การวิเคราะห์การทำงานของวงจรภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ควบคุมด้วยการเลื่อนเฟสโดยมีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

ANALYSIS OF CIRCUIT OPERATION UNDER ZVS AND NON-ZVS CONDITIONS IN A FULL-BRIDGE PHASE-SHIFT CONTROLLED INVERTER WITH A LOAD OF HIGH-FREQUENCY INDUCTION HEATING

ยงยุทธ นาราษฎร์
YONGYUTH NARAS

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
พ.ศ. 2552

KMITL-2009-EN-D-018-012

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ควบคุมด้วยการเลื่อนเฟสโดยมีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

ANALYSIS OF CIRCUIT OPERATION UNDER ZVS AND NON-ZVS CONDITIONS IN A FULL-BRIDGE PHASE-SHIFT CONTROLLED INVERTER WITH A LOAD OF HIGH-FREQUENCY INDUCTION HEATING

T095051

ยงยุทธ นารายฎร์

YONGYUTH NARAS

เลขหมู่.......
เลขทะเบียน 95051
วัน,เดือน,ปี 20 พ.ค. 2552

b. 1205.1019
i.

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหาร ลาดกระบัง

พ.ศ. 2552

KMITL-2009-EN-D-018-012

ANALYSIS OF CIRCUIT OPERATION UNDER ZVS AND NON-ZVS CONDITIONS IN A FULL-BRIDGE PHASE-SHIFT CONTROLLED INVERTER WITH A LOAD OF HIGH-FREQUENCY INDUCTION HEATING

YONGYUTH NARAS

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT

OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF

DOCTOR OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2009

KMITL-2009-EN-D-018-012

COPYRIGHT 2009

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ใบรับรองวิทยานิพนธ์

หัวข้อวิทยานิพนธ์ การวิเคราะห์การทำงานของวงจรภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ควบคุมด้วยการเลื่อนเฟสโดยมีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

Thesis Title Analysis of Circuit Operation under ZVS and NON-ZVS Conditions in a Full-Bridge Phase-Shift Controlled Inverter with a Load of High – Frequency Induction Heating

นักศึกษา นายยงยุทธ นารายฎร์

รหัสประจำตัว 47060059

ปริญญา วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต

สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ รศ.ดร.วิริยะ พิเชฐจำเริญ

หมายเลขวิทยานิพนธ์ KMITL-2009-EN-D-018-012

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์		**ลายมือชื่อ**
รศ.ดร.วิจิตร	กิณเรศ	
ผศ.ดร.อนุวัฒน์	จางวนิชเลิศ	
ดร.สมภพ	ผลไม้	
รศ.ดร.ไพบูลย์	นาคมหาชลาสินธุ์	
รศ.ดร.วิริยะ	พิเชฐจำเริญ	

วัน / เดือน/ ปี ที่สอบ วันพุธที่ 11 มีนาคม พ.ศ. 2552 เวลา 09.30-11.30 น.

สถานที่สอบ ณ อาคาร A ชั้น 3 ห้องประชุม 2

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

คณะวิศวกรรมศาสตร์ รับรองแล้ว

(รองศาสตราจารย์ ดร.กอบชัย เดชหาญ)

คณบดี คณะวิศวกรรมศาสตร์

วันที่ 11 มีนาคม พ.ศ. 2552

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การวิเคราะห์การทำงานของวงจรภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในอินเวอร์เตอร์แบบเต็มบริดจ์ควบคุมด้วยการเลื่อนเฟส โดยมีโหลดเป็นอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง
นักศึกษา	นายยงยุทธ นาราษฎร์
รหัสนักศึกษา	47060059
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรดุษฎีบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2552
อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์	รศ. ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอรายละเอียดการวิเคราะห์การทำงานของวงจรภายใต้บริเวณย่านการทำงานของการสวิทช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) และการสวิทช์ขณะแรงดันไม่เป็นศูนย์ (NON-ZVS) ในวงจรมอสเฟทอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ควบคุมแบบเลื่อนเฟสขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมเพื่อให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง โดยจะเริ่มจากการวิเคราะห์โหมดการทำงานของวงจรต่างๆ อย่างละเอียดทั้งภายใต้บริเวณย่านการทำงานของ ZVS และ NON-ZVS โดยได้มีการนำขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเอาท์พุท C_{oss} ซึ่งต่ออยู่ระหว่างเดรน-ซอร์สของมอสเฟทมาร่วมในการพิจารณาด้วย ซึ่งจะได้สมการแรงดันและกระแสต่างๆ ของแต่ละโหมดการทำงานของวงจรเพื่อใช้ในการคำนวณลักษณะคลื่นตามจุดต่างๆ ของวงจรที่นำเสนอโดยการใช้โปรแกรม MATLAB ช่วยในการคำนวณ ย่านการทำงานในสภาวะ ZVS และ NON-ZVS ทั้งสองในวิทยานิพนธ์นี้จะถูกแบ่งออกด้วยเส้นรอยต่อระหว่างย่านทั้งสองซึ่งเรียกว่าการสวิทช์ขณะแรงดันศูนย์วิกฤติ (Critical ZVS) จากนั้นเพื่อที่จะให้วงจรคงอยู่ในสภาวะการทำงานในบริเวณย่าน ZVS ที่ปลอดภัยนี้ จึงจำเป็นต้องคำนวณเส้นรอยต่อที่อยู่ระหว่างบริเวณย่านการทำงานทั้งสองของ ZVS และ NON-ZVS ผลการคำนวณของลักษณะคลื่นภายใต้สภาวะ ZVS วิกฤตินี้ยังสามารถนำไปสู่การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรภายใต้สภาวะ ZVS วิกฤติซึ่งจะถูกนำมาใช้ในการพิจารณาย่านการทำงานในสภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS ได้ นอกจากนั้นผลในทางทฤษฎีที่ได้นำเสนอนี้ยังได้มีการยืนยันความถูกต้องด้วยผลการทดลองโดยใช้เครื่องต้นแบบขนาดพิกัด 3 kW ที่ได้สร้างขึ้นในห้องปฏิบัติการ

Thesis Title	Analysis of Circuit Operation under ZVS and NON-ZVS Conditions in a Full-Bridge Phase-Shift Controlled Inverter with a Load of High-Frequency Induction Heating
Student	Mr. Yongyuth Naras
Student ID.	47060059
Degree	Doctor of Engineering
Program	Electrical Engineering
Year	2009
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Viriya Pichetjamroen

ABSTRACT

This thesis presents a detailed analysis of circuit operation under the operating regions of zero voltage switching (ZVS) and nonzero voltage switching (NON-ZVS) in a full-bridge phase-shift control series resonant MOSFET inverter with a load of high-frequency induction heating. A variety of modes of circuit operation both under the operating regions of ZVS and NON-ZVS are first analyzed in details with charge transfer process of each of the MOSFET output drain-source capacitance C_{oss} taken into consideration. Various voltage and current equations of each of these modes of circuit operation are then obtained and used for calculation of the waveforms in various parts of the proposed circuit by using MATLAB program. In this thesis, the two operating regions of ZVS and NON-ZVS are divided by a certain borderline of critical zero voltage switching (critical ZVS). Then, to keep the circuit always operating in this safety region of ZVS, it is necessary to calculate the borderline of critical ZVS operation which lies between these two operating regions of ZVS and NON-ZVS. The calculation results of the waveforms under critical ZVS can lead further to the consideration of various circuit parameters under critical ZVS condition that are used to determine ZVS or NON-ZVS operating regions. Moreover, the proposed theoretical results are also verified by experimental ones, using a prototype test set rated at 3 kW in the laboratory.

กิตติกรรมประกาศ

ขอกราบขอบพระคุณรองศาสตราจารย์ ดร. วิริยะ พิเชฐจำเริญ เป็นอย่างสูงที่ได้ให้คำปรึกษา แนะนำและช่วยแก้ไขปัญหาต่างๆ จนทำให้วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงลงด้วยดี พร้อมทั้งได้สอนหลักการคิด วิเคราะห์ในการทำงานวิจัยเพื่อให้รู้จริง และไม่เพียงแต่ให้ความรู้ทางด้านวิชาการเท่านั้นยังได้ให้หลักคิดในการดำเนินชีวิตกับข้าพเจ้า

I would like to express my deeply many thanks to Prof. Dr. Kouki Matsuse of Electrical and Electronic Engineering Department, Faculty of Engineering, Meiji University, Japan, for all advises and very good support me concerning about my paper.

ขอขอบคุณคุณอัจฉรา พิเชฐจำเริญซึ่งเป็นนักศึกษาปริญญาโทและน้องๆ ปริญญาโททุกคนที่ได้ให้ความช่วยเหลือในการจัดการข้อมูลและการทดสอบเครื่องต้นแบบ

ขอขอบคุณมหาวิทยาลัยสยาม ที่ได้ให้โอกาสในการลาศึกษาต่อพร้อมทั้งให้การสนับทุนการศึกษา

สุดท้ายนี้ข้าพเจ้าขอกราบขอบพระคุณ บิดา มารดา และขอบคุณครอบครัวของข้าพเจ้าโดยเฉพาะคุณศุภนันท์ นารายฎร์ และ ด.ช. เสฏฐวุฒิ นารายฎร์ที่เป็นกำลังใจและให้การสนับสนุนในทุกๆ เรื่องด้วยดีตลอดมาจนทำให้ข้าพเจ้าสามารถทำวิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงด้วยดี

คุณค่าและประโยชน์อันพึงมีจากวิทยานิพนธ์เล่มนี้ ผู้เขียนขอมอบแด่ผู้มีพระคุณทุกท่าน

ยงยุทธ นารายฎร์

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย..I
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ..II
กิตติกรรมประกาศ..III
สารบัญ..IV
สารบัญตาราง..X
สารบัญรูป...XI

บทที่ 1 บทนำ...1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา...1
1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา...2
1.3 สมมติฐานของการศึกษา...3
1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย...4
1.5 ขอบเขตการวิจัย..4
1.6 ขั้นตอนการศึกษา...5

บทที่ 2 หลักการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงและหลักการของวงจร
เรโซแนนท์อนุกรมความถี่สูง...6
2.1 บทนำ...6
2.2 การให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง..6
2.2.1 หลักการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง......................................6
2.2.2 วงจรสมมูลของอุปกรณ์ที่มีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง......9
2.3 หลักการของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมในขณะแรงดันอินพุทมีลักษณะคลื่นไซน์.....10
2.3.1 การเปลี่ยนแปลงค่ารีแอ็คแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ
เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของแรงดันไซน์อินพุท...10
2.3.2 เฟเซอร์ไดอะแกรมของวงจรเรโซแนนท์อนุกรม...12
2.3.3 ค่า Quality factor : Q ของวงจรเรโซแนนท์อนุกรม.....................................13
2.3.4 การเปลี่ยนแปลงขนาดและเฟสของอิมพีแดนซ์เมื่อเปลี่ยนแปลง
ค่าความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทที่ค่า Q ต่างๆ..15

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

2.3.5 การเปลี่ยนแปลงของค่ากระแสและกำลังไฟฟ้าอินพุทเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทที่ค่า Q ต่าง ๆ....................................17

2.3.6 การเปลี่ยนแปลงของค่าแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทที่ค่า Q ต่าง ๆ....................19

2.4 หลักการของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมกรณีแรงดันอินพุทมีลักษณะคลื่นสแควร์......21

2.4.1 ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสที่ความถี่ต่าง ๆ..22

2.4.2 หลักการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุท...26

2.5 สรุป...28

บทที่ 3 หลักการทำงานและการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรม...30

3.1 บทนำ..30

3.2 หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรม...30

3.2.1 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมเมื่อความถี่สวิทชิ่งต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s < f_0$)................31

3.2.2 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมเมื่อความถี่สวิทชิ่งเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ ($f_s = f_0$)................32

3.2.3 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมเมื่อความถี่สวิทชิ่งมากกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s > f_0$)................33

3.3 หลักการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรม...34

3.3.1 การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการควบคุมความถี่สวิทชิ่ง....................34

3.3.2 การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการควบคุมจำนวนพัลซ์ (PDM)..........36

3.3.3 การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการควบคุมดิวตี้ไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุท...38

3.3.4 การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยวิธีควบคุมการเลื่อนเฟสแบบสมมาตร..40

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.3.5 การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยวิธีควบคุมการเลื่อนเฟส แบบไม่สมมาตร..........42

3.4 หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่มีการควบคุมแบบเลื่อนเฟส..........43

3.4.1 โหมดการทำงานในกรณีที่ไม่คิดผลของตัวเก็บประจุเอาท์พุท (C_{oss}) ของสวิทช์มอสเฟท..........44

3.4.2 ความถี่ในการสวิทช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) กรณีที่ไม่คิดผลของตัวเก็บประจุเอาท์พุท (C_{oss}) ของสวิทช์มอสเฟท..........45

3.4.3 ผลของตัวเก็บประจุเอาท์พุท (C_{oss}) ของสวิทช์มอสเฟทที่มีต่อการควบคุมแบบเลื่อนเฟส..........47

3.5 สรุป..........50

บทที่ 4 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS โดยมีการควบคุมการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{min} < \phi$) และการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{min}$) เพื่อใช้ในงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง..........52

4.1 บทนำ..........52

4.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS..........54

4.2.1 ขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของสวิทช์มอสเฟท..........54

4.2.2 การวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในโหมดต่างๆ ภายใต้สภาวะ ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{min} < \phi$)..........58

4.2.3 การวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในโหมดต่างๆ ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{min} < \phi$)..........60

4.2.4 การวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในโหมดต่างๆ ภายใต้สภาวะ ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{min}$)..........61

4.2.5 การวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในโหมดต่างๆ ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{min}$)..........62

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.2.6 การวิเคราะห์หาสมการแรงดันและกระแสตามจุดต่าง ๆ ของวงจร อินเวอร์เตอร์ในแต่ละโหมดการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ...........................63

4.2.7 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ จากการคำนวณและทดลองภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป...........................76

4.2.8 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ จากการคำนวณและทดลองภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ...........................79

4.3 หลักการพิจารณาการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS, NON-ZVS และ Critical ZVS...........................82

4.3.1 ผลจากการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สที่มีต่อลักษณะ คลื่นแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์...........................82

4.3.2 การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของสวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่สอง ของอินเวอร์เตอร์...........................85

4.3.3 การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของสวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่หนึ่ง ของอินเวอร์เตอร์...........................86

4.3.4 การทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ของสวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่หนึ่ง ของอินเวอร์เตอร์...........................87

4.3.5 การทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS ของสวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่หนึ่ง ของอินเวอร์เตอร์...........................90

4.4 ผลกระทบของตัวแปรต่างๆ ที่มีต่อการเกิด ZVS หรือ NON-ZVS ในระหว่าง ที่มีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ...........................90

4.4.1 การกำหนดจุดแบ่งรอยต่อระหว่างสภาวะ ZVS และ NON-ZVS โดยใช้สภาวะ Critical ZVS ในการพิจารณา...........................90

4.4.2 การวิเคราะห์หาเส้นแบ่งรอยต่อระหว่างสภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของ วงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งกำหนดด้วยตัวแปรวิกฤติของสภาวะ Critical ZVS......92

4.5 ผลกระทบของค่าเดดไทม์ที่มีต่อการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของ อินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ..........97

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.6 สรุป.....101

บทที่ 5 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS โดยมีการควบคุมการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0 < \phi < \phi_{\min}$) และการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$).....103

