size induction cooker

two periods. When transforming into another case of a half-bridge inverter with its output voltage reduced to half of that of the case for full-bridge, two active modes

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่นอนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า  
ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

of powering (P) and regenerating (R) from the total six modes are to be eliminated, and there are only four modes of circuit operation remaining for this case, as shown by an idea in Fig 2. The idea circuit operation in this case can be made possible, using the actual half-bridge inverter circuit of Fig.3, where the dc input-side is supplied with a dc smoothed rectified voltage. Such a half-bridge inverter with a wide control range of phase-shift  $\phi$  both in positive and negative directions will be used in this paper. The inverter will be analyzed in details for various electrical quantities during phase-shift control both in positive direction from  $0^\circ$  to  $180^\circ$  and in negative direction from  $0^\circ$  to  $-180^\circ$ , taking ZVS and NON-ZVS into consideration, since the phase-shift control range in both directions will be limited when ZVS circuit operation becomes NON-ZVS operation. These quantities are, for examples, ac output voltage  $v_o$ , ac output power  $P_o$ , dc input power  $P_d$ , and inverter efficiency  $\eta$ , etc.

II. ANALYSIS OF CIRCUIT OPERATION

First, we show a variety of modes of circuit operation for the main power circuit which are illustrated in Fig. 4 for the case of phase-shift control ( $\phi=0-180^\circ$  and  $\phi=0-180^\circ$ ). The circuit operation in one cycle of output voltage and current waveforms  $v_o, i_o$  is shown in 6 modes under the case of ZVS operation ( Modes ①②③①'②'③' ). Fig. 5 shows the linear variation of the phase difference between the fundamental output voltage  $v_{o,1}$  and the front edge of square wave output voltage  $v_o$  during phase-shift control both in positive and negative directions. It can be seen that with positive

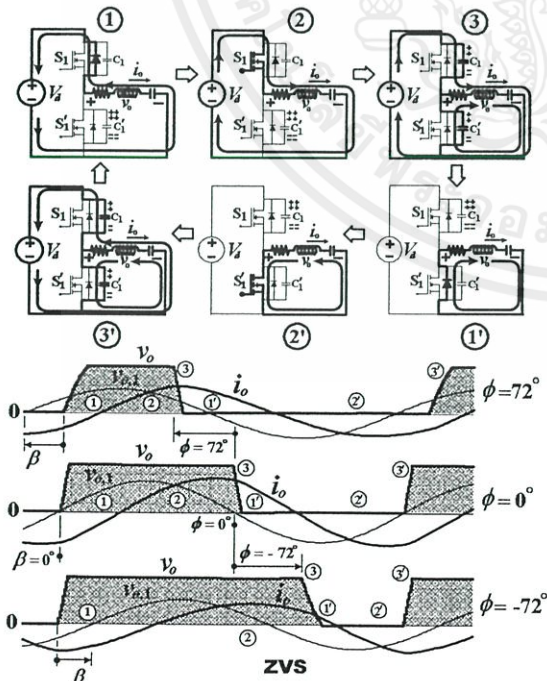


Fig. 4 Circuit operation for the case of ZVS at phase-shift  $\phi = 72^\circ, 0^\circ$  and  $-72^\circ$

phase-shift from  $0^\circ$  to  $+180^\circ$ , the phase angle of the fundamental output voltage  $v_{o,1}$  will move away from the front edge of output voltage  $v_o$  with an increasing leading angle. This makes the zero-crossing of output current  $i_o$  move toward the front edge of output voltage  $v_o$ , where NON-ZVS operation may occur, but in case of negative phase-shift control, the NON-ZVS operation may occur at the tailing edge of square wave voltage  $v_o$ , and in case of zero phase-shift control, NON-ZVS operation may occur both at the front and tailing edges, especially when the operating frequency is not high enough. In Fig. 6, we also show the circuit operation in one cycle of output voltage and current waveforms  $v_o, i_o$  in another 6 modes under the cases of the following NON-ZVS operation : (1) Modes ②③①②③④ for phase-shift  $\phi=72^\circ$  can cause a breakdown to the upper switch, by considering Mode ④. (2) Modes ②③④②③④ for phase-shift  $\phi=0^\circ$  can cause a breakdown to the lower switch, by considering Mode ④ and to the upper switch, by considering Mode ④. (3) Modes ①②③④②③ for phase-shift  $\phi=-72^\circ$  can cause a breakdown to the lower switch, by considering Mode ④. So, there are three possibilities for the half-bridge inverter switches to become breakdown ( the upper switch, the lower switch, or both ).

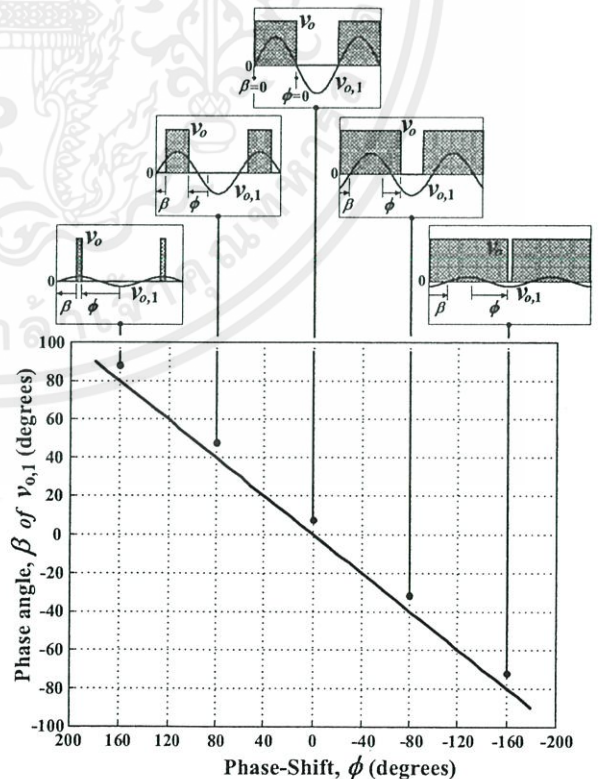


Fig. 5 Linear variation of phase angle  $\beta$  of  $v_{o,1}$  vs. phase-shift angle  $\phi$

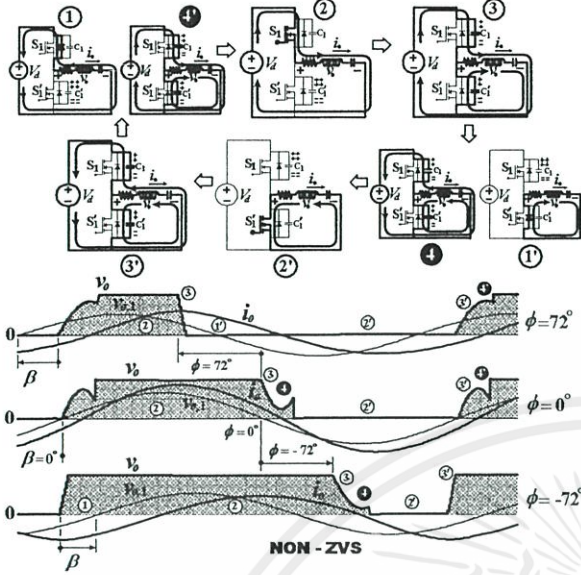


Fig. 6 Circuit operation for the case of NON-ZVS at phase-shift  $\phi = 72^\circ, 0^\circ$  and  $-72^\circ$

III. VOLTAGE AND CURRENT EQUATIONS IN EACH MODE OF CIRCUIT OPERATION

From these modes of circuit operation, various equations of output voltage  $v_o$  and output current  $i_o$  can be also calculated and obtained in the following four cases of different equations :

- Case ( 1 ) Equations ① ② ③ ① ② ③ for ZVS operation
- Case ( 2 ) Equations ② ③ ① ② ③ ④ for  $\phi > 0^\circ$
- Case ( 3 ) Equations ② ③ ④ ② ③ ④ for  $\phi = 0^\circ$
- Case ( 4 ) Equations ① ② ③ ④ ② ③ for  $\phi < 0^\circ$

$$\left. \begin{aligned} v_o &= V_d \\ i_o &= e^{-\alpha t} \left[ \left( \frac{V_d - V - \alpha LI}{\omega_1 L} \right) \sin \omega_1 t + I \cos \omega_1 t \right] \end{aligned} \right\} \text{① ②}$$

$$\left. \begin{aligned} v_o &= \frac{1}{C_1'(\alpha^2 + \omega_2^2)} [e^{-\alpha t} (A \sin \omega_2 t + B \cos \omega_2 t) + D] + V_1' \\ i_o &= \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2} \left[ \left( \frac{V_d - 2V - V_1 + V_1' - \alpha I}{2L} \right) \sin \omega_2 t + \omega_2 I \cos \omega_2 t \right] \end{aligned} \right\} \text{③ ④}$$

$$\left. \begin{aligned} v_o &= 0 \\ i_o &= e^{-\alpha t} \left[ \left( \frac{-V - \alpha LI}{\omega_1 L} \right) \sin \omega_1 t + I \cos \omega_1 t \right] \end{aligned} \right\} \text{①' ②'}$$

$$\left. \begin{aligned} v_o &= \frac{1}{C_1'(\alpha^2 + \omega_2^2)} [e^{-\alpha t} (A \sin \omega_2 t + B \cos \omega_2 t) + D] + V_1' \\ i_o &= \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2} \left[ \left( \frac{V_d - 2V - V_1 + V_1' - \alpha I}{2L} \right) \sin \omega_2 t + \omega_2 I \cos \omega_2 t \right] \end{aligned} \right\} \text{③' ④'}$$