5.1 บทนำ.....103

5.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS.....103

5.2.1 ขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของสวิทช์มอสเฟท.....103

5.2.2 การวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในโหมดต่างๆ ภายใต้สภาวะ ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย.....106

5.2.3 การวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในโหมดต่างๆ ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย.....107

5.2.4 การวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในโหมดต่างๆ ภายใต้สภาวะ ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์.....108

5.2.5 การวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในโหมดต่างๆ ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์.....109

5.2.6 การวิเคราะห์หาสมการแรงดันและกระแสตามจุดต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ในแต่ละโหมดการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายและการเลื่อนเฟสศูนย์.....110

5.2.7 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์จากการคำนวณและทดลองภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย.....115

5.2.8 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์จากการคำนวณและทดลองภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์.....118

5.3 หลักการพิจารณาการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS, NON-ZVS และ Critical ZVS.....120

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

5.3.1 ผลจากการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สที่มีต่อลักษณะ
คลื่นแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์..120
5.3.2 การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของสวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่สอง
ของอินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย..............................123
5.3.3 การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของสวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่หนึ่ง
ของอินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย..............................124
5.3.4 การทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ของสวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่หนึ่ง
ของอินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย..............................125
5.3.5 การทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS ของสวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่หนึ่ง
ของอินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย..............................126
5.3.6 การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของสวิทช์มอสเฟททั้งสองกิ่ง
ของอินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์..127
5.3.7 การทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ของสวิทช์มอสเฟททั้งสองกิ่ง
ของอินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์..127
5.3.8 การทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS ของสวิทช์มอสเฟททั้งสองกิ่ง
ของอินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์..129
5.4 ผลกระทบของตัวแปรต่างๆ ที่มีต่อการเกิด ZVS หรือ NON-ZVS ในระหว่าง
ที่มีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายและการเลื่อนเฟสศูนย์..............................129
5.4.1 การกำหนดจุดแบ่งรอยต่อระหว่างสภาวะ ZVS และ NON-ZVS
โดยใช้สภาวะ Critical ZVS ในการพิจารณา..129
5.4.2 การวิเคราะห์หาเส้นแบ่งรอยต่อระหว่างสภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของ
วงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งกำหนดด้วยตัวแปรวิกฤติของสภาวะ Critical ZVS.....131
5.5 ผลกระทบของค่าเดดไทม์ที่มีต่อการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของ
อินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายและการเลื่อนเฟสศูนย์.........134
5.6 สรุป..138
บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ..140
บรรณานุกรม...145
ภาคผนวก..149
ประวัติผู้เขียน...176

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

2.1 คุณสมบัติของชิ้นงานที่เป็น carbon steel เมื่อปรับเปลี่ยนความถี่การทำงาน…….………..9

4.1 ค่าของพารามิเตอร์ต่างๆ ของเครื่องต้นแบบที่ใช้ในการทดลอง……………….....……...92

4.2 ขั้นตอนการวิเคราะห์หาค่าตัวแปรวิกฤติขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS....93

4.3 ค่าความต้านทานสมมูล (R) และค่าความเหนี่ยวนำสมมูล (L) ของโหลด
ที่ได้จากการวัดขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS…………………..94

5.1 ค่าความต้านทานสมมูล (R) และค่าความเหนี่ยวนำสมมูล (L) ของโหลด
ที่ได้จากการวัดขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS………………..131

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

2.1 โครงสร้างและหลักการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำของชิ้นงานทรงกระบอก..........7

2.2 การเปลี่ยนแปลงของค่าความหนาแน่นของกระแสเมื่อเทียบกับความลึกจากผิว ของชิ้นงาน (x)..........8

2.3 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงานซึ่งมองได้เหมือนหม้อแปลงที่มีขดลวด ปฐมภูมิเท่ากับ N รอบและขดลวดทุติยภูมิเท่ากับ 1 รอบ..........10

2.4 วงจรเรโซแนนท์อนุกรมและวงจรเฟเซอร์ในกรณีที่แรงดันอินพุทเป็นคลื่นไซน์..........11

(ก) วงจรเรโซแนนท์อนุกรมที่มีแรงดันอินพุทเป็นคลื่นไซน์

(ข) วงจรเฟเซอร์ของวงจรเรโซแนนท์อนุกรม

2.5 การเปลี่ยนแปลงค่ารีแอ็คแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ(X_L/Z_0) และตัวเก็บประจุ (X_C/Z_0) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราส่วนความถี่แรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0)..12

2.6 เฟเซอร์ไดอะแกรมของวงจรเรโซแนนท์อนุกรม..........13

(ก) กรณี $f < f_0$ (ข) กรณี $f = f_0$ (ค) กรณี $f > f_0$

2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของขนาดอิมพีแดนซ์ (Z/Z_0) และ อัตราส่วนความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0)..........16

2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างมุมอิมพีแดนซ์ (θ) และอัตราส่วนความถี่ ของแรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0)..........17

2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized rms ของกระแสอินพุท $\left(I_{i,rms}/[V_{i,m}/Z_0]\right)$ และอัตราส่วนความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0)..........18

2.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าอินพุท $\left(P_i\Big/\left[V_{i,m}^2 R\Big/Z_0^2\right]\right)$ และอัตราส่วนความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0)..........19

2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ ($V_{C,m}/V_{i,m}$) และอัตราส่วนความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0)..........21

2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ ($V_{L,m}/V_{i,m}$) และอัตราส่วนความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0)..........21

2.13 วงจรเรโซแนนท์อนุกรมและวงจรเฟเซอร์ในกรณีที่แรงดันอินพุทเป็นคลื่นสแควร์......22

(ก) วงจรเรโซแนนท์อนุกรมที่มีแรงดันอินพุทเป็นคลื่นสแควร์

(ข) วงจรเฟเซอร์ที่ความถี่ $n\omega$ ใด ๆ

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

2.14 คลื่นแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (v_L) แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ (v_C) และกระแสอินพุท (i_i) ในวงจรเรโซแนนท์อนุกรมเมื่อแรงดันอินพุท (v_i) มีลักษณะคลื่นสแควร์.....24

(ก) กรณี $f < f_0$ (ข) กรณี $f = f_0$ (ค) กรณี $f > f_0$

2.15 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized rms ของกระแสอินพุท ($I_{i,rms}/[V_d/Z_0]$) และอัตราส่วนของความถี่หลักมูลต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0) 26

2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized rms ของกำลังไฟฟ้าอินพุท ($P_i/\left[V_d^2 R/Z_0^2\right]$) และอัตราส่วนของความถี่หลักมูลต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0) 27

2.17 องค์ประกอบหลักมูลและฮาร์โมนิกส์ของแรงดันและกระแสอินพุทของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมเมื่อแรงดันอินพุทเป็นคลื่นสแควร์..........................28

3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรม..........................31

3.2 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมวงจรแสดงโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่สวิทชิ่งต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s < f_0$)..........................31

3.3 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมวงจรแสดงโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่สวิทชิ่งเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ ($f_s = f_0$)..........................32

3.4 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมวงจรแสดงโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่สวิทชิ่งสูงว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s > f_0$)..........................33

3.5 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการควบคุมความถี่สวิทชิ่ง..........................35

(ก) อัตราส่วนความถี่สวิทชิ่งต่อความถี่เรโซแนนท์ : $f_s/f_0 = 1$

(ข) อัตราส่วนความถี่สวิทชิ่งต่อความถี่เรโซแนนท์ : $f_s/f_0 = 1.1$

(ค) อัตราส่วนความถี่สวิทชิ่งต่อความถี่เรโซแนนท์ : $f_s/f_0 = 1.2$

3.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท $\left(P_o/\left[V_d^2 R/Z_0^2\right]\right)$ และอัตราส่วนความถี่สวิทชิ่งต่อความถี่เรโซแนนท์ (f_s/f_0)..........................36

3.7 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการควบคุมจำนวนพัลซ์ PDM..........................37

(ก) อัตราส่วนจำนวนพัลซ์ : $\frac{p}{p'} = \frac{100}{100} = 1$

(ข) อัตราส่วนจำนวนพัลซ์ : $\frac{p}{p'} = \frac{60}{100} = 0.6$

(ค) อัตราส่วนจำนวนพัลซ์ : $\frac{p}{p'} = \frac{20}{100} = 0.2$

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

3.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท $\left(P_o/\left[V_d^2R/Z_0^2\right]\right)$ และอัตราส่วนจำนวนพัลซ์ p/p' 37

3.9 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการควบคุมดิวตี้ไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุท.......38

(ก) ดิวตี้ไซเคิล (D) = 0.5

(ข) ดิวตี้ไซเคิล (D) = 0.35

(ค) ดิวตี้ไซเคิล (D) = 0.2

3.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท $\left(P_o/\left[V_d^2R/Z_0^2\right]\right)$ และค่าดิวตี้ไซเคิล (D)....................39

3.11 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยวิธีควบคุมการเลื่อนเฟสแบบสมมาตร..........40

(ก) มุมเลื่อนเฟส $(\phi) = 0^\circ$ (ข) มุมเลื่อนเฟส $(\phi) = 50^\circ$

(ค) มุมเลื่อนเฟส $(\phi) = 100^\circ$

3.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท $\left(P_o/\left[V_d^2R/Z_0^2\right]\right)$ และมุมเลื่อนเฟส (ϕ) สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบสมมาตร....................41

3.13 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยวิธีควบคุมการเลื่อนเฟสแบบไม่สมมาตร..........42

(ก) มุมเลื่อนเฟส $(\phi) = 0^\circ$ (ข) มุมเลื่อนเฟส $(\phi) = 50^\circ$

(ค) มุมเลื่อนเฟส $(\phi) = 100^\circ$

3.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท $\left(P_o/\left[V_d^2R/Z_0^2\right]\right)$ และมุมเลื่อนเฟส (ϕ) สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบไม่สมมาตร....................43

3.15 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมควบคุมด้วยการเลื่อนเฟสของสัญญาณควบคุมเกท....................44

3.16 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทเมื่อปรับค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ) เท่ากับ 0°, 50° และ 100° ในขณะที่ไม่มีการปรับเพิ่มความถี่สวิทชิ่ง....................46

(ก) $\phi = 0^\circ$, $\theta_1 = 25^\circ$ และวงจรทำงานภายใต้สภาวะ ZVS

(ข) $\phi = 50^\circ$, $\theta_1 = 25^\circ$ และวงจรทำงานภายใต้สภาวะCritical-ZVS

(ค) $\phi = 100^\circ$, $\theta_1 = 25^\circ$ และวงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

3.17 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนความถี่สวิทชิ่งวิกฤติต่อความถี่เรโซแนนท์ ($f_{s,c}/f_0$) และมุมเลื่อนเฟส (ϕ) 47

3.18 วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่คิดผลของ C_{oss} ของสวิทช์มอสเฟท..48

3.19 ตำแหน่งของประจุในตัวเก็บประจุ C_{oss} ของสวิทช์มอสเฟทในโหมดต่าง ๆ..............48

3.20 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o, i_o) พร้อมสัญญาณควบคุมเกท ของการเลื่อนเฟสในย่านต่าง ๆ..49

(ก) การเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{\min} < \phi$)

(ข) การเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{\min}$)

(ค) การเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0 < \phi < \phi_{\min}$)

(ง) การเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$)

4.1 วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์และวงจรสมมูลด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะจ่ายโหลดที่มีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง....................................53

(ก) วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดที่มีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

(ข) วงจรสมมูลด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ซึ่งแทนด้วยวงจร RLC เรโซแนนท์อนุกรม

4.2 ขั้วอ้างอิงของแรงดันและทิศทางอ้างอิงของกระแสตามจุดต่างๆ ในวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดที่มีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำซึ่งแทนด้วย RLC อนุกรมที่ใช้ในการวิเคราะห์ของวิทยานิพนธ์นี้....................................54

4.3 การเปลี่ยนแปลงแรงดันคร่อมสวิทช์มอสเฟทในระหว่างที่มีการขนถ่ายประจุในแต่ละกิ่งของอินเวอร์เตอร์..55

(ก) การขนถ่ายประจุสำเร็จก่อนสัญญาณควบคุมเกทมาถึงทำให้สวิทช์ทำงานภายใต้สภาวะ ZVS

(ข) การขนถ่ายประจุไม่สำเร็จก่อนสัญญาณควบคุมเกทมาถึงทำให้สวิทช์ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.4 ลำดับการขนถ่ายประจุในแต่ละกิ่งของตัวเก็บประจุสวิทช์ภายในหนึ่งไซเคิล ของแรงดันเอาท์พุทกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{min} < \phi$)......56

(ก) การขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C'_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ ขณะแรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น 0

(ข) การขนถ่ายประจุจาก C'_1 ไปยัง C_1 ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะแรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก 0 ไปเป็น $-V_d$

(ค) การขนถ่ายประจุจาก C'_2 ไปยัง C_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ ขณะแรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น 0

(ง) การขนถ่ายประจุจาก C_1 ไปยัง C'_1 ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะแรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก 0 ไปเป็น $+V_d$

4.5 ลำดับการขนถ่ายประจุในแต่ละกิ่งของตัวเก็บประจุสวิทช์ภายในหนึ่งไซเคิล ของแรงดันเอาท์พุทกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{min}$)......57

(ก) การขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C'_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ ขณะแรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น 0

(ข) การขนถ่ายประจุจาก C'_1 ไปยัง C_1 ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะแรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก 0 ไปเป็น $-V_d$

(ค) การขนถ่ายประจุจาก C'_2 ไปยัง C_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ ขณะแรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น 0

(ง) การขนถ่ายประจุจาก C_1 ไปยัง C'_1 ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะแรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก 0 ไปเป็น $+V_d$

4.6 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS (โหมด ①②③④⑤ และ ①'②'③'④'⑤') ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{min} < \phi$)......59

4.7 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ NON-ZVS (โหมด ②③④⑤⑥ และ②'③'④'⑤'⑥') ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{min} < \phi$)......60

4.8 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS (โหมด ①②③⑤ และ ①'②'③'⑤') ในกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{min}$)......61

4.9 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ NON-ZVS (โหมด ②③⑤⑥ และ ②'③'⑤'⑥') ในกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{min}$)......62

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.10 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ① และ ② พร้อมทั้งวงจรสมมูล........................63

(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ①

(ข) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ②

(ค) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ① และ ②

4.11 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ③ พร้อมทั้งวงจรสมมูล..................................64

(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ③

(ข) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ③

4.12 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ④ พร้อมทั้งวงจรสมมูล..................................66

(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ④

(ข) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ④

4.13 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ⑤ และ ⑥ พร้อมทั้งวงจรสมมูล........................68

(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ⑤

(ข) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ⑥

(ค) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ⑤ และ ⑥

4.14 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ①' และ ②' พร้อมทั้งวงจรสมมูล........................70

(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ①'

(ข) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ②'

(ค) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ①' และ ②'

4.15 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ③' พร้อมทั้งวงจรสมมูล..................................71

(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ③'

(ข) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ③'

4.16 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ④' พร้อมทั้งวงจรสมมูล..................................73

(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ④'

(ข) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ④'

4.17 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ⑤' และ ⑥' พร้อมทั้งวงจรสมมูล........................74

(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ⑤'

(ข) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ⑥'

(ค) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ⑤' และ ⑥'

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.18 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟส แบบทั่วไปทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 40^\circ$ 77

4.19 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 40^\circ$ สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μs/Div 77

(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

4.20 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟส แบบทั่วไปทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 40^\circ$ 78