Where ;

- $V_1$  : the initial value of voltage  $V_{C1}$
- $V_1'$  : the initial value of voltage  $V_{C1}$
- $I$  : the initial value of load current  $i_o$  in each mode of circuit operation
- $V$  : the initial value of load capacitor voltage in each mode of circuit operation

$$\alpha = \frac{R}{2L}$$

$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

$$\omega_2 = \sqrt{\left(\frac{1}{LC} + \frac{1}{2LC_{ds}}\right) - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

$$A = \{-RC_{ds}(-V_d + V_1 + V_1')(\alpha^2 + \omega_2^2) - LI(\alpha^2 + \omega_2^2) + \alpha(C_{ds}/C)(-V_d + V_1 + V_1') + \alpha(V + V_1') + \alpha LC_{ds}(-V_d + V_1 + V_1')(\alpha^2 + \omega_2^2)\} (1/2L\omega_2)$$

$$B = \{(C_{ds}/C)(-V_d + V_1 + V_1') + (V + V_1') - LC_{ds}(-V_d + V_1 + V_1')(\alpha^2 + \omega_2^2)\} (1/2L)$$

$$D = \{- (C_{ds}/C)(-V_d + V_1 + V_1') - (V + V_1')\} (1/2L)$$

where the above equations in cases ( 2 ), ( 3 ) and ( 4 ) are those of NON-ZVS. Fig. 7 shows the calculated and experimental results of output voltage and current waveforms under ZVS operation, using the equations in case ( 1 ) with the use of MATLAB program. The calculated waveforms are obtained with phase-shift  $\phi = 72^\circ, 0^\circ, -72^\circ$  at switching frequency of 29 kHz. It can be observed that the peak value of output current waveforms becomes the highest at phase-shift  $\phi = 0^\circ$  and then become decreasing with the increase or decrease of phase-shift from  $0^\circ$  to  $72^\circ$  or  $0^\circ$  to  $-72^\circ$ , respectively. Moreover, at only the mid-point of phase-shift  $\phi = 0^\circ$ , the output current  $i_o$  can be obtained with almost a sinusoidal waveform. These calculated waveforms with

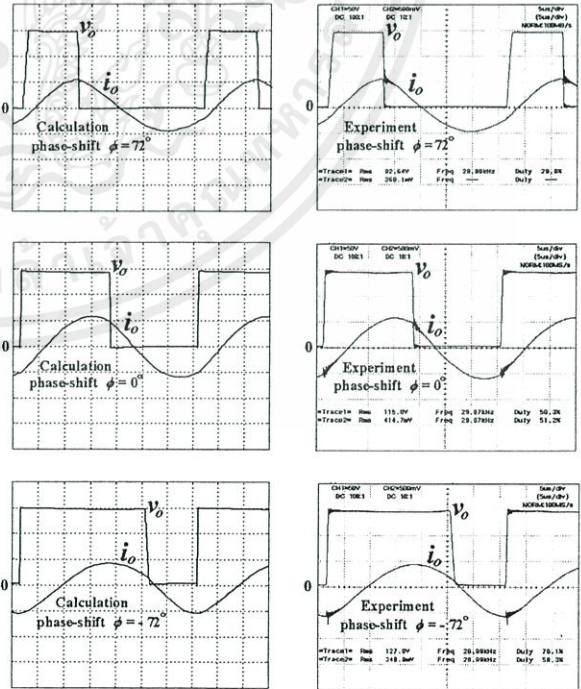


Fig. 7 Calculated and experimental output voltage and current waveforms under ZVS operating condition at 29 kHz : 50 V/div, 5 A/div, 5  $\mu$ s/div

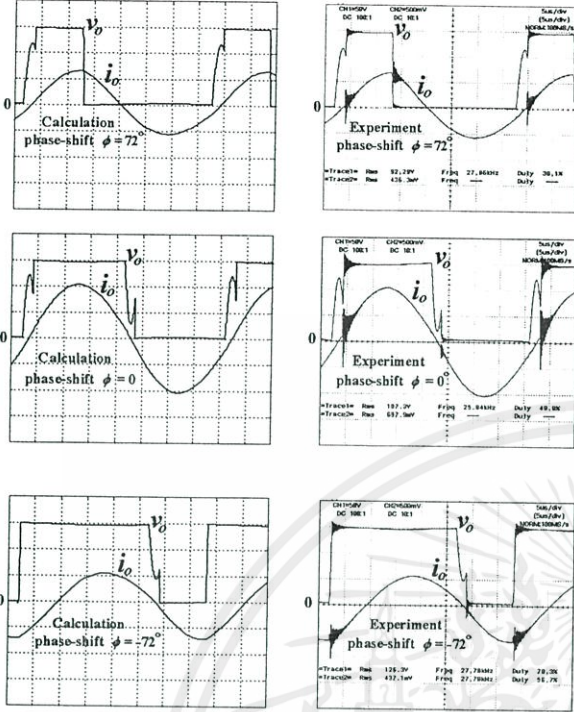


Fig. 8 Calculated and experimental output voltage and current waveforms under NON-ZVS operating condition :  
50 V/div , 5 A/div , 5  $\mu$ s/div

the principle of circuit operation are also verified by comparison with the experimental ones. Fig. 8 shows the calculated and experimental results of output voltage and current waveforms under NON-ZVS operation, using the equations in cases ( 2 ) , ( 3 ) and ( 4 ) with the use of MATLAB program. The calculated waveforms are obtained with phase-shift  $\phi = 72^\circ, 0^\circ, -72^\circ$  at switching frequency around 28 kHz, 26 kHz , and 28 kHz, respectively. These calculated waveforms with the principle of circuit operation are also verified by comparison with the experimental ones. Also , it is observed that at different phase-shift control, NON-ZVS operation occurs at different position of the output voltage waveform ( front edge at  $\phi = 72^\circ$  : breakdown to the upper switch, tailing edge at  $\phi = -72^\circ$  : breakdown to the lower switch, and  $\phi = 0^\circ$  : breakdown to both switches ).

#### IV. ANALYSIS OF OUTPUT POWER $P_o$ , DC INPUT POWER $P_d$ AND EFFICIENCY

The calculated output voltage  $v_o$  of Fig. 7 can be analyzed into various component waveforms as shown in (5), by Fourier analysis. Then, applying these component waveforms as the input voltage to the RLC load equivalent circuit, the current equation  $i_o$  can be obtained as shown in (6). Again, the voltage  $v_o$  in (5) can be used to find out the rms values of output voltage in terms of ac-dc components ( $V_{o,rms(ac,dc)}$ ), dc

component ( $V_{o,rms(dc)}$ ), ac component ( $V_{o,rms(ac)}$ ), and fundamental component ( $V_{o,rms(1)}$ ) as shown in Fig. 9.

$$v_o = \left( \frac{1}{2} - \frac{\phi}{2\pi} \right) V_d + \frac{V_d}{\pi} \left[ \sin(\pi - \phi) \cos \omega_s t + (1 - \cos(\pi - \phi)) \sin \omega_s t \right] + \frac{V_d}{2\pi} \left[ \sin 2(\pi - \phi) \cos 2\omega_s t + (1 - \cos 2(\pi - \phi)) \sin 2\omega_s t \right] + \frac{V_d}{3\pi} \left[ \sin 3(\pi - \phi) \cos 3\omega_s t + (1 - \cos 3(\pi - \phi)) \sin 3\omega_s t \right] + \dots \quad (5)$$

$$i_o = \frac{V_d}{\pi Z_1} \left[ \sin(\pi - \phi) \cos(\omega_s t - \theta_1) + \{1 - \cos(\pi - \phi)\} \sin(\omega_s t - \theta_1) \right] + \frac{V_d}{2\pi Z_2} \left[ \sin(2\pi - 2\phi) \cos(2\omega_s t - \theta_2) + \{1 - \cos(2\pi - 2\phi)\} \sin(2\omega_s t - \theta_2) \right] + \frac{V_d}{3\pi Z_3} \left[ \sin(3\pi - 3\phi) \cos(3\omega_s t - \theta_3) + \{1 - \cos(3\pi - 3\phi)\} \sin(3\omega_s t - \theta_3) \right] + \dots \quad (6)$$

$$\cos \theta_n = \cos \left( \tan^{-1} \left( \frac{\omega_s L - (1/\omega_s C)}{R} \right) \right), \cos \left( \tan^{-1} \left( \frac{2\omega_s L - (1/2\omega_s C)}{R} \right) \right), \cos \left( \tan^{-1} \left( \frac{3\omega_s L - (1/3\omega_s C)}{R} \right) \right), \dots \quad (7)$$

$$P_o = V_{o,1} I_{o,1} \cos \theta_1 + V_{o,2} I_{o,2} \cos \theta_2 + V_{o,3} I_{o,3} \cos \theta_3 + \dots \quad (8)$$

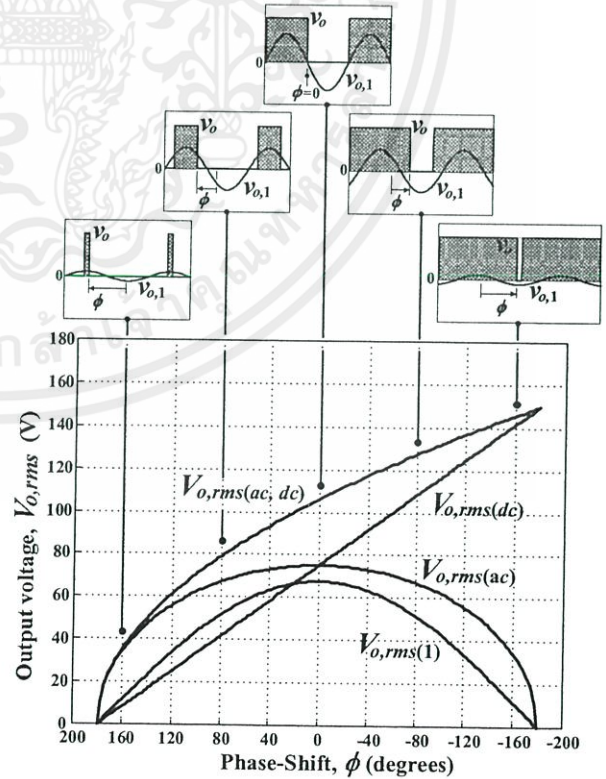


Fig.9 Variation of various output voltages  $V_{o,rms(ac,dc)}$ ,  $V_{o,rms(dc)}$ ,  $V_{o,rms(ac)}$  and  $V_{o,rms(1)}$  vs phase-shift  $\phi$

These equations can also lead to the calculation of ac output power  $P_o$ , using the definition of  $P_o$  in (8). Fig. 10 shows the output voltage and current waveforms  $v_o, i_o$  with the phase difference angle of each harmonic. With phase-shift  $\phi = +72^\circ$  and  $\phi = -72^\circ$  there will be harmonic order of 1, 2, 3, 4, 5, . . . and with phase-shift  $\phi = 0$  there will be harmonic order of 1, 3, 5, . . . . From this harmonic content, it can be seen that from the second harmonic order upward, each pair of output voltage and current waveforms will have the phase difference angle

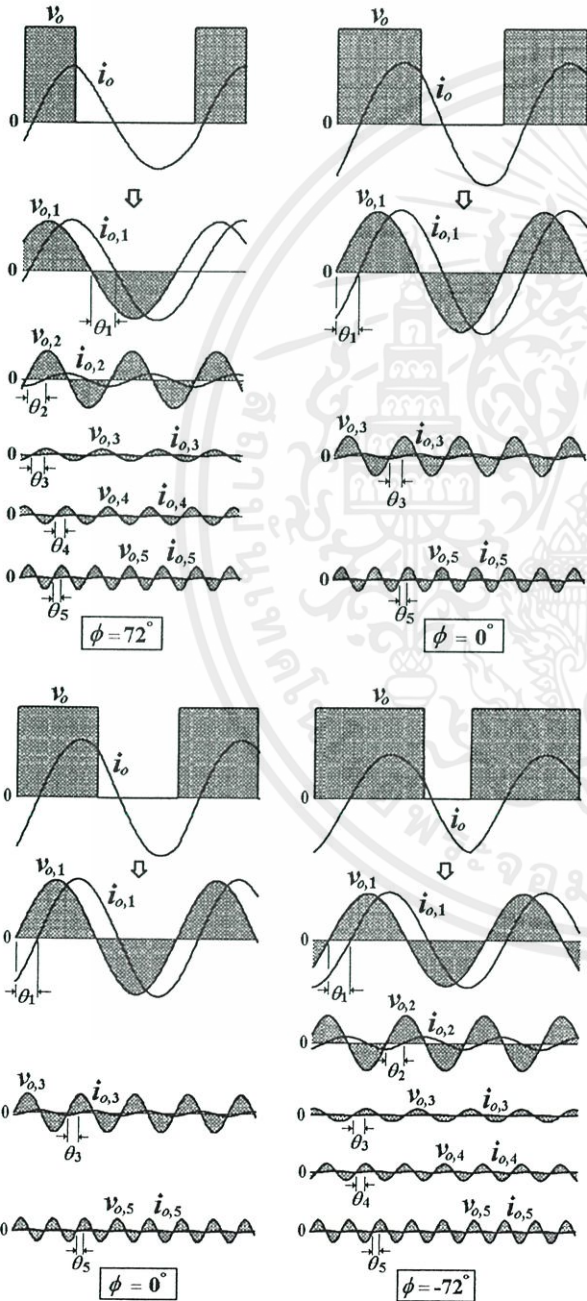


Fig. 10 Output voltage and current waveform  $v_o, i_o$  with the phase difference angle of each harmonic

almost equal to  $90^\circ$ , since the RLC equivalent circuit of the load now becomes equivalent to almost a pure inductive reactance and consequently can not generate any output power. So, it is quite reasonable to calculate approximately the output power from the fundamental pair of output voltage and current waveforms without considering other harmonic orders. The calculated result and the experimental one are shown for comparison in the same graph of Fig. 11 with each switching frequency held constant at 27 kHz, 28 kHz, 29 kHz, 30 kHz and 31 kHz, during change of phase-shift  $\phi$  from  $0^\circ$  to both the positive and negative directions. From the starting point of phase-shift ( $\phi = 0^\circ$ ) to both the positive and negative directions, it is observed that there is a certain limitation for the control range of phase-shift for each characteristic curve of output power  $P_o$  under a constant operating frequency. This can be understood by considering first the waveforms  $v_o, i_o$  at zero phase-shift ( $\phi = 0^\circ$ ) and switching frequency  $f_s = 27\text{kHz}$  and also the waveforms  $v_o, i_o$  at the same zero phase-shift but at switching frequency  $f_s = 31\text{kHz}$ . It can be seen that the phase difference between the output voltage and current waveforms  $v_o, i_o$  for these two cases are quite different. Higher switching frequency of 31 kHz can results in a larger phase difference due to lower level of output power. So, higher switching frequency can result in a wider control range of phase-shift under ZVS operation and when NON-ZVS operation is encountered the control range begin to be terminated.