4.21 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 40^\circ$ สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μs/Div...78

(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

4.22 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่ากระแสเอาท์พุทไม่เพียงพอ ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 60^\circ$ สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div , 2 μs/Div..............................79

(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

4.23 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อขณะทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 10^\circ$ 80

4.24 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 10^\circ$ สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μs/Div...80

(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

4.25 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 10^\circ$ 81

4.26 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 10^\circ$ สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μs/Div...81

(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

4.27 ผลของการขนถ่ายประจุที่มีต่อลักษณะคลื่นของแรงดันเอาท์พุท (v_o) ของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป...83

(ก) การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS

(ข) การทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.28 ผลของการขนถ่ายประจุที่มีต่อลักษณะคลื่นของแรงดันเอาท์พุท (v_o) ของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ....84

(ก) การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS

(ข) การทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

4.29 การขนถ่ายประจุที่สำเร็จของการทำงานในโหมด ③ จาก C_2 ไปยัง C'_2 และโหมด ③' จาก C'_2 ไปยัง C_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป....85

4.30 การขนถ่ายประจุที่สำเร็จของการทำงานในโหมด ③ จาก C_2 ไปยัง C'_2 และโหมด ③' จาก C'_2 ไปยัง C_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ....86

4.31 การขนถ่ายประจุที่สำเร็จของการทำงานในโหมด ⑤ จาก C'_1 ไปยัง C_1 และโหมด ⑤' จาก C_1 ไปยัง C'_1 ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป....87

4.32 การขนถ่ายประจุที่สำเร็จของการทำงานในโหมด ⑤ จาก C'_1 ไปยัง C_1 และโหมด ⑤' จาก C_1 ไปยัง C'_1 ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ....87

4.33 การขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จในโหมด ⑤ จาก C'_1 ไปยัง C_1 แต่มีการขนกลับในโหมด ⑥ และการขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จในโหมด ⑤' จาก C_1 ไปยัง C'_1 แต่มีการขนกลับในโหมด ⑥' ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป....88

4.34 การขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จในโหมด ⑤ จาก C'_1 ไปยัง C_1 แต่มีการขนกลับในโหมด ⑥ และการขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จในโหมด ⑤' จาก C_1 ไปยัง C'_1 แต่มีการขนกลับในโหมด ⑥' ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ....89

4.35 การขนถ่ายประจุสำเร็จพอดีในโหมด ⑤ จาก C'_1 ไปยัง C_1 และโหมด ⑤' จาก C_1 ไปยัง C'_1 ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป....89

4.36 การขนถ่ายประจุสำเร็จพอดีในโหมด ⑤ จาก C'_1 ไปยัง C_1 และโหมด ⑤' จาก C_1 ไปยัง C'_1 ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ....90

4.37 นิยามของตัวแปรวิกฤติและขนาดของ current-time area สำหรับกรณีของการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{\min} < \phi$)....91

(ก) นิยามของตัวแปรวิกฤติ $f_{s,c}$, $I_{pk,c}$, $\theta_{1,c}$ และ $T_{CF,C}$

(ข) current-time area (เนื้อที่กระแสเวลา) ขณะ $f_s < f_{s,c}$, $f_s = f_{s,c}$ และ $f_s > f_{s,c}$

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.38 นิยามของตัวแปรวิกฤติและขนาดของ current-time area สำหรับกรณี
ของการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{\min}$)........91

(ก) นิยามของตัวแปรวิกฤติ $f_{s,c}$, $I_{pk,c}$, $\theta_{1,c}$ และ $T_{CF,C}$

(ข) current-time area ขณะ $f_s < f_{s,c}$, $f_s = f_{s,c}$ และ $f_s > f_{s,c}$

4.39 ขนาด current-time area ขณะปรับค่ามุมเลื่อนเฟสจาก 20° เพิ่มขึ้นเป็น 40° 92

4.40 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่สวิทชิ่งวิกฤติ ($f_{s,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ)........96

4.41 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าพีคของกระแสโหลดวิกฤติ ($I_{pk,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ)...96

4.42 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลวิกฤติ ($\theta_{1,c}$)
และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ)........96

4.43 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเวลาการชาร์จประจุวิกฤติ ($T_{CF,C}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ).....97

4.44 สัญญาณควบคุมเกท แรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมโหมดการทำงาน
ของวงจร กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS
เนื่องจากค่าเดดไทม์ไม่เพียงพอ........98

4.45 สัญญาณควบคุมเกท แรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมโหมดการทำงาน
ของวงจร กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS
เนื่องจากค่าเดดไทม์ไม่เพียงพอ........98

4.46 สัญญาณควบคุมเกท แรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมโหมดการทำงาน
ของวงจร กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS
เนื่องจากค่าเดดไทม์มากเกินไป........99

4.47 สัญญาณควบคุมเกท แรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมโหมดการทำงาน
ของวงจร กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS
เนื่องจากค่าเดดไทม์มากเกินไป........99

4.48 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o , i_o) กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปขณะวงจร
ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์ไม่เพียงพอที่ค่ามุมเลื่อนเฟส
$\phi = 40°$ และค่าเดดไทม์ $T_d = 0.54\ \mu s$ สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div , 2 μs/Div........99

(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

4.49 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o, i_o) กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์ไม่เพียงพอ ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 10°$ และค่าเดดไทม์ $T_d = 0.54$ μs สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div , 2 μs/Div 100

(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

4.50 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o, i_o) กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์มากเกินไป ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 40°$ และค่าเดดไทม์ $T_d = 2.5$ μs สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div , 2 μs/Div........100

(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

4.51 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o, i_o) กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์มากเกินไป ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 10°$ และค่าเดดไทม์ $T_d = 2.5$ μs สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div , 2 μs/Div........101

(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

5.1 ลำดับการขนถ่ายประจุในแต่ละกิ่งของตัวเก็บประจุสวิทช์ภายในหนึ่งไซเคิลของแรงดันเอาท์พุทกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0 < \phi < \phi_{\min}$)......................104

(ก) การขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C'_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่แรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น $-V_d$

(ข) การขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C'_2 และขนถ่ายจาก C'_1 ไปยัง C_1 ในทั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่แรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น $-V_d$

(ค) การขนถ่ายประจุจาก C'_1 ไปยัง C_1 ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่แรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น $-V_d$

(ง) การขนถ่ายประจุจาก C'_2 ไปยัง C_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่แรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น $+V_d$

(จ) การขนถ่ายประจุจาก C'_2 ไปยัง C_2 และขนถ่ายจาก C_1 ไปยัง C'_1 ในทั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่แรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น $+V_d$

(ฉ) การขนถ่ายประจุจาก C_1 ไปยัง C'_1 ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่แรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น $+V_d$

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.2 ลำดับการขนถ่ายประจุในแต่ละกิ่งของตัวเก็บประจุสวิทช์ภายในหนึ่งไซเคิล ของแรงดันเอาท์พุท กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$)..........106

(ก) การขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C_2' และขนถ่ายจาก C_1' ไปยัง C_1 พร้อมกันทั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่แรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น $-V_d$

(ข) การขนถ่ายประจุจาก C_2' ไปยัง C_2 และขนถ่ายจาก C_1 ไปยัง C_1' พร้อมกันทั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่แรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น $+V_d$

5.3 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS (โหมด ①②③❹⑤ และ ①'②'③'❹'⑤') ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0 < \phi < \phi_{\min}$)..........107

5.4 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ NON-ZVS (โหมด ②③❹⑤⑥ และ ②'③'❹'⑤'⑥') ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0 < \phi < \phi_{\min}$)..........108

5.5 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS (โหมด ①②❹ และ ①'②'❹') ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$)..........109

5.6 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ NON-ZVS (โหมด ②❹❻ และ ②'❹'❻') ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$)..........110

5.7 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ❹ และ ❻ พร้อมทั้งวงจรสมมูล..........111

(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ❹

(ข) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ❻

(ค) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ❹ และ ❻

5.8 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ❹' และ ❻' พร้อมทั้งวงจรสมมูล..........113

(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ❹'

(ข) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ❻'

(ค) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ❹' และ ❻'

5.9 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ขณะทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 6^\circ$..........116

5.10 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 6^\circ$ สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μs/Div...116

(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.11 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 6^\circ$ 117

5.12 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 6^\circ$
สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μs/Div.......117
(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

5.13 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ขณะทำงานภายใต้สภาวะ ZVS.......118

5.14 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0^\circ$) ทำงานภายใต้สภาวะ ZVS สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μs/Div.......119
(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

5.15 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS.......119

5.16 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0^\circ$) ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μs/Div.......120
(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

5.17 ผลของการขนถ่ายประจุที่มีต่อลักษณะคลื่นแรงดันเอาท์พุท (v_o) ของอินเวอร์เตอร์ กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย.......121
(ก) การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS (ข) การทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

5.18 ผลของการขนถ่ายประจุที่มีต่อลักษณะคลื่นแรงดันเอาท์พุท (v_o) ของอินเวอร์เตอร์ กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์.......122
(ก) การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS (ข) การทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

5.19 การขนถ่ายประจุที่สำเร็จของการทำงานในโหมด ③❹ จาก C_2 ไปยัง C_2' และโหมด ③′ ❹′ จาก C_2' ไปยัง C_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย....123

5.20 การขนถ่ายประจุที่สำเร็จของการทำงานในโหมด ❹⑤ จาก C_1' ไปยัง C_1 และโหมด ❹′ ⑤′ จาก C_1 ไปยัง C_1' ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย....124

5.21 การขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จในโหมด ❹⑤ จาก C_1' ไปยัง C_1 แต่มีการขนกลับในโหมด ⑥ และการขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จในโหมด ❹′⑤′ จาก C_1 ไปยัง C_1' แต่มีการขนกลับในโหมด ⑥′ ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย..........125

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.22 การขนถ่ายประจุสำเร็จพอดีในโหมด ❹⑤ จาก C_1' ไปยัง C_1 และโหมด ❹'⑤' จาก C_1 ไปยัง C_1' ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย.....126

5.23 การขนถ่ายประจุที่สำเร็จในโหมด ❹ จาก C_2 ไปยัง C_2' และจาก C_1' ไปยัง C_1 ในโหมด ❹' จาก C_2' ไปยัง C_2 และจาก C_1 ไปยัง C_1' พร้อมกันทั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์ กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์..........127

5.24 การขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จในโหมด ❹ จาก C_2 ไปยัง C_2' และจาก C_1' ไปยัง C_1 แต่มีการขนกลับในโหมด ❻ และการขนถ่ายในโหมด ❹' จาก C_2' ไปยัง C_2 และจาก C_1 ไปยัง C_1' แต่มีการขนกลับในโหมด ❻' กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์..........128

5.25 การขนถ่ายประจุสำเร็จพอดีในโหมด ❹ จาก C_2 ไปยัง C_2' และจาก C_1' ไปยัง C_1 และการขนถ่ายในโหมด ❹' จาก C_2' ไปยัง C_2 และจาก C_1 ไปยัง C_1' พร้อมกันทั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์ กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์..........129

5.26 นิยามของตัวแปรวิกฤติและขนาดของ current-time area สำหรับกรณีของการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0<\phi<\phi_{\min}$)..........130

(ก) นิยามของตัวแปรวิกฤติ $f_{s,c}$, $I_{pk,c}$, $\theta_{1,c}$ และ $T_{CF,C}$

(ข) ขนาด current-time area ขณะ $f_s < f_{s,c}$, $f_s = f_{s,c}$ และ $f_s > f_{s,c}$

5.27 นิยามของตัวแปรวิกฤติและขนาดของ current-time area สำหรับกรณีของการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$)..........130

(ก) นิยามของตัวแปรวิกฤติ $f_{s,c}$, $I_{pk,c}$, $\theta_{1,c}$ และ $T_{CF,C}$

(ข) ขนาด current-time area ขณะ $f_s < f_{s,c}$, $f_s = f_{s,c}$ และ $f_s > f_{s,c}$

5.28 ขนาด current-time area ขณะปรับค่ามุมเลื่อนเฟสจาก 2° เพิ่มขึ้นเป็น 8°..........131

5.29 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่สวิทชิ่งวิกฤติ ($f_{s,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ)..........133

5.30 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าพีคของกระแสโหลดวิกฤติ($I_{pk,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส(ϕ)....133

5.31 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลวิกฤติ ($\theta_{1,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ)..........134

5.32 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเวลาการชาร์จประจุวิกฤติ ($T_{CF,C}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ)....134

5.33 สัญญาณควบคุมเกท แรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมโหมดการทำงานของวงจร กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์ไม่เพียงพอ..........135

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่ หน้า

5.34 สัญญาณควบคุมเกท แรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมโหมดการทำงานของวงจรกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์ไม่เพียงพอ....................135

5.35 สัญญาณควบคุมเกท แรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมโหมดการทำงานของวงจร กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์มากเกินไป....................136

5.36 สัญญาณควบคุมเกท แรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมโหมดการทำงานของวงจรกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์มากเกินไป....................136

5.37 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o, i_o) กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์ไม่เพียงพอที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi=6^\circ$ และค่าเดดไทม์ $T_d=0.54\mu s$ สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div , 2 μs/Div 137

5.38 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o, i_o) กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์ไม่เพียงพอ ที่ค่าเดดไทม์ $T_d=0.54\ \mu s$ สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div , 2 μs/Div....................137

5.39 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o, i_o) กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์มากเกินไป ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi=6^\circ$ และค่าเดดไทม์ $T_d=2.5\ \mu s$ สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div , 2 μs/Div....................138

5.40 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o, i_o) กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์มากเกินไป ที่ค่าเดดไทม์ $T_d=2.5\ \mu s$ สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div , 2 μs/Div....................138

6.1 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่สวิทชิ่งวิกฤติ ($f_{s,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ)....................143

(ก) เพาเวอร์มอสเฟทเบอร์ 2SK1017 ซึ่งมี $C_{ds}=320$ pF

(ข) เพาเวอร์มอสเฟทเบอร์ IRFP460 ซึ่งมี $C_{ds}=870$ pF

(ค) เพาเวอร์มอสเฟทเบอร์ 2SK1521 ซึ่งมี $C_{ds}=2400$ pF

ถ้าขบวนการขนถ่ายประจุไม่สำเร็จก่อนการเริ่มนำกระแสของสวิทช์ในลำดับถัดไปก็จะทำให้สวิทช์เริ่มนำกระแสในขณะแรงดันคร่อมสวิทช์ไม่เท่ากับศูนย์ (Non Zero Voltage Switching : NON-ZVS) [8]-[14]

มีงานวิจัยที่นำเสนอไว้แล้วในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบเลื่อนเฟสที่มีการทำงานของวงจรภายใต้สภาวะ ZVS แต่ไม่ได้นำเอาผลของตัวเก็บประจุเอาท์พุท (C_{oss}) ของเพาเวอร์มอสเฟทรวมเข้ามาในการวิเคราะห์ด้วย [9],[21]-[23] ส่งผลทำให้การพิจารณาความถี่ในการสวิทช์ขณะแรงดันศูนย์เป็นเพียงค่าโดยประมาณ และมีงานวิจัยที่ได้อธิบายผลกระทบของตัวเก็บประจุเอาท์พุท (C_{oss}) ของเพาเวอร์มอสเฟทที่มีต่อการทำงานของอินเวอร์เตอร์ [16]-[20],[32] แต่ไม่ได้แสดงโหมดการทำงานที่เกิดจากการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุไว้ทำให้ไม่เห็นกลไกการทำงานที่แท้จริงของวงจรได้ถูกต้องชัดเจน และไม่ได้ทำการวิเคราะห์หาสมการของคลื่นแรงดันและกระแสในแต่ละโหมดการทำงานของวงจรทำให้ไม่สามารถพิจาณาค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่จะส่งผลต่อการเกิดสภาวะใดสภาวะหนึ่งของ ZVS และ NON-ZVS ได้อย่างถูกต้อง