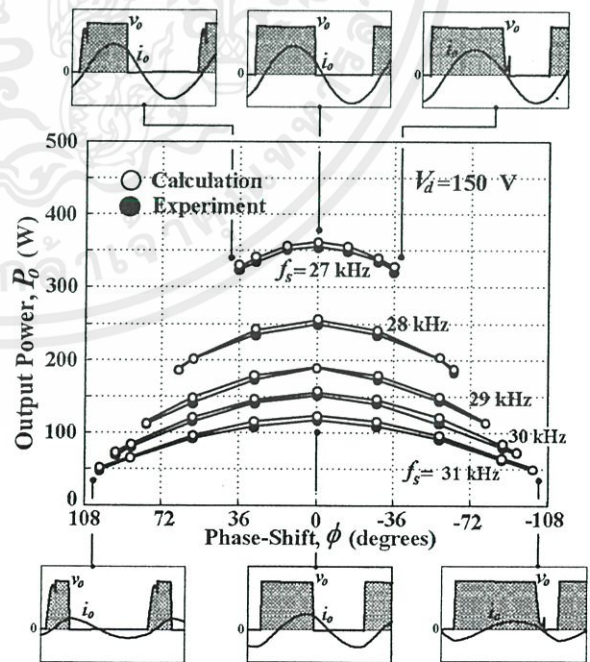


Fig. 11 AC output power  $P_o$  vs phase-shift  $\phi$  at switching frequency  $f_s = 27\text{ kHz}, 28\text{ kHz}, 29\text{ kHz}, 30\text{ kHz}$  and  $31\text{ kHz}$

For the calculation of dc input current  $I_d$ , the output current  $i_o$  can be used again to calculate the dc input current  $I_d$ , since the current flow on the dc input side for a certain time duration is the same as that on the ac output side. The calculated result of this dc input current  $I_d$  is obtained as shown by an equation in (9) and is also obtained as shown in a graph of Fig. 12.

$$I_d = \frac{V_d}{2\pi^2 Z_1} [\sin(\pi - \phi) \{ \sin(\pi - \phi - \theta_1) - \sin(-\theta_1) \} + \{ 1 - \cos(\pi - \phi) \} \{ -\cos(\pi - \phi - \theta_1) + \cos(-\theta_1) \}] + \frac{V_d}{2 \times 2^2 \pi^2 Z_2} [\sin(2\pi - 2\phi) \{ \sin(2\pi - 2\phi - \theta_2) - \sin(-\theta_2) \} + \{ 1 - \cos(2\pi - 2\phi) \} \{ -\cos(2\pi - 2\phi - \theta_2) + \cos(-\theta_2) \}] + \frac{V_d}{2 \times 3^2 \pi^2 Z_3} [\sin(3\pi - 3\phi) \{ \sin(3\pi - 3\phi - \theta_3) - \sin(-\theta_3) \} + \{ 1 - \cos(3\pi - 3\phi) \} \{ -\cos(3\pi - 3\phi - \theta_3) + \cos(-\theta_3) \}] + \dots \tag{9}$$

$$P_d = V_d I_d \tag{10}$$

Where  $Z_n = \sqrt{R^2 + \left( n\omega_s L - \frac{1}{n\omega_s C} \right)^2}$

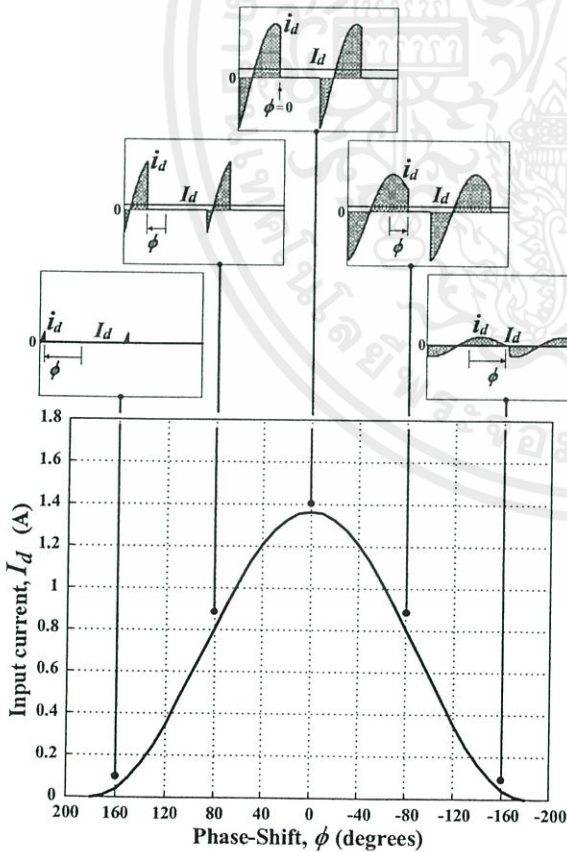


Fig. 12 Variation of dc input current  $I_d$  vs phase-shift  $\phi$  at switching frequency  $f_s = 29$  kHz

The dc input current  $I_d$  can be also used to calculate the dc input power  $P_d$ . The calculated result with the experimental one are also shown in the graph of Fig. 13 with each switching frequency held constant at 27 kHz, 28 kHz, 29 kHz, 30 kHz and 31 kHz, during change

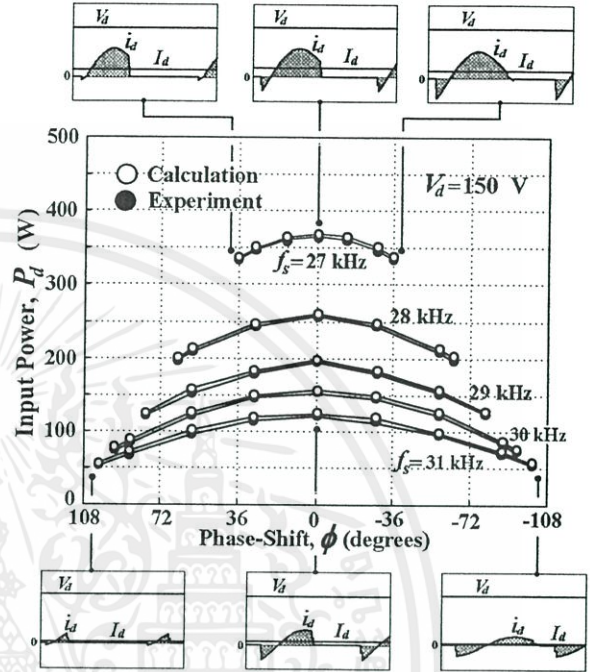


Fig. 13 DC input power  $P_d$  vs phase-shift  $\phi$  at switching frequency  $f_s = 27$  kHz, 28 kHz, 29 kHz, 30 kHz and 31 kHz

of phase-shift  $\phi$  from  $0^\circ$  to both the positive and negative directions. From the starting point of phase-shift ( $\phi = 0^\circ$ ) to both the positive and negative directions, it is observed that there is a certain limitation for the control range of phase-shift for each characteristic curve of dc input power  $P_d$  under each constant operating frequency.

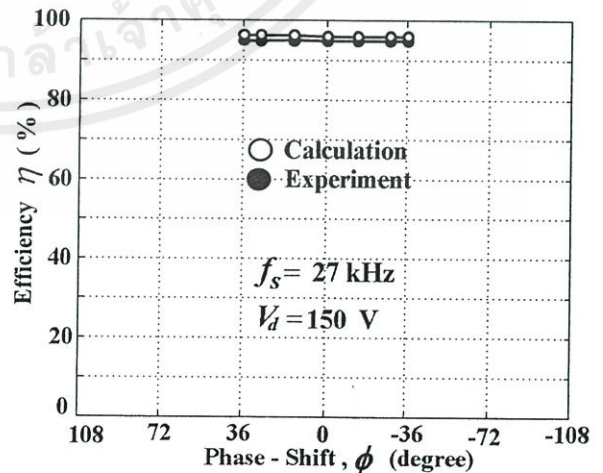


Fig. 14 Inverter efficiency vs phase-shift  $\phi$  at switching frequency  $f_s = 27$  kHz

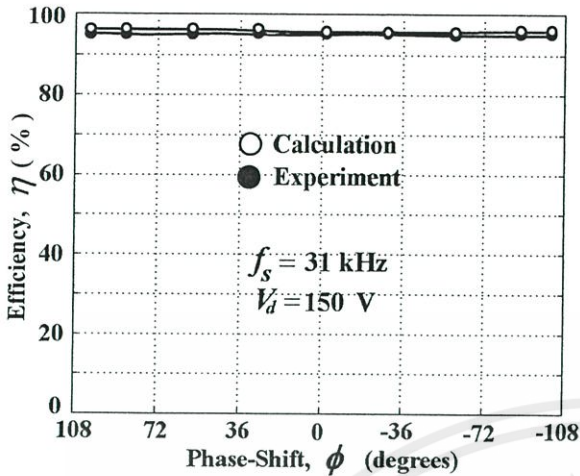


Fig. 15 Inverter efficiency vs phase-shift  $\phi$  at switching frequency  $f_s = 31$  kHz

Then, the ratio of output power  $P_o$  and dc input power  $P_d$  makes possible the calculation of the half-bridge inverter efficiency  $\eta$  vs. phase-shift  $\phi$  which is plotted in various curves, each of which is held at constant frequency of 27 kHz, 28 kHz, 29 kHz, 30 kHz and 31 kHz. The calculated results are shown as some examples in Figs. 14 and 15 for 27 kHz and 31 kHz respectively and they are verified by comparing with the experimental ones in the same figure. The result shows that the efficiency is almost constant at 96 % over the whole control range of phase-shift  $\phi$  which is not constant but the control range will change according to the switching frequency; that is, a wider control range of phase-shift  $\phi$  will be obtained with a higher operating frequency.