สำหรับงานวิจัยที่นำเสนอนี้ได้นำเอาผลกระทบของตัวเก็บประจุเอาท์พุท (C_{oss}) ระหว่างเดรนและซอร์สของเพาเวอร์มอสเฟทที่มีต่อการทำงานของอินเวอร์เตอร์นี้รวมเข้ามาในการพิจารณาเพื่อวิเคราะห์หาโหมดการทำงานในหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทด้วยจึงทำให้สามารถวิเคราะห์หาสมการของคลื่นแรงดันและกระแสในแต่ละโหมดการทำงานของวงจร และจากสมการคลื่นแรงดันและกระแสเหล่านี้ทำให้ได้คลื่นจากการคำนวณเพื่อใช้เป็นเครื่องมือนำไปสู่การพิจารณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรเพื่อพิจารณาเงื่อนไขการเกิดสภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS ของวงจรในที่สุด

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้มุ่งเน้นการวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ที่ใช้เพาเวอร์มอสเฟทเป็นอุปกรณ์สวิทชิ่งจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยวิธีการเลื่อนเฟส เพื่อวิเคราะห์การทำงานของวงจรที่ได้มีการเพิ่มโหมดการทำงานที่เกิดจากการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุ C_{oss} รวมเข้าไปในการวิเคราะห์เพื่อให้เห็นกลไกการทำงานที่แท้จริงของวงจรได้ถูกต้องชัดเจนตลอดย่านของการปรับค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ) นำไปสู่การพิจารณาเงื่อนไขและตัวแปรต่างๆ ที่ส่งผลต่อการทำงานของวงจรภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS

หลักการวิเคราะห์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ สามารถนำไปประยุกต์ใช้กับวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์อนุกรมของโหลดประเภทอื่นซึ่งใช้วิธีการเลื่อนเฟสสำหรับการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทได้ ในการใช้งานนี้ผู้ออกแบบวงจรจะต้องเข้าใจถึงเงื่อนไขและตัวแปรต่างๆ ที่ส่งผลต่อการทำงานของวงจรภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS และพิจารณาได้อย่างถูกต้อง

ถึงความสัมพันธ์ระหว่างมุมเลื่อนเฟส (ϕ) และความถี่สวิทชิ่ง (f_s) โดยเฉพาะในกรณีที่ใช้เพาเวอร์มอสเฟททที่มีขนาดพิกัดสูงซึ่งจะมีค่า C_{oss} ที่มากกว่า ความถี่สวิทชิ่งจะต้องถูกออกแบบให้มีค่าสูงกว่ากรณีพิกัดขนาดเล็กซึ่งมีค่า C_{oss} ที่น้อยกว่าเมื่อพิจารณาที่มุมเลื่อนเฟสหรือที่ระดับกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทเดียวกัน เพื่อให้วงจรสามารถทำงานในสภาวะ ZVS ได้เหมือนเดิมเป็นการป้องกันสวิทช์ทุกตัวในวงจรไม่ให้เกิดความเสียหายอันเนื่องมาจากการทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ของวงจร [18]

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทด้วยวิธีการเลื่อนเฟสของสัญญาณควบคุมเกทระหว่างสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์ ถ้ากำหนดให้สวิทช์เป็นแบบอุดมคติซึ่งไม่มีตัวเก็บประจุ C_{oss} ต่ออยู่ระหว่างเดรนและซอร์สของสวิทช์ ในระหว่างการปรับเพิ่มมุมเลื่อนเฟสเพื่อปรับลดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทนั้น สามารถทำนายได้ว่าการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของอินเวอร์เตอร์จะเกิดขึ้นเสมอถ้ามีการปรับเพิ่มความถี่สวิทชิ่งให้มีค่าสูงพอที่จะทำให้มุมเฟสของกระแสเอาท์พุทไม่นำหน้าทั้งขอบหน้าบวกและลบของคลื่นแรงดันเอาท์พุท [16]-[18] แต่อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติที่มีการใช้เพาเวอร์มอสเฟทเป็นอุปกรณ์สวิทช์จะพบว่ามีตัวเก็บประจุ C_{oss} ต่ออยู่ระหว่างเดรนและซอร์สของสวิทช์มอสเฟท ทำให้การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของอินเวอร์เตอร์อาจจะไม่เกิดขึ้นถึงแม้ว่ามุมเฟสของกระแสเอาท์พุทจะไม่นำหน้าทั้งขอบหน้าบวกและลบของคลื่นแรงดันเอาท์พุทก็ตาม ทั้งนี้เนื่องจากพลังงานในตัวเหนี่ยวนำของวงจรเรโซแนนท์มีค่าไม่มากพอที่จะดิสชาร์จตัวเก็บประจุ C_{oss} ได้เสร็จสมบูรณ์ก่อนสวิทช์ดังกล่าวจะเริ่มนำกระแสในจังหวะถัดไป [16] ดังนั้นการที่จะยังคงรักษาสภาวะการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ให้อยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ได้จะต้องปรับเพิ่มความถี่ขึ้นไปอีกเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีสวิทช์ในทางอุดมคติดังกล่าวข้างต้น แต่เงื่อนไขในการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS หรือเงื่อนไขที่ทำให้การดิสชาร์จตัวเก็บประจุ C_{oss} ได้เสร็จสมบูรณ์ก่อนสวิทช์เริ่มนำกระแสในจังหวะถัดไปจะมาถึง ก็ไม่ได้ขึ้นอยู่กับความถี่สวิทชิ่งเพียงตัวแปรเดียวเท่านั้น ยังขึ้นอยู่กับตัวแปรอื่นในวงจรด้วย โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้วิเคราะห์ถึงผลกระทบของตัวแปรที่มีต่อการเกิดสภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS ทั้งหมด 4 ตัวแปรได้แก่ ค่าความถี่สวิทชิ่ง (f_s) ค่าพีคของกระแสโหลด (I_{pk}) ค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูล (θ_1) และค่าเวลาการชาร์จประจุ (T_{CF}) ซึ่งตัวแปรเหล่านี้สามารถใช้กำหนดจุดแบ่งรอยต่อระหว่างสภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของอินเวอร์เตอร์ที่ค่ามุมเลื่อนเฟสใดๆ ได้ นอกจากนั้นค่าเดดไทม์ของสัญญาณควบคุมเกทจะต้องมีค่าที่เหมาะสมจึงจะทำให้การทำงานของวงจรอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS [1],[23] กล่าวคือมีค่ามากเพียงพอที่จะทำให้การดิสชาร์จตัวเก็บประจุ C_{oss} ได้เสร็จสมบูรณ์ก่อนสัญญาณควบคุม

เกทจะมาถึง แต่ต้องไม่มากเกินไปโดยสัญญาณควบคุมเกทจะต้องมาก่อนที่โหมดรีเจนเนอเรทีฟจะสิ้นสุดลงหรือก่อนที่ไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับสวิทช์มอสเฟทจะหยุดนำกระแส

1.4 ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเอาผลกระทบของตัวเก็บประจุ C_{oss} ของสวิทช์มอสเฟทต่อการทำงานของวงจรรวมเข้ามาในการพิจารณาด้วย โดยมีการนำเสนอขบวนการขนถ่ายประจุเข้าออกของตัวเก็บประจุของสวิทช์มอสเฟทในแต่ละจังหวะการทำงานอย่างละเอียดชัดเจนและจากความเข้าใจในขบวนการขนถ่ายประจุโดยละเอียดนี้ทำให้เข้าใจการทำงานของวงจรในแต่ละโหมดซึ่งสามารถแบ่งเป็นโหมดการทำงานแบบทั่วไปของการควบคุมแบบเลื่อนเฟส [15],[17],[18],[21],[22],[25]-[27] ได้แก่ โหมดรีเจนเนอเรทีฟ (regenerative) โหมดเพาเวอริ่ง (powering) และโหมดฟรีวีลลิ่ง (freewheeling) และโหมดการทำงานที่ค้นพบใหม่ที่นำเสนอในงานวิทยานิพนธ์นี้คือโหมดการทำงานในระหว่างที่มีการขนถ่ายประจุเพิ่มเข้ามาในขบวนการวิเคราะห์ด้วยซึ่งต่อไปจะเรียกว่าโหมดขนถ่ายประจุ (charge transfer) ส่งผลให้การพิจารณาการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์นี้สามารถอยู่ในสภาวะใดสภาวะหนึ่งในสองสภาวะคือสภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS ได้อย่างถูกต้อง นอกจากนี้ยังได้ใช้วิธีการขยายช่วงเวลาของโหมดการทำงานที่มีการขนถ่ายประจุที่นำเสนอขึ้นมาใหม่นี้โดยการเพิ่มค่าของตัวเก็บประจุภายนอกต่อเพิ่มเข้าไประหว่างเดรนและซอร์สของสวิทช์มอสเฟท ทั้งนี้เพื่อให้เห็นลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสและกลไกของการขนถ่ายประจุในโหมดการทำงานต่างๆ ได้อย่างชัดเจน

จากโหมดการทำงานในหนึ่งไซเคิลของการสวิทช์ที่ประกอบด้วยโหมดทั่วไปและโหมดที่นำเสนอใหม่ ทำให้สามารถวิเคราะห์หาสมการของแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ในแต่ละโหมดของวงจรทั้งหมดและสามารถพล็อตคลื่นคำนวณจากสมการของแต่ละโหมดการทำงานของวงจร โดยใช้โปรแกรม MATLAB และจากคลื่นคำนวณเหล่านี้ทำให้สามารถพิจาณาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวงจรที่ส่งผลกระทบต่อการเกิดสภาวะ ZVS และ NON-ZVS โดยมีสภาวะ Critical ZVS เป็นจุดแบ่งรอยต่อระหว่างสองสภาวะดังกล่าว

1.5 ขอบเขตการวิจัย

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้ได้จะเริ่มจากการศึกษาขบวนการขนถ่ายประจุ C_{oss} ของสวิทช์มอสเฟททั้ง 4 ตัวในแต่ละจังหวะการทำงานของวงจรภายในหนึ่งไซเคิลของการสวิทช์ซึ่งพบว่าขบวนการขนถ่ายประจุจะมีความแตกต่างกันในแต่ละย่านของการปรับค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ) โดยสามารถแบ่งได้เป็น 2 ย่านคือย่านการเลื่อน

เฟสแบบทั่วไป ($\phi_{\min} < \phi$) และย่านการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0 < \phi < \phi_{\min}$) กับอีก 2 จุดคือ การเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{\min}$) และการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$)

จากความเข้าใจในขบวนการขนถ่ายประจุในแต่ย่านของการปรับค่ามุมเลื่อนเฟสทำให้สามารถวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานในแต่โหมดในหนึ่งไซเคิลของการสวิทช์ได้ จากนั้นทำการวิเคราะห์หาสมการของแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ในวงจรทั้งหมด และสามารถพล็อตคลื่นจากสมการเหล่านี้โดยใช้โปรแกรม MATLAB และใช้คลื่นคำนวณของแรงดันและกระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS ในการพิจารณาตัวแปรวิกฤติ 4 ตัวแปรได้แก่ ค่าความถี่สวิทชิ่งวิกฤติ ($f_{s,c}$) ค่าพีคของกระแสโหลดวิกฤติ ($I_{pk,c}$) ค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลวิกฤติ (θ_1, c) และค่าเวลาการชาร์จประจุวิกฤติ ($T_{CF,C}$) ซึ่งตัวแปรวิกฤติเหล่านี้จะอยู่บนเส้นแบ่งรอยต่อระหว่างสภาวะ ZVS และ NON-ZVS ตลอดย่านของการปรับค่ามุมเลื่อนเฟสและมีการยืนยันความถูกต้องของหลักการวิเคราะห์ที่นำเสนอนี้ด้วยผลการทดลอง

1.6 ขั้นตอนของการศึกษา

ในวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ได้แบ่งเนื้อหาออกเป็น 6 บทดังนี้

บทที่ 1 กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา สมมุติฐานการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัยและขั้นตอนการศึกษา

บทที่ 2 กล่าวถึงหลักการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงกับชิ้นงานและหลักการของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมความถี่สูง

บทที่ 3 กล่าวถึงหลักการทำงานและการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรม

บทที่ 4 กล่าวถึงการวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS โดยมีการควบคุมการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{\min} < \phi$) และการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{\min}$) เพื่อใช้ในงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

บทที่ 5 กล่าวถึงการวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS โดยมีการควบคุมการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0 < \phi < \phi_{\min}$) และการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$) เพื่อใช้ในงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

บทที่ 6 เป็นการสรุปผลของงานวิจัยและข้อเสนอแนะ

สำหรับภาคผนวกจะเป็นส่วนของผลงานวิจัยที่เกี่ยวข้องกับวิทยานิพนธ์ที่ได้รับการตีพิมพ์ในระหว่างการศึกษา

บทที่ 2
หลักการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง และหลักการของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมความถี่สูง

2.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการให้ความร้อนกับชิ้นงานด้วยวิธีการเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสความถี่สูงไหลวนในชิ้นงานเพื่อให้เกิดความร้อนขึ้นโดยตรงในชิ้นงาน โดยเมื่อพิจารณาผลของ skin effect ที่ชิ้นงานทำให้สามารถคำนวณหาค่าความต้านทานที่ผิวของชิ้นงานได้และนำไปสู่การพิจารณาวงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงานซึ่งสามารถแทนได้ด้วยวงจร RL อนุกรม จากนั้นจะเกี่ยวกับการวิเคราะห์วงจรเรโซแนนท์อนุกรมทั้งกรณีที่แรงดันอินพุทมีลักษณะคลื่นเป็นไซน์และเป็นสแควร์ จากความเข้าใจในหลักการของวงจรโซแนนท์อนุกรมนี้จะเป็นพื้นฐานสำคัญสำหรับการวิเคราะห์ในรายละเอียดของวงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมของอุปกรณ์ที่มีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงในบทต่อไปของวิทยานิพนธ์นี้

2.2 การให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

2.2.1 หลักการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

การให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (induction heating) คือกระบวนการทำให้เกิดความร้อนขึ้นโดยตรงในชิ้นงานที่เป็นวัสดุแม่เหล็ก (ferromagnetic material) โดยความร้อนที่เกิดขึ้นนี้จะเกิดมาจากการเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหลวน (eddy current) ความถี่สูงในชิ้นงาน สำหรับกรณีที่โครงสร้างของชิ้นงานมีลักษณะเป็นทรงกระบอกสามารถแสดงหลักการเหนี่ยวนำได้ดังรูปที่ 2.1 เมื่อจ่ายกระแสสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างฟลั๊กแม่เหล็กความถี่สูงคล้องผ่านชิ้นงานเกิดการเหนี่ยวนำให้มีกระแสไหลวนในชิ้นงาน กำลังไฟฟ้าที่เกิดจากการนำกระแสของชิ้นงานนี้ทำให้เกิดความร้อนขึ้นที่ชิ้นงานโดยตรง เนื่องจากกระแสสลับที่จ่ายให้กับขดลวดเหนี่ยวนำมีความถี่สูง ผลของ skin effect จะทำให้กระแสไหลวนส่วนใหญ่ไหลบริเวณผิวของชิ้นงาน [1]-[3],[23],[29] โดยความหนาแน่นของกระแสไหลวนในชิ้นงานนี้จะมีค่าลดลงจากบริเวณผิวไปยังศูนย์กลางของชิ้นงานสามารถแสดงได้ดังสมการ

$$J(x) = J(0)e^{-x/\delta} \tag{2.1}$$

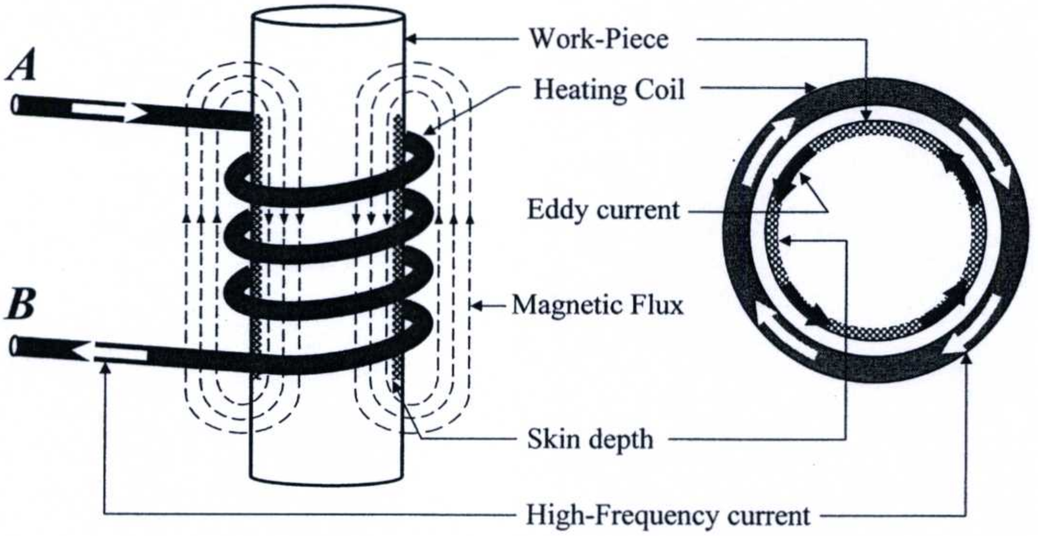
โดยที่

x คือความลึกจากผิวของชิ้นงาน

$J(x)$ คือความหนาแน่นของกระแสที่บริเวณลึกจากผิวของชิ้นงานเท่ากับ x

$J(0)$ คือความหนาแน่นของกระแสที่บริเวณผิวของชิ้นงาน

δ คือค่าความลึกผิว (skin depth) ซึ่งเป็นความลึกจากผิวของชิ้นงานที่ความหนาแน่นของกระแสลดลงเหลือ 36.8 % จากความหนาแน่นของกระแสที่บริเวณผิวของชิ้นงาน

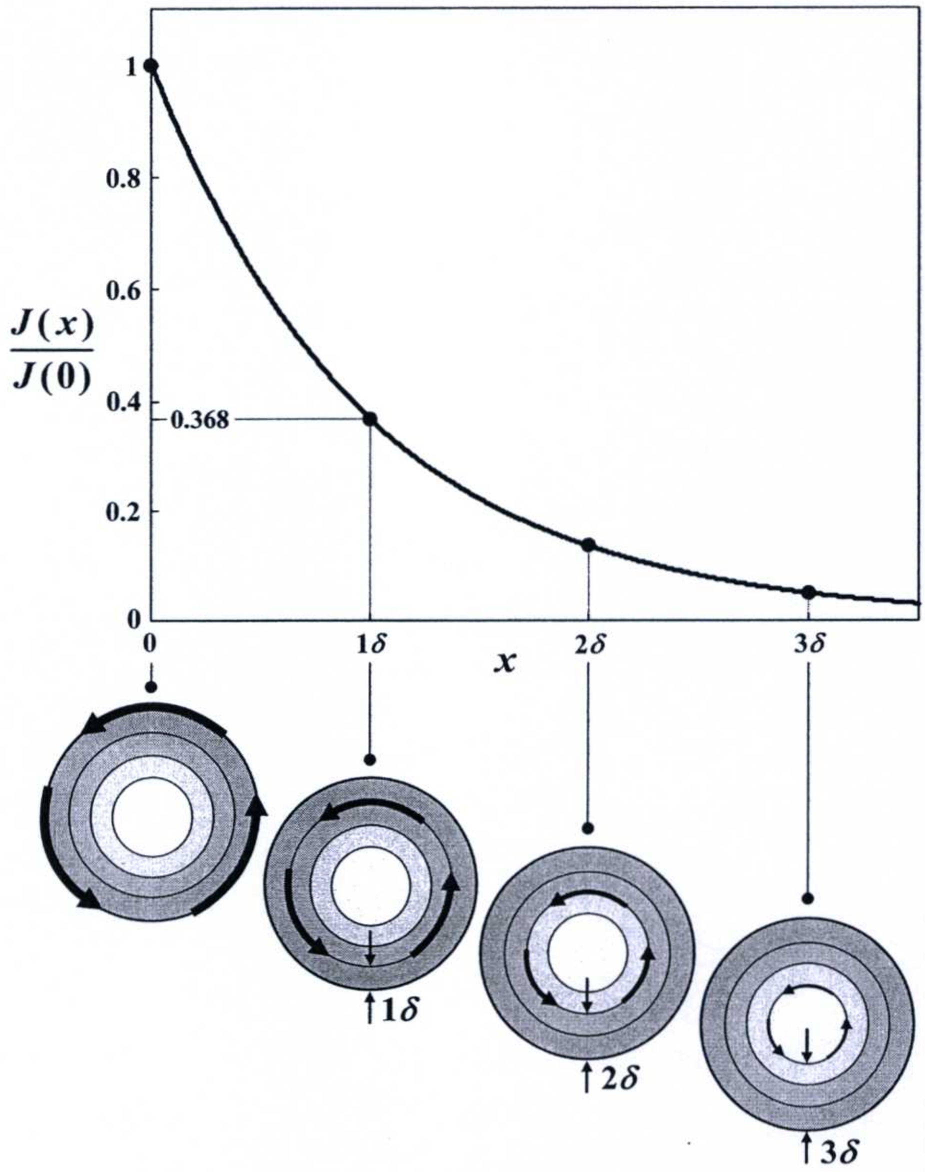


รูปที่ 2.1 โครงสร้างและหลักการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำของชิ้นงานทรงกระบอก

ค่าความลึกผิว (δ) เป็นค่าที่บ่งบอกถึงอัตราการลดลงของความหนาแน่นของกระแสซึ่งขึ้นอยู่กับความถี่ (f) ของกระแสที่จ่ายให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ ค่าสัมประสิทธิ์ของความต้านทาน (ρ) ของวัสดุชิ้นงาน และค่าความซึมซาบได้ทางแม่เหล็กสัมพัทธ์ (μ_r) ของวัสดุชิ้นงาน สามารถแสดงความสัมพันธ์ได้ดังสมการ

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{4\pi^2 f \mu_r \times 10^{-7}}} \tag{2.2}$$

การเปลี่ยนแปลงของค่าความหนาแน่นของกระแสเมื่อเทียบกับความลึกจากผิวของชิ้นงาน (x) ที่ถูกกำหนดด้วยค่าความลึกผิว (δ) ในสมการ (2.1) สามารถแสดงด้วยเส้นกราฟได้ดังรูปที่ 2.2



รูปที่ 2.2 การเปลี่ยนแปลงของค่าความหนาแน่นของกระแสเมื่อเทียบกับความลึกจากผิวของชิ้นงาน (x)

ค่าความต้านทานที่ผิวของชิ้นงาน (R_s) ขึ้นอยู่กับค่าสัมประสิทธ์ของความต้านทาน (ρ) ของวัสดุชิ้นงานและค่าความลึกผิว (δ) ของวัสดุชิ้นงานมีความสัมพันธ์ดังสมการ

$$R_s = \frac{\rho}{\delta} = \sqrt{4\pi^2 f \mu_r \rho \times 10^{-7}} \qquad (2.3)$$

ค่าสัมประสิทธ์ของความต้านทาน (ρ) ค่าความซึมซาบได้ทางแม่เหล็กสัมพัทธ์ (μ_r) ค่าความลึกผิว (δ) และค่าความต้านทานที่ผิว (R_s) ของชิ้นงานที่ความถี่การทำงานเท่ากับ 60 kHz, 65 kHz และ 70 kHz สำหรับกรณีที่วัสดุชิ้นงานในรูปที่ 2.1 เป็น carbon steel [2],[3] สามารถแสดงค่าต่างๆ เหล่านี้ได้ดังตารางที่ 2.1

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของชิ้นงานที่เป็น carbon steel [2],[3] เมื่อปรับเปลี่ยนความถี่การทำงาน

ความถี่ : f (kHz)	60	65	70
สัมประสิทธิ์ของความต้านทาน : ρ (Ωm)	16×10^{-8}	16×10^{-8}	16×10^{-8}
ความซึมซาบได้ทางแม่เหล็กสัมพัทธ์ : μ_r	2000	2000	2000
ความลึกผิว : δ (mm)	0.0184	0.0177	0.0170
ความต้านทานที่ผิว : R_s (Ω)	8.696×10^{-3}	9.04×10^{-3}	9.41×10^{-3}

2.2.2 วงจรสมมูลของอุปกรณ์ที่มีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

ขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงานทรงกระบอกในรูปที่ 2.1 สามารถพิจาณาได้เหมือนหม้อแปลงที่กำลังจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด โดยมีขดลวดเหนี่ยวนำเป็นขดลวดด้านปฐมภูมิจำนวน N รอบและชิ้นงานเป็นขดลวดด้านทุติยภูมิจำนวน 1 รอบจ่ายโหลดความต้านทานค่าต่ำ ๆ ของชิ้นงาน [1-3] สามารถแสดงวงจรสมมูลที่ไม่คิดค่าความเหนี่ยวนำแม็กเนไตซิ่งได้ดังรูปที่ 2.3 ซึ่ง R_w และ R_c คือค่าความต้านทานของชิ้นงานและของขดลวดเหนี่ยวนำตามลำดับ เมื่อย้ายมารวมไว้ด้านปฐมภูมิจะมีค่าดังสมการ

$$R' = R_c + N^2 R_w \tag{2.4}$$

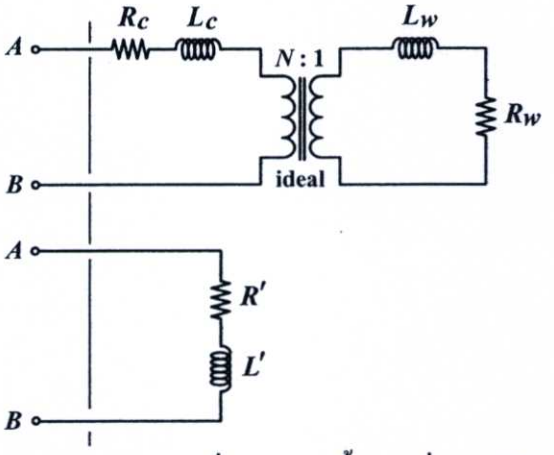
โดยที่ค่าความต้านทานของชิ้นงาน (R_w) จะมีค่าแปรผันตามค่าความถี่ (f) ของกระแสที่จ่ายให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ ค่าสัมประสิทธิ์ของความต้านทาน (ρ) ของวัสดุชิ้นงาน และค่าความซึมซาบได้ทางแม่เหล็กสัมพัทธ์ (μ_r) ของวัสดุชิ้นงานดังสมการ

$$\begin{aligned} R_w &\propto R_s \\ &\propto \sqrt{4\pi^2 f \mu_r \rho \times 10^{-7}} \end{aligned} \tag{2.5}$$

L_w และ L_c คือค่าความเหนี่ยวนำเนื่องจากฟลั๊กแม่เหล็กรั่วไหลของชิ้นงานและของขดลวดเหนี่ยวนำตามลำดับ เมื่อย้ายมารวมไว้ด้านปฐมภูมิจะมีค่าดังสมการ

$$L' = L_c + N^2 L_w \tag{2.6}$$

ดังนั้นจึงสามารถแทนขดลวดเหนี่ยวนำและแท่งชิ้นงานที่มองจากขั้ว *A-B* ด้วย R' และ L' ต่อกันในลักษณะอนุกรมดังที่แสดงในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงานซึ่งมองได้เหมือนหม้อแปลง
ที่มีขดลวดปฐมภูมิเท่ากับ N รอบและขดลวดทุติยภูมิเท่ากับ 1 รอบ

2.3 หลักการของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมในขณะแรงดันอินพุทมีลักษณะคลื่นไซน์

จากวงจรสมมูลของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำในหัวข้อ 2.2.2 ที่สามารถแทนด้วยวงจร RL อนุกรม เมื่อต่อตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (C) อนุกรมเพิ่มเข้าไปจะได้วงจรเรโซแนนท์อนุกรม ในหัวข้อนี้จะเป็นการพิจารณากรณีที่ป้อนแรงดันอินพุทคลื่นไซน์ให้กับวงจรเรโซแนนท์อนุกรม ซึ่งจะเป็นพื้นฐานในการพิจารณาสำหรับกรณีที่อินพุทมีลักษณะคลื่นที่ไม่เป็นไซน์ได้ต่อไป

2.3.1 การเปลี่ยนแปลงค่ารีแอ็คแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของแรงดันไซน์อินพุท

วงจรเรโซแนนท์อนุกรมที่มีแรงดันอินพุทเป็นคลื่นไซน์ในรูปที่ 2.4(ก) สามารถแทนด้วยวงจรเฟเซอร์ได้ดังรูปที่ 2.4(ข) และค่าอิมพีแดนซ์รวมของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$\mathbf{Z} = R + jX = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)$$
$$= R + j(X_L - X_C) \qquad (2.7)$$

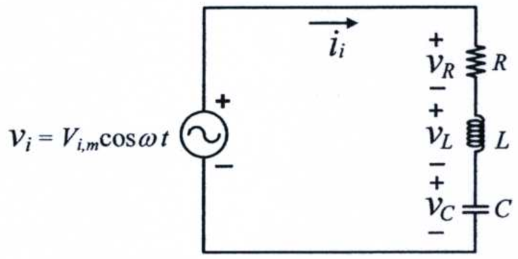
โดยที่ค่ารีแอ็คแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ $X_L = \omega L$ และค่ารีแอ็คแตนซของตัวเก็บประจุเท่ากับ $X_C = \dfrac{1}{\omega C}$

วงจร RLC อนุกรมนี้จะเกิดเรโซแนนท์ขึ้นเมื่อค่าความถี่ (ω) ของแรงดันไซน์อินพุททำให้ค่ารีแอ็คแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำเท่ากับค่ารีแอ็คแตนซ์ของตัวเก็บประจุ ($\omega L = 1/\omega C$) ซึ่งจะทำให้ค่าอิมพีแดนซ์รวมของวงจรเท่ากับค่าความต้านทานในวงจร ($Z = R$) โดยความถี่ที่ทำให้เกิดเรโซแนนท์นี้สามารถหาได้จากสมการ

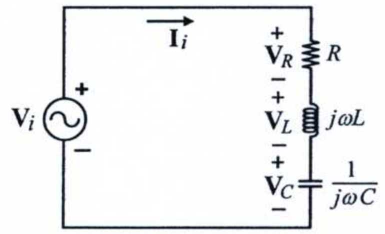
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{2.8}$$