#### V. CONCLUSION

The detailed analysis of circuit operation under ZVS and NON-ZVS switching conditions in a high-frequency half-bridge inverter for a small-size and low-voltage induction cooker, using the principle of positive-negative phase-shift control has been already presented both theoretically and experimentally. There are four main important points to be concluded here as follows :

1. In case of the positive phase-shift control of output voltage  $v_o$ , the phase angle of fundamental output voltage  $v_{o,1}$  will lead the front edge of square wave voltage  $v_o$ . This makes the zero-crossing of output current  $i_o$  move toward the front edge, where NON-ZVS operation may occur. Oppositely, in case of the negative phase-shift control, the NON-ZVS operation may occur at the tailing edge of square wave voltage  $v_o$ , and in case of zero phase-shift control, NON-ZVS operation may occur both at the front and tailing edges, especially when the operating frequency is not high enough. All these three cases of the occurrences of NON-ZVS operation

can be avoided by increasing the operating frequency in order to move the zero-crossing of current  $i_o$  away from the front and tailing edges.

2. In phase-shift control, the maximum ac rms output voltage will be obtained at phase-shift  $\phi = 0$  and when phase-shift angle  $\phi$  is increased away from zero degree, the ac rms output voltage  $V_{o,rms(ac)}$  and consequently the output current  $i_o$  and finally the output power  $P_o$  will become decreasing symmetrically both in positive and negative phase-shift control.

3. Similarly, when phase-shift angle  $\phi$  is increased away from zero degree, the dc input current  $I_d$  and consequently the dc input power  $P_d$  will become decreasing symmetrically both in positive and negative phase-shift control.

4. During phase-shift control, there is a certain limitation for the control range of phase-shift for each characteristic curve of output power  $P_o$  under a constant operating frequency. Higher switching frequency can result in a larger phase difference due to lower level of output power. So, higher switching frequency can result in a wider control range of phase-shift under ZVS operation and when NON-ZVS operation is encountered the control range begins to be terminated. At this point, if further increase of phase-shift is required, this is also possible by increasing the switching frequency to a higher value and when NON-ZVS is encountered the same process can be repeated again.

#### REFERENCES

- [1] P. Viriya, N. Yongyuth, I. Miki and K. Matsuse "Analysis of Circuit Operation under ZVS and NON-ZVS Conditions in Phase-Shift Inverter for Induction Heating," *IEEE Trans. IA.*, vol. 126, no. 5, pp. 560-567, May 2006.
- [2] P. Viriya, N. Yongyuth and K. Matsuse "Analysis of Transition Mode from Phase Shift to Zero-Phase Shift Under ZVS and NON-ZVS Operation for Induction Heating Inverter," *Proc. Power Conversion Conf. (PCC), Nagoya, Japan*, April 2007, pp. 1512-1519.
- [3] L. Grajales, J. A. Sabate, K. R. Wang, W. A. Tabisz, and F. C. Lee, "Design of a 10 kW, 500 kHz Phase-Shift Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating," *Proc. IEEE Industry Applications Soc. Annu. Meeting, Toronto, Canada*, 1993, pp. 843-849.
- [4] J. M. Burdio, L. A. Barragan, F. Monterde, D. Navarro, and J. Acero, "Asymmetrical Voltage-Cancellation Control for Full-Bridge Series Resonant Inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 19, no. 2, pp. 461-469, Mar. 2004.
- [5] P. Viriya, S. Sittichok and K. Matsuse, "Analysis of high-frequency induction cooker with variable frequency power control," *Proc. Power Conversion Conf. (PCC), Osaka, Japan*, 2002, pp. 423-428.
- [6] J. A. Sabate, R. W. Farrington, M. M. Jovanovic, and F. C. Lee, "Effect of Switch Capacitance on Zero-Voltage Switching of Resonant Converters," *Proc. Applied Power Electron. Conf.*, 1992, pp. 213-220.
- [7] H. Ogiwara, M. Itoi and M. Nakaoka, "PWM - controlled soft - switching SEPP high - frequency inverter for induction - heating application", *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, vol. 151, no. 4, pp. 404-413, July 2004.

# การควบคุมกำลังไฟฟ้าของเรโซแนนท์อินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ด้วยจำนวนพัลส์ PDM สำหรับงานเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูง

## PDM Power Control of a Half-Bridge Resonant Inverter for a High-Frequency Induction Cooker

อังฉรา พิเชฐจันเจริญ และ วิริยะ พิเชฐจันเจริญ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง  
ถ. ลาดกระบัง ลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520 โทร. 02-7373000 ต่อ 3516 Email: kpviriya@kmitl.ac.th

### บทคัดย่อ

บทความวิจัยนี้นำเสนอหลักการการทำงานและการวิเคราะห์เรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงโดยมีการปรับควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตด้วยรูปแบบ PDM 100/100,99/100, ...; 200/200,199/200, ... หรือ 300/300,299/300, ... เพื่อใช้กับเครื่องต้มเหี่ยวนำความถี่สูงขนาดเล็ก โดยเริ่มกล่าวถึงหลักการการทำงานของวงจรเพื่อนำไปสู่การคำนวณหาคลื่นแรงดัน กระแสเอาต์พุต  $v_o, i_o$  ของ PDM 50/100, PDM 100/200 และ PDM 150/300 โดยได้คำนวณหาองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ต่างๆของ PDM 50/100 เป็นตัวอย่าง เพื่อใช้คำนวณหากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_o$  อินพุต  $P_d$  ประสิทธิภาพ  $\eta$  และยังได้ทดสอบเครื่องต้นแบบด้วย PDM 300/300, 299/300,... โดยสามารถต้มน้ำ 0.5 ลิตรด้วย PDM 300/300 Duty Ratio 1.0 ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 820 วัตต์ได้เร็วสุด 3.5 นาที

### Abstract

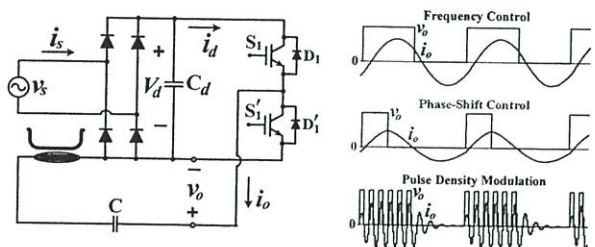
This paper presents the operating principle and analysis of a high frequency resonant half-bridge inverter with output power control by PDM pattern 100/100, 99/100, ...; 200/200, 199/200, ... or 300/300, 299/300, ... for the application of a small size high-frequency induction cooker. The principle of circuit operation is first described, which can lead to the calculation of output voltage and current waveforms  $v_o, i_o$  of PDM 50/100, PDM 100/200 and PDM 150/300 with the harmonic content of PDM 50/100 analyzed as an example for use in the calculation of output power  $P_o$ , input power  $P_d$  and conversion efficiency  $\eta$ . Moreover, the PDM pattern of 300/300, 299/300,... has been selected for test for boiling performance of the cooker which appears to take 3.5 minutes for 0.5 litre of water with PDM 300/300, Duty Ratio 1.0 and output power 820 watts.

**Keywords:** PDM, Induction cooker, Half-Bridge, HF-Inverter

### 1. บทนำ

ในวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ขั้วโหลด RLC รีโซแนนท์ทั่วไป การปรับลดกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาต์พุตจะทำได้โดยการปรับเพิ่มความถี่ (Frequency Control) [1] เพื่อให้มีมุมต่างเฟสระหว่างแรงดันและกระแสเอาต์พุตเพิ่มขึ้น พร้อมกับกระแสเอาต์พุตลดลง หรืออาจทำได้โดยการปรับ