หรือ

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{2.9}$$



(ก) วงจรเรโซแนนท์อนุกรมที่มีแรงดันอินพุทเป็นคลื่นไซน์



(ข) วงจรเฟเซอร์ของวงจรเรโซแนนท์อนุกรม

รูปที่ 2.4 วงจรเรโซแนนท์อนุกรมและวงจรเฟเซอร์ในกรณีที่แรงดันอินพุทเป็นคลื่นไซน์

เมื่อกำหนดให้ค่า characteristic impedance (Z_0) วงจรเรโซแนนซ์เท่ากับ

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C} \tag{2.10}$$

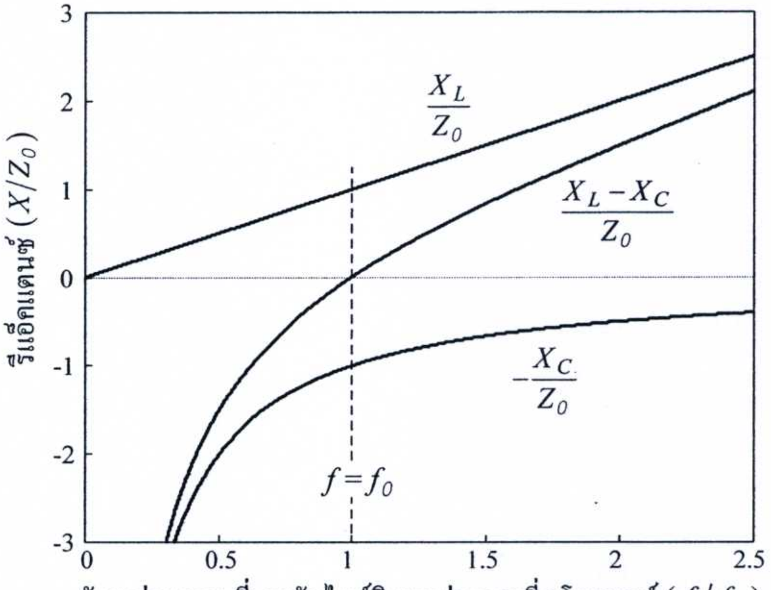
เพื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงของค่ารีแอ็คแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ (X_L) และค่ารีแอ็คแตนซ์ของตัวเก็บประจุ (X_C) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของแรงดันไซน์อินพุท สามารถทำได้โดยพิจารณาอ้างอิงกับ Z_0 ได้ดังนี้

$$\frac{X_L}{Z_0} = \frac{\omega L}{\omega_0 L} = \frac{\omega}{\omega_0} \tag{2.11}$$

และ

$$\frac{-X_C}{Z_0} = \frac{(-1/\omega C)}{(1/\omega_0 C)} = -\frac{\omega_0}{\omega} \tag{2.12}$$

เส้นกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของค่ารีแอ็คแตนซ์ X_L/Z_0 และ $-X_C/Z_0$ เทียบกับอัตราส่วนความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.5 ซึ่งจะพบว่า $X_L/Z_0 = X_C/Z_0$ เมื่อความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ $(f = f_0)$



รูปที่ 2.5 การเปลี่ยนแปลงค่ารีแอ็คแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ (X_L/Z_0) และตัวเก็บประจุ (X_C/Z_0) เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าอัตราส่วนความถี่แรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0)

2.3.2 เฟเซอร์ไดอะแกรมของวงจรเรโซแนนท์อนุกรม

จากวงจรเฟเซอร์ของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมในรูปที่ 2.4(ข) เมื่อกำหนดให้แรงดันอินพุทเป็นเฟเซอร์อ้างอิง จะได้ความสัมพันธ์ของเฟเซอร์แรงดันและกระแสอินพุทดังสมการ

$$\mathbf{I}_i = \frac{\mathbf{V}_i}{\mathbf{Z}} \tag{2.13}$$

หรือ

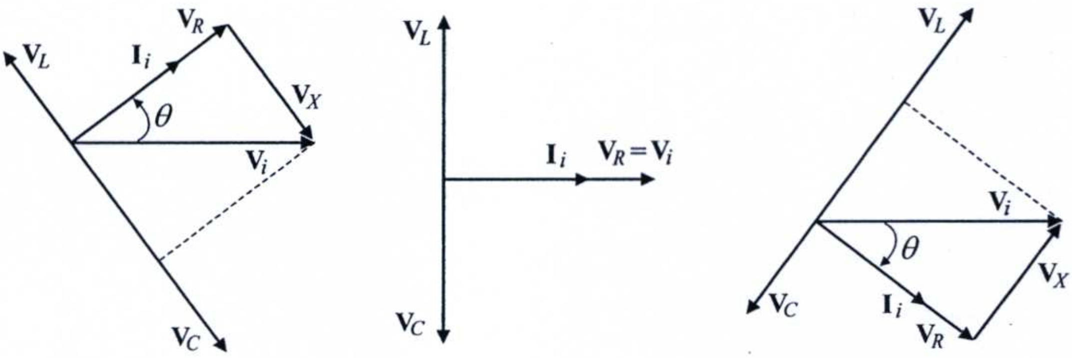
$$I_{i,m}\angle -\theta = \frac{V_{i,m}\angle 0^\circ}{Z\angle\theta} \tag{2.14}$$

โดยที่

$$Z = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2} \text{ และ } \theta = \tan^{-1}\left(\frac{X_L - X_C}{R}\right)$$

เพื่อแสดงให้เห็นการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแสทั้งหมดในวงจรเรโซแนนท์อนุกรม สามารถเขียนเฟเซอร์ไดอะแกรมที่ความถี่ต่าง ๆ โดยกำหนดให้แรงดันอินพุท $\mathbf{V}_i$ เป็นเฟเซอร์อ้างอิงได้ดังรูปที่ 2.6 สำหรับกรณีความถี่แรงดันไซน์อินพุทเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ $(f = f_0)$ แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ $\mathbf{V}_L$ และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ $\mathbf{V}_C$ หักล้างกันได้พอดีทำให้

แรงดันที่คร่อมตัวต้านทาน $\mathbf{V}_R$ เท่ากับแรงดันอินพุท $\mathbf{V}_i$ และกระแสอินพุท $\mathbf{I}_i$ มีเฟสตรงกันกับแรงดันอินพุท $\mathbf{V}_i$ เพาเวอร์แฟ็คเตอร์เท่ากับหนึ่งดังแสดงในรูปที่ 2.6(ข) สำหรับกรณีความถี่แรงดันไซน์อินพุทต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f < f_0$) แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ $\mathbf{V}_C$ มากกว่าแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ $\mathbf{V}_L$ กระแสอินพุท $\mathbf{I}_i$ มีเฟสนำหน้าแรงดันอินพุท $\mathbf{V}_i$ เพาเวอร์แฟ็คเตอร์เป็นแบบนำหน้าดังแสดงในรูปที่ 2.6(ก) และสำหรับกรณีความถี่แรงดันไซน์อินพุทสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f > f_0$) แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ $\mathbf{V}_L$ มากกว่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ $\mathbf{V}_C$ กระแสอินพุท $\mathbf{I}_i$ มีเฟสล้าหลังแรงดันอินพุท $\mathbf{V}_i$ เพาเวอร์แฟ็คเตอร์เป็นแบบล้าหลังดังแสดงในรูปที่ 2.6(ค)



(`ก) กรณี $f < f_0$ (ข) กรณี $f = f_0$ (ค) กรณี $f > f_0$

รูปที่ 2.6 เฟเซอร์ไดอะแกรมของวงจรเรโซแนนท์อนุกรม

2.3.3 ค่า Quality factor : Q ของวงจรเรโซแนนท์อนุกรม

ค่า Quality factor (Q) ของวงจรเป็นพารามิเตอร์ที่แสดงลักษณะการตอบสนองต่อความถี่ของวงจรเรโซแนนท์ซึ่งสามารถหาได้จากค่าพลังงานสูงสุดที่เก็บสะสมในวงจรเทียบกับพลังงานที่ใช้ไปในหนึ่งไซเคิลแสดงได้ดังสมการ

$$Q = 2\pi \frac{\text{maximum energy stored}}{\text{energy dissipated per cycle}} \tag{2.15}$$

ค่าคงที่ของการแปรผันตาม 2π ที่อยู่ในสมการของค่า Q รวมเข้าไปเพื่อให้ง่ายในการแสดงค่า Q ในขั้นตอนสุดท้าย [7] เนื่องจากพลังงานจะเก็บสะสมไว้ในตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเท่านั้น และพลังงานที่ถูกใช้ไปจะใช้ในตัวต้านทานเท่านั้น จึงสามารถแสดงค่า Q ได้ดังสมการ

$$Q = 2\pi \frac{(w_L + w_C)_{\max}}{P_R T} \tag{2.16}$$

โดยที่ w_L และ w_C คือพลังงานที่เก็บสะสมในตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุตามลำดับ

P_R คือกำลังไฟฟ้าที่ใช้ไปที่ตัวต้านทาน

T คือคาบเวลาของแรงดันและกระแสในลักษณะคลื่นไซน์ในวงจร

พิจารณาที่ความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ของวงจร สามารถแสดงกระแสอินพุทในรูปโคไซน์ได้ดังสมการ

$$i_i = I_{i,m} \cos \omega_0 t \tag{2.17}$$

พลังงานที่เก็บสะสมในตัวเก็บประจุเท่ากับ

$$\begin{aligned} w_C &= \frac{1}{2} C v_C^2 = \frac{1}{2} C \left(\frac{1}{C} \int i_i \, dt \right)^2 \\ &= \frac{1}{2C} \left(\frac{I_{i,m}}{\omega_0} \sin \omega_0 t \right)^2 = \frac{I_{i,m}^2 L}{2} \sin^2 \omega_0 t \end{aligned} \tag{2.18}$$

พลังงานที่เก็บสะสมในตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ

$$w_L = \frac{1}{2} L i_i^2 = \frac{I_{i,m}^2 L}{2} \cos^2 \omega_0 t \tag{2.19}$$

ดังนั้นพลังงานสูงสุดที่เก็บสะสมในวงจรจะมีค่าเท่ากับ

$$w_C + w_L = \frac{I_{i,m}^2 L}{2} \tag{2.20}$$

และพลังงานที่ใช้ไปที่ตัวต้านทานในหนึ่งไซเคิลของความถี่เรโซแนนท์เท่ากับ

$$P_R T = \frac{I_{i,m}^2 R T}{2} = \frac{I_{i,m}^2 R}{2 f_0} \tag{2.21}$$

ดังนั้นจะได้ค่า Quality factor (Q) ของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมดังสมการ

$$Q = 2\pi \frac{\left(I_{i,m}^2 L \right) / 2}{\left(I_{i,m}^2 R \right) / (2 f_0)} = \frac{2\pi f_0 L}{R} = \frac{\omega_0 L}{R} \tag{2.22}$$

เนื่องจากที่ความถี่เรโซแนนท์ $\omega_0 L = 1/\omega_0 C$ ดังนั้นจะได้

$$Q = \frac{1}{\omega_0 R C} \tag{2.23}$$

และ

$$Q = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{2.24}$$

2.3.4 การเปลี่ยนแปลงขนาดและเฟสของอิมพีแดนซ์เมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทที่ค่า Q ต่างๆ

เพื่อพิจารณาการเปลี่ยนแปลงทั้งขนาดและเฟสของค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ใด ๆ ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมที่ค่า Q ต่าง ๆ โดยจะเริ่มพิจารณาจากค่าอิมพีแดนซ์ในวงจรเฟเซอร์ในรูปที่ 2.4 (ข) ซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$\mathbf{Z} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \tag{2.25}$$

เนื่องจาก

$$Q\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) = \frac{\omega_0 L}{R}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) = \frac{\omega L}{R}$$

ดังนั้น

$$\omega L = QR\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \tag{2.26}$$

และเนื่องจาก

$$Q\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right) = \frac{1}{\omega_0 RC}\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right) = \frac{1}{\omega RC}$$

ดังนั้น

$$\frac{1}{\omega C} = QR\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right) \tag{2.27}$$

เมื่อแทนค่ารีแอ็คแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำในสมการ (2.26) และค่ารีแอ็คแตนซ์ของตัวเก็บประจุในสมการ (2.27) ลงในสมการ (2.25) จะได้ค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมที่เปลี่ยนแปลงตามค่าความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทและค่า Q ของวงจรดังสมการ

$$\begin{aligned}\mathbf{Z} &= R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) = R + jQR\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) \\ &= Z_0\left[\frac{R}{Z_0} + j\frac{R\omega_0 L}{RZ_0}\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right] \\ &= Z_0\left[\frac{1}{Q} + j\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)\right]\end{aligned} \tag{2.28}$$

โดยที่ขนาดของอิมพีแดนซ์นี้มีค่าเท่ากับ

$$Z = Z_0\sqrt{\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right)^2} \tag{2.29}$$

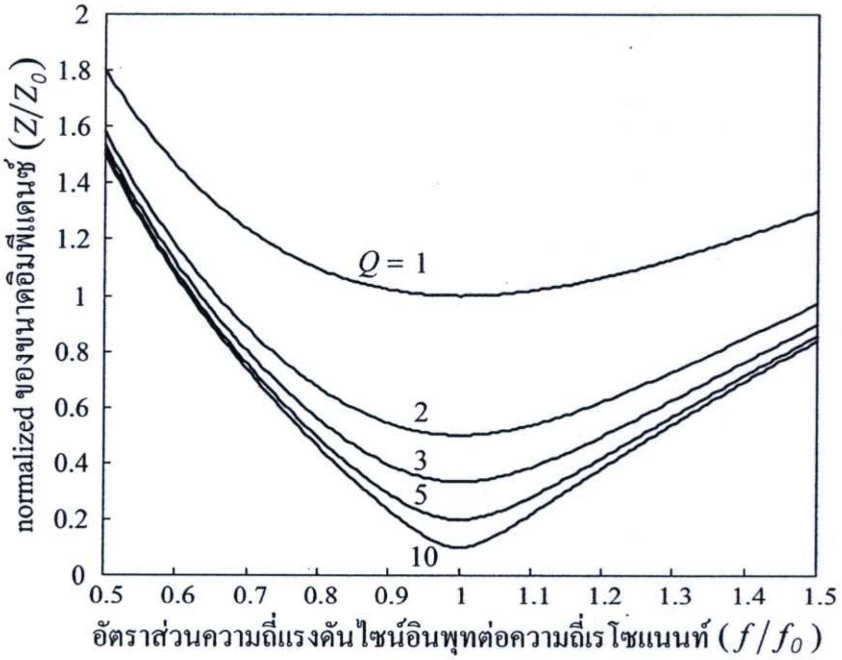
ค่า normalized ของขนาดอิมพีแดนซ์นี้เท่ากับ

$$\frac{Z}{Z_0} = \sqrt{\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2} \tag{2.30}$$

และมุมของอิมพีแดนซ์เท่ากับ

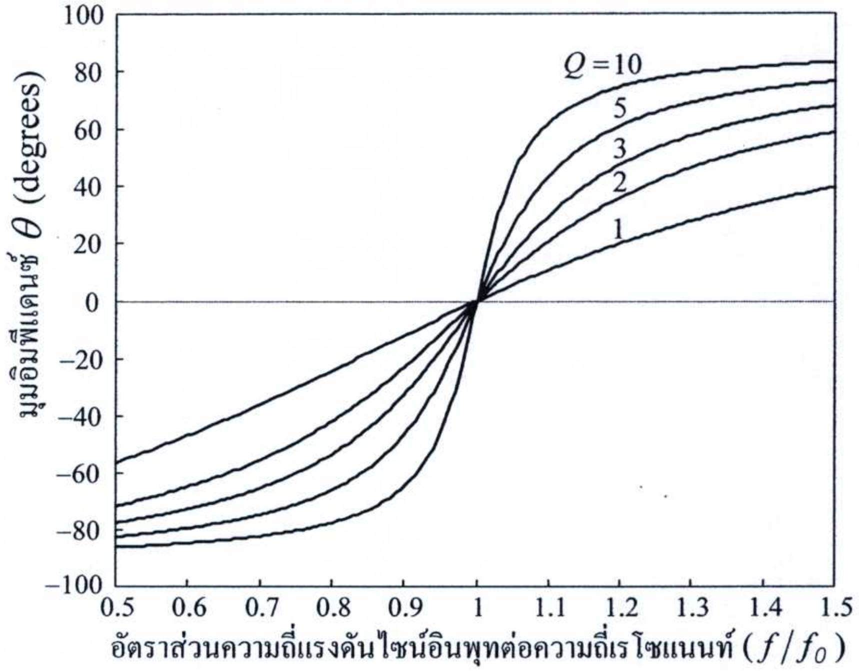
$$\theta = \tan^{-1}\left[Q\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)\right] \tag{2.31}$$

สามารถพล็อตกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงค่า normalized ของขนาดอิมพีแดนซ์เทียบกับอัตราส่วนความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0) ในย่านจาก 0.5 ถึง 1.5 ที่ค่า Q ต่าง ๆ ได้ดังรูปที่ 2.7 ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่ำกว่าหรือสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์จะมีค่าอิมพีแดนซ์สูงขึ้น และมีค่าต่ำสุดเมื่อความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ของวงจรพอดี ในขณะที่ค่า Q สูงขึ้นจะส่งผลให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของขนาดอิมพีแดนซ์เร็วกว่าและขนาดอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำลง



รูปที่ 2.7 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของขนาดอิมพีแดนซ์ (Z/Z_0) และอัตราส่วนความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0)

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



รูปที่ 2.8 ความสัมพันธ์ระหว่างมุมอิมพีแดนซ์ (θ) และอัตราส่วนความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0)

มุมอิมพีแดนซ์ซึ่งเท่ากับมุมต่างเฟสระหว่างแรงดันไซน์อินพุทและกระแสไซน์อินพุทของวงจร เมื่อนำมาพล็อตกราฟเทียบอัตราส่วนความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0) ในย่านจาก 0.5 ถึง 1.5 ที่ค่า Q ต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.8 ซึ่งจะเห็นได้ว่าเมื่อความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์จะทำให้มุมอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นลบและทำให้กระแสอินพุทมีเฟสนำหน้าแรงดันอินพุทในย่านความถี่นี้ ส่วนในย่านความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์จะทำให้มุมอิมพีแดนซ์มีค่าเป็นบวกและทำให้กระแสอินพุทมีเฟสล้าหลังแรงดันอินพุท และมุมอิมพีแดนซ์จะมีค่าเท่ากับศูนย์ที่ความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ทำให้กระแสอินพุทมีเฟสตรงกันกับแรงดันอินพุท ในขณะที่ค่า Q สูงขึ้นจะส่งผลให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของมุมอิมพีแดนซ์เข้าใกล้ 90° เร็วขึ้น

2.3.5 การเปลี่ยนแปลงของค่ากระแสและกำลังไฟฟ้าอินพุทเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทที่ค่า Q ต่างๆ

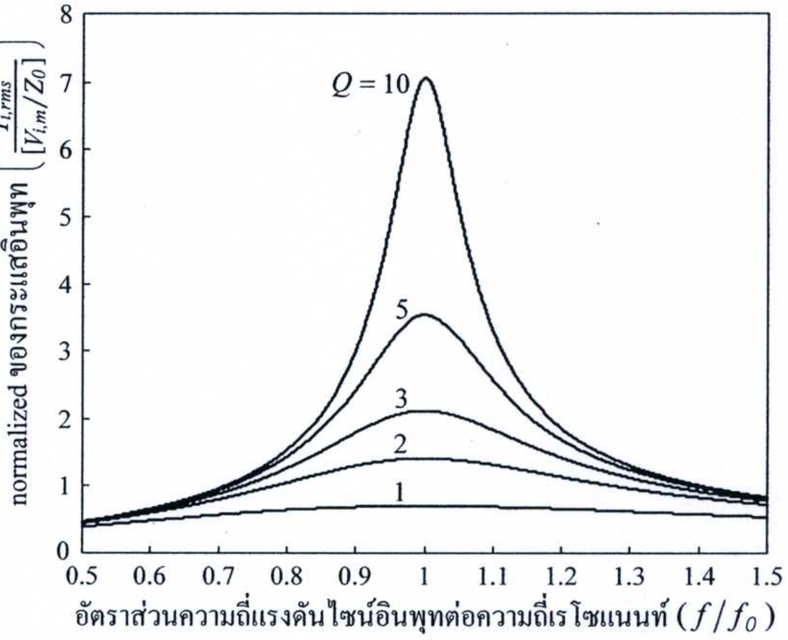
ค่า rms ของกระแสอินพุทของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมในรูปที่ 2.4(ข) สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$I_{i,rms} = \frac{V_{i,rms}}{Z} = \frac{V_{i,m}/\sqrt{2}}{Z_0\sqrt{\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \tag{2.32}$$

95051

และสามารถแสดงค่า normalized rms ของกระแสอินพุทนี้ได้ดังสมการ

$$\frac{I_{i,rms}}{[V_{i,m}/Z_0]} = \frac{1}{\sqrt{2}\times\sqrt{\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \tag{2.33}$$



รูปที่ 2.9 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized rms ของกระแสอินพุท $(I_{i,rms}/[V_{i,m}/Z_0])$ และอัตราส่วนความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0)

ค่า normalized rms ของกระแสอินพุทในสมการ (2.33) เมื่อพล็อตเทียบกับอัตราส่วนความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0) ในย่านจาก 0.5 ถึง 1.5 ที่ค่า Q ต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.9 ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่ากระแสอินพุทของวงจรจะมีค่าสูงสุดเมื่อความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ของวงจรและมีค่าแปรผันตามค่า Q ของวงจร

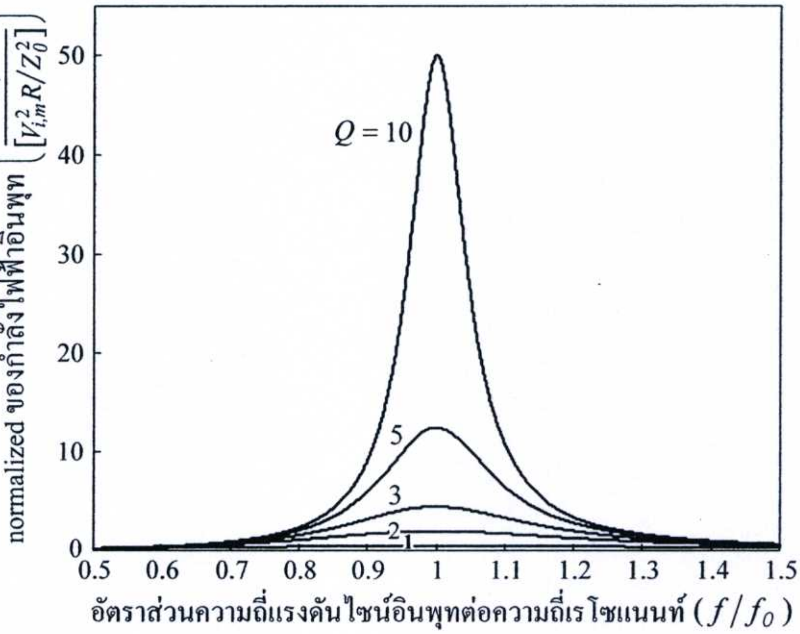
ค่ากำลังไฟฟ้าอินพุทของวงจรสามารถคำนวณจากสมการ

$$P_i = \frac{I_{i,m}^2 R}{2} = \frac{V_{i,m}^2}{Z_0^2\left[\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2\right]}\times\frac{R}{2} \tag{2.34}$$

และสามารถแสดงค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าอินพุทนี้ได้ดังสมการ

$$\frac{P_i}{\left[V_{i,m}^2 R/Z_0^2\right]} = \frac{1}{2\left[\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2\right]} \tag{2.35}$$

ค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าอินพุทในสมการ (2.35) เมื่อพล็อตเทียบกับอัตราส่วนความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0) ในย่านจาก 0.5 ถึง 1.5 ที่ค่า Q ต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.10 ซึ่งจะเห็นได้ชัดเจนว่าค่ากำลังไฟฟ้าอินพุทจะมีค่าสูงสุดเมื่อความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทเท่ากับความถี่เรโซแนนท์และมีค่าแปรผันตามค่า Q ของวงจร



รูปที่ 2.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าอินพุท $\left(P_i/\left[V_{i,m}^2 R/Z_0^2\right]\right)$ และอัตราส่วนความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0)

2.3.6 การเปลี่ยนแปลงของค่าแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเมื่อเปลี่ยนแปลงค่าความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทที่ค่า Q ต่างๆ

ขนาดของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุในวงจรเรโซแนนท์อนุกรมในรูปที่ 2.4(ข) สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$
\begin{aligned}
V_{C,m} &= I_{i,m} \times \frac{1}{\omega C} \\
&= \frac{V_{i,m}}{Z_0\sqrt{\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \times QR\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right) \\
&= \frac{V_{i,m}}{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\sqrt{\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}}
\end{aligned} \qquad (2.36)
$$

และสามารถแสดงค่า normalized ของขนาดแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุนี้ได้ดังสมการ

$$\frac{V_{C,m}}{V_{i,m}} = \frac{1}{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)\sqrt{\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \tag{2.37}$$

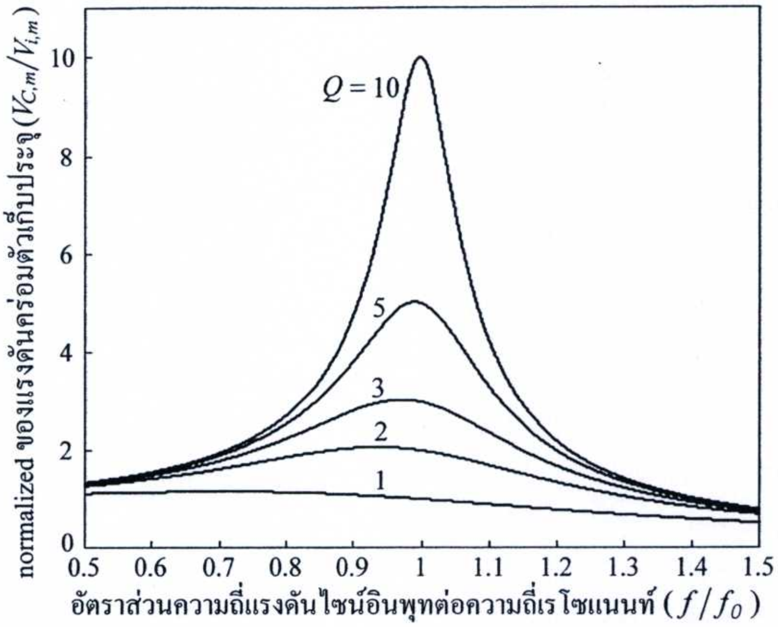
ขนาดของแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำในวงจรเรโซแนนท์อนุกรมในรูปที่ 2.4(ข) สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$\begin{aligned} V_{L,m} &= I_{i,m} \times \omega L \\ &= \frac{V_{i,m}}{Z_0\sqrt{\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \times QR\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \\ &= \frac{V_{i,m}\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}{\sqrt{\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \end{aligned} \tag{2.38}$$

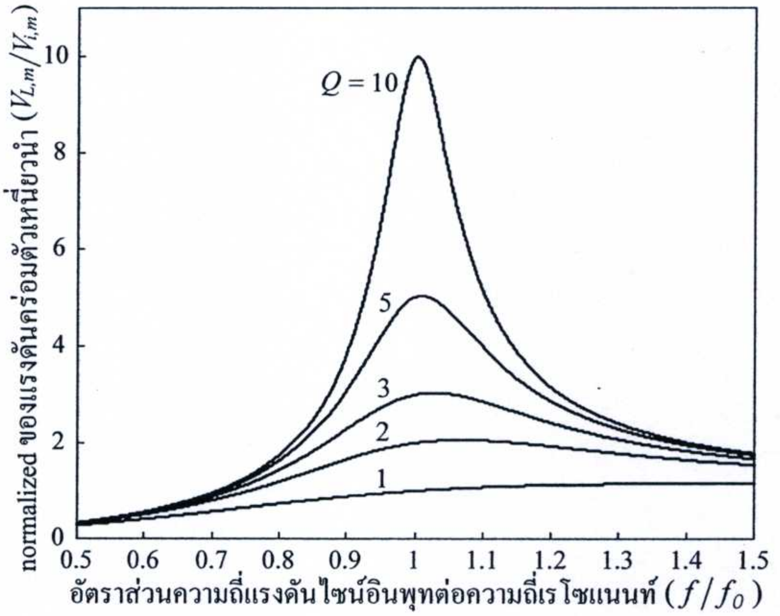
และสามารถแสดงค่า normalized ของขนาดแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำนี้ได้ดังสมการ

$$\frac{V_{L,m}}{V_{i,m}} = \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)}{\sqrt{\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2}} \tag{2.39}$$

ค่า normalized ของขนาดแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำในสมการ (2.37) และ (2.39) เมื่อพล็อตเทียบกับอัตราส่วนความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0) ในย่านจาก 0.5 ถึง 1.5 ที่ค่า Q ต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.11 และ 2.12 ตามลำดับ ซึ่งจะพบว่าที่ค่า Q สูงขึ้นจะทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำมีค่าสูงขึ้นตามด้วย โดยเฉพาะเมื่อความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ $(f/f_0 = 1)$ จะทำให้แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุจะมีค่าเป็น Q เท่าของแอมปลิจูดแรงดันไซน์อินพุท $(QV_{i,m})$ ซึ่งเป็นสิ่งสำคัญที่จะต้องนำมาพิจารณาในการออกแบบโหลดเรโซแนนท์อนุกรมในประเด็นพิกัดแรงดันของตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำ



รูปที่ 2.11 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ $(V_{C,m}/V_{i,m})$ และอัตราส่วนความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0)



รูปที่ 2.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ $(V_{L,m}/V_{i,m})$ และอัตราส่วนความถี่ของแรงดันไซน์อินพุทต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0)

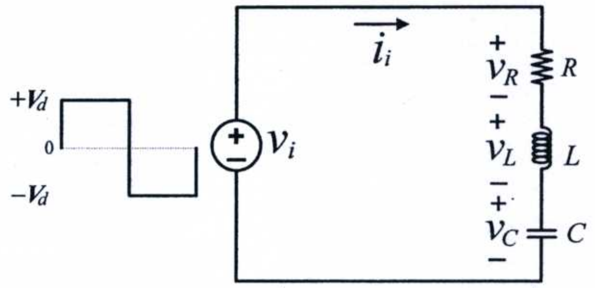
2.4 หลักการของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมกรณีแรงดันอินพุทมีลักษณะคลื่นสแควร์