เพิ่มมุมเลื่อนเฟส (Phase-Shift Control) [2] ดังแสดงในรูปที่ 1 เพื่อให้เนื้อแรงดัน (Volt-Time Area) และกระแสเอาต์พุตลดลงพร้อมกับการปรับเพิ่มความถี่ซิงค์ทุกครั้งเพื่อให้วงจรยังคงสามารถทำงานในสภาวะ ZVS ได้ ซึ่งการปรับลดกำลังไฟฟ้าทั้ง 2 วิธีนี้จะเกี่ยวข้องกับการปรับเพิ่มความถี่ซิงค์ของวงจรตลอดเวลา โดยอาจจะมีผลกระทบต่อการทำงานของวงจรเพื่อกรองทั้งสัญญาณรบกวนที่อยู่ตรงบริเวณหน้าแหล่งจ่ายไฟการไฟฟ้า 50 Hz การหลีกเลี่ยงในประเด็นปัญหานี้สามารถทำได้โดยเลือกใช้วิธีการปรับลดกำลังไฟฟ้าในอีกลักษณะหนึ่งคือโดยการปรับลดจำนวนพัลส์ของคลื่นสแควร์ของแรงดันเอาต์พุตหรือ Pulse Density Modulation (PDM) [3] โดยไม่ต้องปรับความถี่แต่อย่างใด โดยในบทความวิจัยนี้จะนำเสนอวิธีการปรับลดกำลังไฟฟ้าด้วยหลักการ PDM ที่ให้ค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุดด้วยจำนวนพัลส์ของคลื่นสแควร์ด้านเอาต์พุต 100 พัลส์ / period หรือ 100/100 หรือ Duty-Ratio = 1.0 และเมื่อปรับลดจำนวนพัลส์หรือ Duty-Ratio ลงเป็น 99/100, 98/100... เรื่อยไปก็จะได้กำลังไฟฟ้าลดลงตามลำดับ นอกจากนั้นยังได้พิจารณากรณีพัลส์ PDM ในลักษณะอื่นที่สามารถปรับลดกำลังไฟฟ้าในแต่ละสเต็ปได้ละเอียดขึ้น โดยได้นำเสนอกรณีพัลส์ PDM 200/200, 199/200... และกรณีพัลส์ PDM 300/300, 299/300... เพื่อเปรียบเทียบความแตกต่างกับกรณีแรกโดยเฉพาะในเรื่องเสียงรบกวนที่พบ ซึ่งปรากฏว่าจะมีเสียงรบกวนเบาลงเป็นลำดับเมื่อเลือกรูปแบบ PDM ที่มีจำนวนพัลส์ใน 1 คาบเวลาสูงขึ้น นอกจากในเรื่องเสียงรบกวนแล้วยังพบว่า การปรับลดจำนวนพัลส์ดังกล่าวยังทำให้เกิดฮาร์โมนิกส์แยกออกเป็นกลุ่มๆ โดยมีฮาร์โมนิกส์หลักประจำในแต่ละกลุ่ม ซึ่งฮาร์โมนิกส์เหล่านี้จะมีผลต่อการนำไปใช้คำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าด้านเอาต์พุต  $P_o$  ตลอดจนกำลังไฟฟ้าด้านอินพุต  $P_d$  และประสิทธิภาพการแปลง  $\eta$  ได้อย่างไรนั้น ได้นำ



รูปที่ 1 อินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ที่นำเสนอโดยวิธีควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตด้วยจำนวนพัลส์ PDM (Pulse Density Modulation)

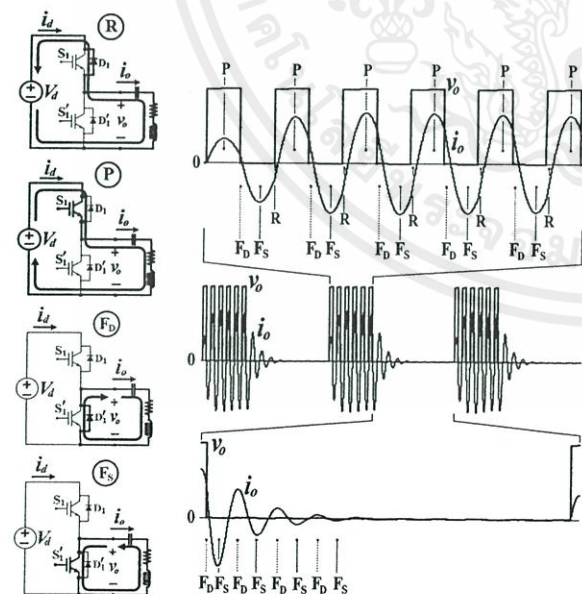
เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า

ไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

เสนอรายละเอียดไว้แล้วในบทความวิจัยนี้และในตอนท้ายยังได้ทำการทดสอบสมรรถนะในการต้มเดือดของน้ำโดยวิธีการควบคุมด้วยพัลส์ PDM 4 ลักษณะคือ 300/300, (0.9)300/300, (0.8)300/300 และ (0.7)300/300 ที่ค่า Duty Ratio 1.0, 0.9, 0.8 และ 0.7 ตามลำดับ ซึ่งปรากฏว่าสามารถต้มน้ำปริมาตร 0.5 ลิตร ด้วยพัลส์ PDM 300/300 ที่ค่ากำลังไฟฟ้าสูงสุด 820 วัตต์ ให้เดือดได้เร็วสุดภายในเวลา 3.5 นาที

2. หลักการทำงานของวงจร

หลักการทำงานของวงจรที่ใช้ควบคุมการปรับลดกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตด้วยการปรับลดจำนวนพัลส์ PDM ในแต่ละคาบเวลา T ของคลื่นแรงดันเอาต์พุต สามารถอธิบายรายละเอียดได้ โดยเริ่มจาก รูปที่ 2 (ข) ซึ่งแสดงรายละเอียดการทำงานของวงจรในช่วงที่มีพัลส์ PDM ด้านเอาต์พุต โดยจะประกอบด้วยช่วงที่มีพัลส์บวกและช่วงที่ไม่มีพัลส์เอาต์พุตเฉพาะ ในบริเวณพัลส์บวกเท่านั้นที่จะมีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้า 2 ทิศทางจากแหล่งจ่ายไปยังเอาต์พุตเป็นส่วนใหญ่ซึ่งตรงกับช่วง Powering (P) และส่งคืนจากเอาต์พุตกลับเข้าสู่แหล่งจ่ายเป็นส่วนใหญ่ซึ่งตรงกับช่วง Regen. ดังในรูปที่ 2 (ก) บริเวณพัลส์บวกจึงเป็นบริเวณที่มีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าสู่โหลดจากแหล่งจ่ายไปยังเอาต์พุต สำหรับบริเวณที่ไม่มีพัลส์เอาต์พุตซึ่งตรงกับช่วง Freewheeling ผ่าน Diode ( $F_D$ ) และ Freewheeling ผ่านสวิตช์ ( $F_S$ ) ดังในรูปที่ 2 (ก) นั้น จะไม่มีการส่งผ่านกำลังไฟฟ้าแต่ประการใด การปรับลดกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตจึงสามารถทำได้โดยการปรับลดจำนวนพัลส์ PDM ในแต่ละคาบเวลาของคลื่นเอาต์พุตนี้ เช่น พัลส์ PDM 100/100, 90/100 และ 80/100...เรื่อยไปเป็นต้น



(ก) วงจร (ข) คลื่นแรงดัน กระแส PDM ด้านเอาต์พุต รูปที่ 2 วงจรการทำงานและลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสเอาต์พุต PDM

3. การคำนวณคลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุต  $V_o, i_o$  และ องค์ประกอบฮาร์มอนิกต่าง ๆ

$$v_o = V_d + V_{F,D} \tag{1}$$

$$i_o = e^{-\alpha t} \left[ \left( \frac{V_d + V_{F,D} - V - \alpha LI}{\omega L} \right) \sin \omega t + I \cos \omega t \right] \tag{2}$$

$$v_o = V_d - V_{CE(on)} \tag{3}$$

$$i_o = e^{-\alpha t} \left[ \left( \frac{V_d - V_{CE(on)} - V - \alpha LI}{\omega L} \right) \sin \omega t + I \cos \omega t \right] \tag{4}$$

$$v_o = -V_{F,D} \tag{5}$$

$$i_o = e^{-\alpha t} \left[ \left( \frac{-V_{F,D} - V - \alpha LI}{\omega L} \right) \sin \omega t + I \cos \omega t \right] \tag{6}$$

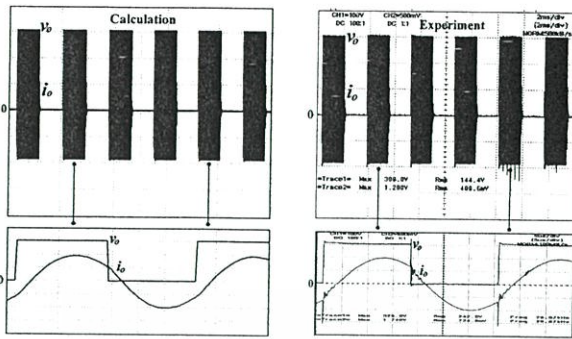
$$v_o = V_{CE(on)} \tag{7}$$

$$i_o = e^{-\alpha t} \left[ \left( \frac{V_{CE(on)} - V - \alpha LI}{\omega L} \right) \sin \omega t + I \cos \omega t \right] \tag{8}$$

โดยที่:  $\alpha = \frac{R}{2L}, \omega = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$

- $I$  คือค่าเริ่มต้นของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำรีโอ
- แนซซ์ของแต่ละโหมดการทำงานของวงจร
- $V$  คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุรีโอแนซซ์
- ของแต่ละโหมดการทำงานของวงจร
- $V_{F,D}$  คือค่าแรงดันคร่อมไดโอดขณะนำกระแส
- $V_{CE(on)}$  คือค่าแรงดันคร่อมสวิตช์ไอจีบีทีขณะนำกระแส

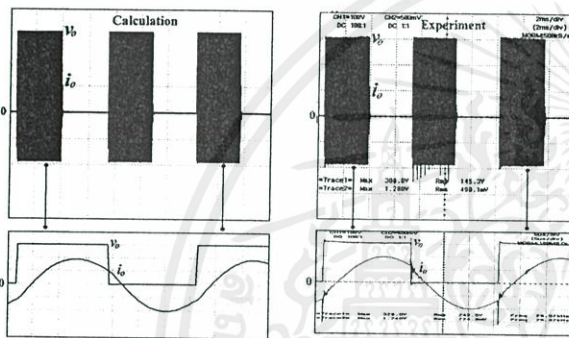
จากหลักการทำงานในหัวข้อที่ 2 สามารถนำมาเขียนสมการแรงดันและกระแสเอาต์พุต  $V_o, i_o$  ในช่วงแต่ละคาบเวลา  $T_s$  ของการสวิตช์ซึ่งที่ความถี่สูงได้ โดยสมการ (1) และ (2) จะอยู่ในช่วงโหมด Regen (R) (3) และ (4) ในช่วงโหมด Power (P) (4) และ (5) ในช่วงโหมด Freewheel ผ่าน Diode ( $F_D$ ) และสุดท้ายคือ (6) และ (7) ในช่วงโหมด Freewheel ผ่านสวิตช์ ( $F_S$ ) ซึ่งเมื่อนำสมการเหล่านี้ไปคำนวณด้วยโปรแกรม MATLAB ก็จะสามารถเขียนคลื่นคำนวณของแรงดันและกระแสเอาต์พุต  $V_o, i_o$  ภายใต้งานไขของรูปแบบ PDM ที่เลือกใช้ เช่น 50/100, 100/200 และ 150/300 ซึ่งเมื่อนำผลการคำนวณเหล่านี้ไปเปรียบเทียบกับผลการทดลองจริง ภายใต้งานไขเดียวกันก็จะพบว่ามิตถลักษณะคลื่นแรงดัน กระแส  $V_o, i_o$  ที่ใกล้เคียงกันมาก ดังแสดงในรูปที่ 3 (ก) และ (ข) ซึ่งเป็นรูปคลื่น  $V_o, i_o$  ที่ได้จากการคำนวณและทดลองตามลำดับที่ถี่งานไขของ PDM 50/100 Duty Ratio 0.5 ส่วนรูปที่ 4 (ก) และ (ข) ตลอดจน รูปที่ 5 (ก) และ (ข) ก็จะได้อื่นแรงดันและกระแสจากการคำนวณและทดลองในทำนองเดียวกัน ภายใต้งานไขของ PDM 100/200 และ 150/300 ตามลำดับโดยมีค่า Duty Ratio 0.5 เดียวกัน



(ก) คำนวณ

(ข) ทดลอง

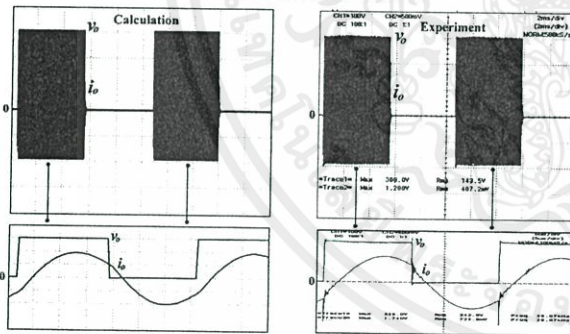
รูปที่ 3 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตจากผลการคำนวณเปรียบเทียบกับผลการทดลอง กรณีคลื่น PDM 50/100



(ก) คำนวณ

(ข) ทดลอง

รูปที่ 4 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตจากผลการคำนวณเปรียบเทียบกับผลการทดลอง กรณีคลื่น PDM 100/200

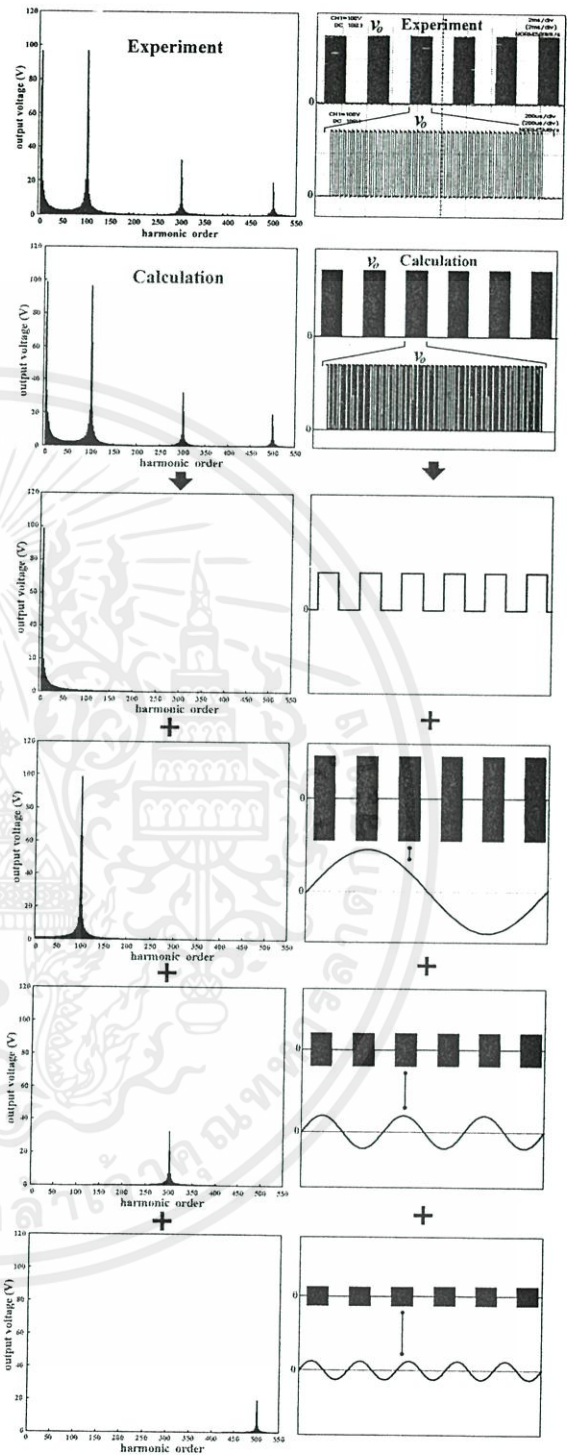


(ก) คำนวณ

(ข) ทดลอง

รูปที่ 5 คลื่นแรงดันและกระแสเอาต์พุตจากผลการคำนวณเปรียบเทียบกับผลการทดลอง กรณีคลื่น PDM 150/300

ส่วนรูปที่ 6 จะแสดงให้เห็นตัวอย่างการวิเคราะห์หาองค์ประกอบของ Harmonic ต่างๆที่ประกอบกันขึ้นเป็นลักษณะคลื่น PDM ด้านเอาต์พุต โดยจะนำลักษณะคลื่น PDM กรณี 50/100 ในรูป 3 (ก) และ (ข) ที่ได้จากการคำนวณและทดลองมาขยายสเกลออกทั้งคู่เพื่อเปรียบเทียบรายละเอียดภายในของพัลส์ PDM นี้ พร้อมทั้งวิเคราะห์หาองค์ประกอบของ Harmonic ต่างๆ ซึ่งได้แสดงผลการเปรียบเทียบไว้ใน 2 ชุดบนของรูปที่ 6 ส่วนอีก 4 ชุดล่างของรูปที่ 6 เดียวกันนี้จะเป็นการแยกสเปกตรัมที่เห็นทั้งหมดออกเป็นกลุ่มย่อยที่ 1, 2, 3 และ 4 ไล่เรียงลงมาตามลำดับโดย



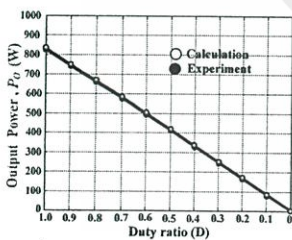
รูปที่ 6 องค์ประกอบต่างๆของคลื่น PDM สแควร์ 50/100 Duty Ratio 0.5

กลุ่มย่อยที่ 1 จะมาจากคลื่นแรงดัน DC ตรงเรียบที่ถูกตัดออกเป็นคลื่นสแควร์ตามค่า Duty Ratio = 0.5 ของคลื่น PDM ส่วนกลุ่มย่อยที่ 2, 3 และ 4 จะเป็นกลุ่มที่มาจากคลื่น Harmonic ลักษณะคลื่นไซน์ที่ประกอบด้วยความถี่ของคลื่นที่ตามนทอด Harmonic ที่ 3 และที่ 5 เท่ากับค่า (1)(29)

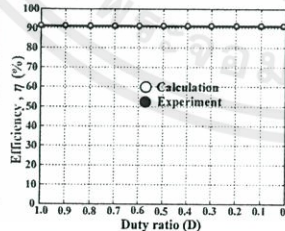
kHz, (3)(29) kHz และ (5)(29) kHz ตามลำดับ ซึ่งต่างก็ถูกตัดออกเป็นคลื่น PDM ไซน์เช่นกัน ตามค่า Duty Ratio 0.5 ของคลื่น PDM สแควร์เดียวกัน

4. การคำนวณกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_o$  กำลังไฟฟ้าอินพุต  $P_d$  ประสิทธิภาพ  $\eta$  และสมรรถนะการต้มเดือด

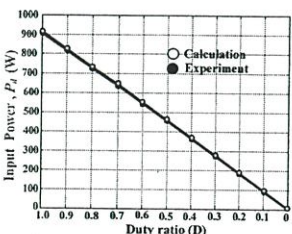
การคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า  $P_o$  ด้านเอาต์พุตของวงจรอินเวอร์เตอร์สามารถทำได้โดยการแตกหองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของคลื่นแรงดัน และกระแสเอาต์พุต  $v_o, i_o$  พร้อมมุมต่างเฟส  $\theta$  ซึ่งองค์ประกอบเหล่านี้สามารถนำมาคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_{o1}$  ใน 1 ไซเคิลได้ และเมื่อนำไปคูณกับ Duty Ratio (D) ก็จะได้ค่ากำลังไฟฟ้าเอาต์พุตรวม  $P_o = (D)(P_{o1})$  ซึ่งเมื่อนำไปพล็อตกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_o$  กับค่า Duty Ratio (D) เพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณและการทดลองก็จะได้ดังรูปที่ 7 ส่วนการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้า  $P_d$  ด้านอินพุตก็ทำได้ในทำนองเดียวกัน โดยการหาค่าเฉลี่ยของกระแส  $i_d$  ซึ่งเป็นส่วนหนึ่งของกระแสเอาต์พุต  $i_o$  เฉพาะในช่วงการทำงานของโหมด Regen และ Power เท่านั้น โดยการแตกฮาร์โมนิกส์เพื่อหองค์ประกอบดีซีด้วยวิธี FFT และเมื่อนำไปคูณกับค่าแรงดันดีซี  $V_d$  ก็จะได้ค่ากำลังไฟฟ้า  $P_{d1}$  ในช่วง 1 ไซเคิล จากนั้นจึงนำไปคูณกับค่า Duty Ratio ก็จะได้ค่ากำลังไฟฟ้ารวม  $P_d = (D)(P_{d1})$  ซึ่งสามารถนำไปพล็อตกราฟแสดงความสัมพันธ์ระหว่าง  $P_d$  กับค่า Duty Ratio (D) เพื่อเปรียบเทียบผลที่ได้จากการคำนวณและการทดลองได้ดังรูปที่ 8 จากกำลังไฟฟ้าเอาต์พุต  $P_o$  และกำลังไฟฟ้าอินพุต  $P_d$  สามารถนำมาคำนวณหาเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพและ Duty Ratio (D) ได้ดังรูปที่ 9 ส่วนในรูปที่ 10 เป็นการแสดงสมรรถนะในการต้มเดือดของน้ำ 0.5 ลิตร ที่ค่า Duty Ratio = 1.0, 0.9, 0.8, 0.7 โดยใช้เวลาดต้มเดือดเร็วสุด 3.5 นาที ที่กำลังไฟฟ้าเอาต์พุต 820 วัตต์ Duty Ratio 1.0



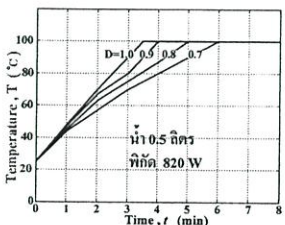
รูปที่ 7 Power  $P_o$  vs. Duty ratio D



รูปที่ 9 Efficiency  $\eta$  vs. Duty ratio D



รูปที่ 8 Power  $P_{in}$  vs. Duty ratio D



รูปที่ 10 อุณหภูมิ น้ำ T vs. เวลา t

6. สรุป

1. ได้นำเสนอการคำนวณวิเคราะห์ PDM พัลส์ 50/100, 100/200, 150/300 รวม 3 รูปแบบพร้อมทั้งสร้างคลื่นจริงเพื่อเปรียบเทียบกับผลการคำนวณซึ่งพบว่ากรณี PDM พัลส์ 150/300 นั้นเสียรบกวนที่ได้ยินจะเบาลงกว่าอีก 2 รูปแบบ ดังนั้นถ้าเลือกใช้งาน PDM พัลส์มากขึ้น เสียรบกวนดังกล่าวจะเบาตามลำดับ
2. PDM พัลส์ 50/100 ความถี่สวิตซ์ 29 kHz Duty Ratio 0.5 เกิดจากกลุ่มฮาร์โมนิกส์ย่อยหลายกลุ่มที่มีความถี่หลักของแต่ละกลุ่มเท่ากับ 1(290 Hz), 100(290 Hz), 300(290 Hz), 500(290 Hz), ... เรื่อยไป
3. การปรับลดกำลังไฟฟ้าเอาต์พุตจากค่าสูงสุด 820 ถึง 0 วัตต์ ด้วย Duty Ratio 1.0 ถึง 0 ที่กำลังไฟฟ้าอินพุต  $P_d$  จากค่าสูงสุดจาก 910 ถึง 0 วัตต์ ได้ค่าประสิทธิภาพการแปลงเฉลี่ย 91% ซึ่งจะทำการต้มเดือดเร็วสุดของน้ำ 0.5 ลิตร ด้วย PDM 300/300 Duty Ratio = 1.0 ใช้เวลา 3.5 นาที

เอกสารอ้างอิง

- [1] P. Viriya, S. Sittichok and K. Matsuse, "Analysis of high-frequency induction cooker with variable frequency power control," Proc. Power Conversion Conference PCC-2002, Osaka, Japan, pp. 423-428.
- [2] P. Achara, P. Viriya and K. Matsuse, "Analysis of a half-bridge inverter for a small-size induction cooker using positive-negative phase-shift control under ZVS and NON-ZVS operation," Proc. Power Electronics and Drive System PEDS-2007, pp. 157-163.
- [3] อานันท์ ถึงสาคร และ วิริยะ พิเชษฐจำเรียว "การวิเคราะห์เครื่องหลอมโลหะเหนี่ยวนำความถี่สูงโดยอาศัยหลักการควบคุมจำนวนพัลส์" การประชุมวิชาการทางวิศวกรรม ไฟฟ้า ครั้งที่ 25, 2545

ประวัติผู้เขียนบทความ



อัครา พิเชษฐจำเรียว การศึกษาวุฒิวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า (เกียรตินิยมอันดับหนึ่ง) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณ

ทหารลาดกระบัง กำลังศึกษาระดับปริญญาโทสาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้า เจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทำวิจัยด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังและการประยุกต์ใช้งานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง



วิริยะ พิเชษฐจำเรียว การศึกษาวุฒิวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (เกียรตินิยมอันดับสอง) จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ปริญญาโทจากมหาวิทยาลัยโตเกียว และปริญญาเอกจากมหาวิทยาลัยเมจิ ประเทศญี่ปุ่น ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทำงานวิจัยด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังและการประยุกต์ใช้งานอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้ สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใด ๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ดัดแปลงเนื้อหา และต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

## ประวัติผู้เขียน

- ชื่อ-นามสกุล นางสาวอัจฉรา พิเชฐจำเริญ
- วัน เดือน ปีเกิด 9 มกราคม พ.ศ. 2529 ที่จังหวัดกรุงเทพมหานคร
- ที่อยู่ 59/70 ถ.รามคำแหง แขวงสะพานสูง เขตสะพานสูง กทม. 10240  
โทร. 08-5184-3477
- ประวัติการศึกษา พ.ศ. 2546 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลาย แผนกวิทย์-คณิต จากโรงเรียนเตรียมอุดมศึกษาน้อมเกล้า
- พ.ศ. 2549 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (เกียรตินิยมอันดับหนึ่ง) สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- ความชำนาญเฉพาะด้าน 1. วงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานเครื่องต้มเหี่ยวนำ  
ความถี่สูง
2. การควบคุมกำลังไฟฟ้าแบบต่างๆของวงจรเรโซแนนท์คอนเวอร์เตอร์  
ความถี่สูง