จากการวิเคราะห์วงจรเรโซแนนท์อนุกรมกรณีแรงดันอินพุทมีลักษณะคลื่นไซน์ในหัวข้อ 2.3 ที่ผ่านมา สามารถนำหลักการวิเคราะห์ดังกล่าวมาใช้วิเคราะห์วงจรเรโซแนนท์อนุกรมกรณีแรงดันอินพุทมีลักษณะคลื่นสแควร์ได้ เนื่องจากเมื่อทำการวิเคราะห์ฟูเรียร์กับคลื่นสแควร์แล้ว

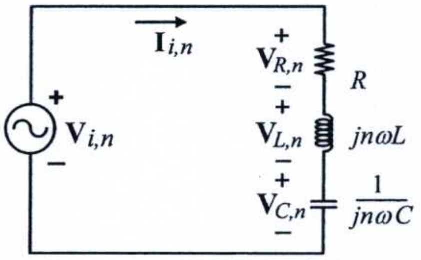
พบว่าองค์ประกอบต่าง ๆ ที่รวมกันเป็นคลื่นสแควร์นั้นประกอบด้วยองค์ประกอบหลักมูลและฮาร์โมนิกส์ต่าง ๆ ซึ่งองค์ประกอบของคลื่นเหล่านี้ต่างก็มีลักษณะคลื่นเป็นไซน์ทั้งหมด

2.4.1 ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสที่ความถี่ต่าง ๆ

วงจรเรโซแนนท์อนุกรมที่มีแรงดันอินพุทเป็นคลื่นสแควร์ที่มีความสูงเท่ากับ $+V_d$ ในครึ่งไซเคิลบวกและสูงเท่ากับ $-V_d$ ในครึ่งไซเคิลลบดังแสดงในรูปที่ 2.13(ก) สามารถแสดงด้วยวงจรเฟเซอร์ที่ความถี่ $n\omega$ ใด ๆ ได้ดังรูปที่ 2.13(ข)



(ก) วงจรเรโซแนนท์อนุกรมที่มีแรงดันอินพุทเป็นคลื่นสแควร์



(ข) วงจรเฟเซอร์ที่ความถี่ $n\omega$ ใด ๆ

รูปที่ 2.13 วงจรเรโซแนนท์อนุกรมและวงจรเฟเซอร์ในกรณีที่แรงดันอินพุทเป็นคลื่นสแควร์

แรงดันอินพุทคลื่นสแควร์ที่จ่ายให้กับวงจรเรโซแนนท์อนุกรมในรูปที่ 2.13(ก) สามารถแสดงในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังสมการ

$$v_i = \frac{V_d}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}(2-2\cos n\pi)\sin n\omega t \qquad (2.40)$$

และค่าอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ $n\omega$ ใดๆ ของวงจรเรโซแนนซ์อนุกรมดังรูปที่ 2.13 (ข) สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$\mathbf{Z}_n = R + j\left(n\omega L - \frac{1}{n\omega C}\right) = Z_0\left[\frac{1}{Q} + j\left(\frac{n\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{n\omega}\right)\right] \qquad (2.41)$$

โดยที่ขนาดของอิมพีแดนซ์นี้มีค่าเท่ากับ

$$Z_n = Z_0\sqrt{\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{n\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{n\omega}\right)^2} \tag{2.42}$$

และมุมของอิมพีแดนซ์เท่ากับ

$$\theta_n = \tan^{-1}\left[Q\left(\frac{n\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{n\omega}\right)\right] \tag{2.43}$$

ดังนั้นจึงสามารถคำนวณหากระแสอินพุทในรูปของอนุกรมฟูเรียร์ได้ดังสมการ

$$i_i = \frac{V_d}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{nZ_n}(2-2\cos n\pi)\sin(n\omega t-\theta_n) \tag{2.44}$$

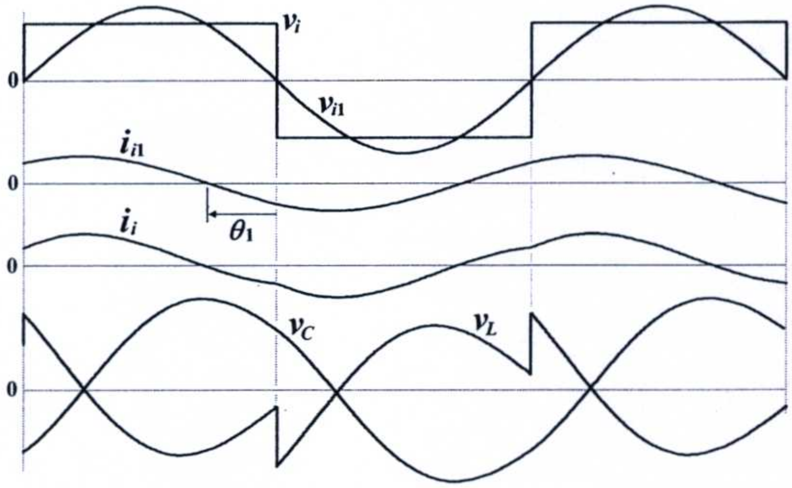
จากสมการของกระแสอินพุทที่ได้นี้นำไปสู่การคำนวณหาแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำของวงจรเรโซแนนท์ชนิดอนุกรมนี้ได้ดังสมการ

$$v_L = \frac{V_d}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{Z_n}(2-2\cos n\pi)\,\omega L\sin\left(n\omega t-\theta_n+\frac{\pi}{2}\right) \tag{2.45}$$

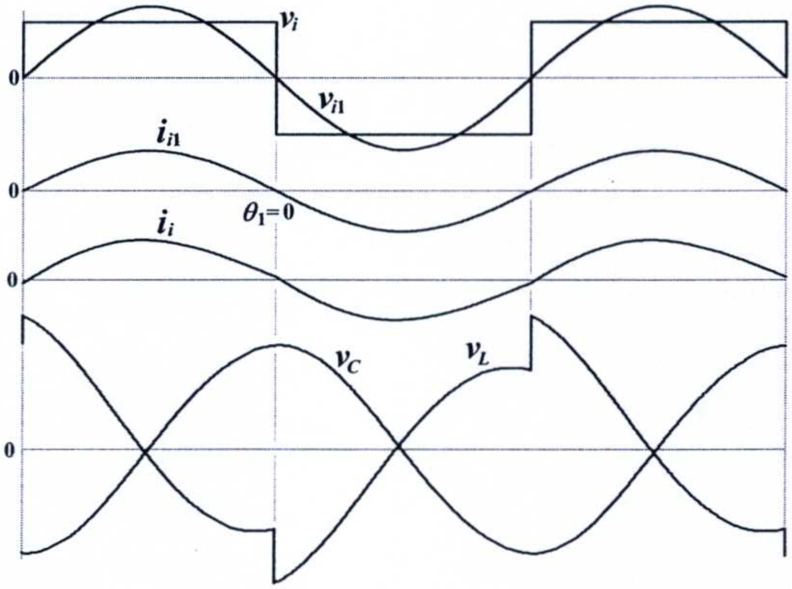
และคำนวณหาแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุของวงจรได้ดังสมการ

$$v_C = \frac{V_d}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n^2 Z_n\omega C}(2-2\cos n\pi)\sin\left(n\omega t-\theta_n-\frac{\pi}{2}\right) \tag{2.46}$$

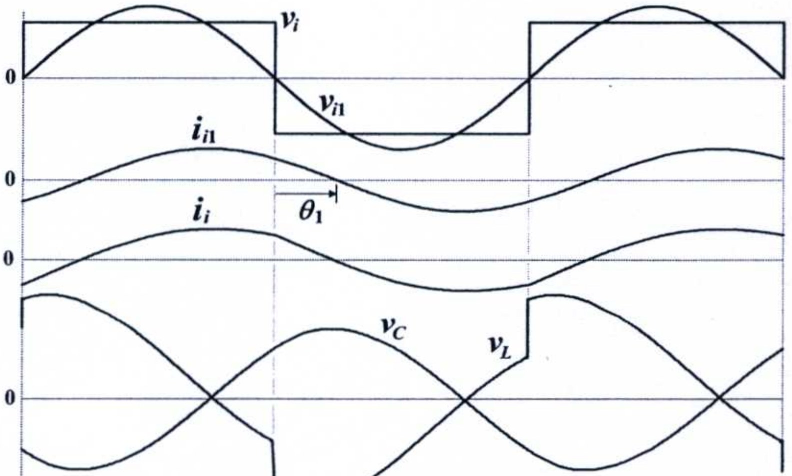
แรงดันอินพุท (v_i) ในสมการ (2.40) กระแสอินพุท (i_i) ในสมการ (2.44) แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (v_L) ในสมการ (2.45) และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ (v_C) ในสมการ (2.46) สามารถแสดงลักษณะคลื่นของแรงดันและกระแสในสมการเหล่านี้ได้ดังรูปที่ 2.14 โดยในรูปที่ 2.14(ก) เป็นกรณีความถี่ของแรงดันอินพุทคลื่นสแควร์มีค่าต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์ของวงจร ($f < f_0$) ซึ่งสามารถมองวงจรเรโซแนนท์อนุกรมเป็นโหลดคาปาซิทีฟเนื่องจากค่ารีแอ็คแตนซ์ของตัวเก็บประจุมากกว่าค่ารีแอ็คแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ ส่งผลให้องค์ประกอบหลักมูลของกระแสอินพุท (i_{i1}) มีเฟสนำหน้าองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันอินพุท(v_{i1}) ในรูปที่ 2.14(ข) เป็นกรณีความถี่ของแรงดันอินพุทคลื่นสแควร์มีค่าเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ของวงจร($f = f_0$) ซึ่งสามารถมองวงจรเรโซแนนท์อนุกรมเป็นโหลดความต้านทานเนื่องจากค่ารีแอ็คแตนซ์ของตัวเก็บประจุเท่ากับค่ารีแอ็คแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำ ส่งผลทำให้องค์ประกอบหลักมูลของกระแสอินพุท (i_{i1}) มีเฟส



(ก) กรณี $f < f_0$



(ข) กรณี $f = f_0$



(ค) กรณี $f > f_0$

รูปที่ 2.14 คลื่นแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำ (v_L) แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ (v_C) และกระแสอินพุท (i_i) ในวงจรเรโซแนนท์อนุกรมเมื่อแรงดันอินพุท (v_i) มีลักษณะคลื่นสแควร์

ตรงกันกับองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันอินพุท (v_{i1}) และในรูปที่ 2.14(ค) เป็นกรณีความถี่ของแรงดันอินพุทคลื่นสแควร์มีค่าสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ของวงจร ($f > f_0$) ซึ่งสามารถมองวงจรเรโซแนนท์อนุกรมเป็นโหลดอินดัคทีฟเนื่องจากค่ารีแอ็คแตนซ์ของตัวเก็บประจุน้อยกว่าค่ารีแอ็คแตนซ์ของตัวเหนี่ยวนำส่งผลให้องค์ประกอบหลักมูลของกระแสอินพุท (i_{i1}) มีเฟสล้าหลังองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันอินพุท (v_{i1})

จากลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสในวงจรเรโซแนนท์อนุกรมที่แสดงไว้ในรูปที่ 2.14 ถึงแม้ว่าแรงดันอินพุทของวงจรจะมีลักษณะเป็นคลื่นสแควร์ แต่จะได้กระแสอินพุทมีลักษณะคลื่นใกล้เคียงไซน์ เนื่องจากเมื่อพิจารณาจากขนาดของอิมพีแดนซ์ที่เปลี่ยนแปลงตามความถี่ในกราฟรูปที่ 2.7 พบว่าขนาดอิมพีแดนซ์มีค่าต่ำสุดเมื่อ $f = f_0$ และมีค่าสูงขึ้นเมื่อ $f < f_0$ และ $f > f_0$ นั่นหมายความว่าเมื่อแรงดันอินพุทคลื่นสแควร์มีความถี่เท่ากับความถี่เรโซแนนท์หรือสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์เล็กน้อย ทำให้ขนาดของอิมพีแดนซ์ที่ความถี่หลักมูล (Z_1) มีค่าต่ำและขนาดของอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ (Z_3 , Z_5 , Z_7 , . . .) มีค่าสูง ส่งผลทำให้องค์ประกอบหลักมูลของกระแสอินพุทไหลผ่านวงจรได้ดี ในขณะที่องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสอินพุทไหลผ่านวงจรได้น้อยมาก

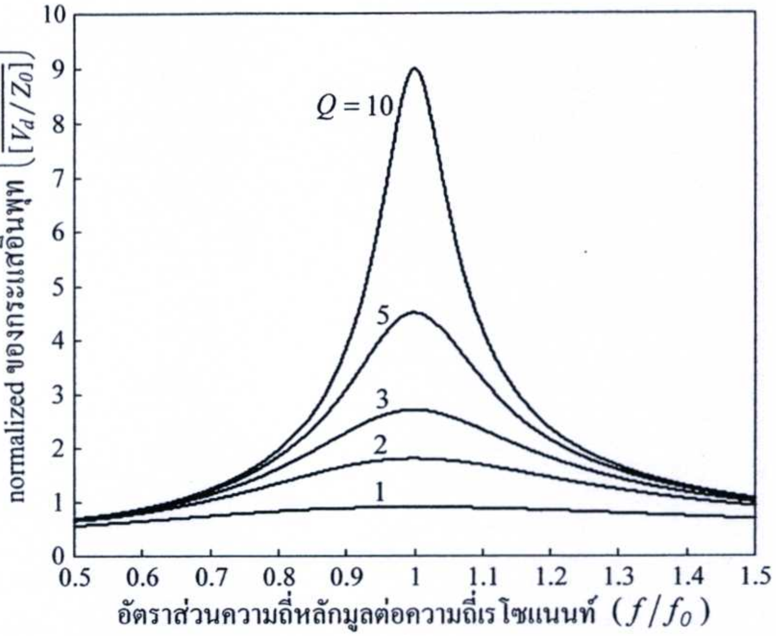
จากองค์ประกอบต่าง ๆ ของกระแสอินพุทในสมการ (2.44) สามารถคำนวณหาค่า rms ของกระแสนี้ที่เป็นฟังก์ของค่า Q วงจรและความถี่หลักมูล (ω) ได้ดังสมการ

$$
\begin{aligned}
I_{i,rms} &= \sqrt{\sum_{n=1}^{\infty}\left(\frac{V_d}{\sqrt{2}n\pi Z_n}(2-2\cos n\pi)\right)^2} \\
&= \frac{V_d}{\sqrt{2}\pi Z_0}\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty}\left(\frac{(2-2\cos n\pi)^2}{n^2\left[\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{n\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{n\omega}\right)^2\right]}\right)}
\end{aligned}
\tag{2.47}
$$

และหาค่า normalized rms ของกระแสอินพุทนี้เท่ากับ

$$
\frac{I_{i,rms}}{[V_d/Z_0]} = \frac{1}{\sqrt{2}\pi}\sqrt{\sum_{n=1}^{\infty}\left(\frac{(2-2\cos n\pi)^2}{n^2\left[\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{n\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{n\omega}\right)^2\right]}\right)} \tag{2.48}
$$

ค่า normalized rms ของกระแสอินพุทในสมการ (2.48) เมื่อพล็อตเทียบกับอัตราส่วนของความถี่หลักมูลต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0) ในย่านจาก 0.5 ถึง 1.5 ที่ค่า Q ต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.15 ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่ากระแสอินพุทของวงจรจะมีค่าสูงสุดเมื่อความถี่หลักมูลของแรงดันอินพุทเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ของวงจรและมีค่าแปรผันตามค่า Q ของวงจร



รูปที่ 2.15 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized rms ของกระแสอินพุท $(I_{i,rms}/[V_d/Z_0])$ และอัตราส่วนของความถี่หลักมูลต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0)

2.4.2 หลักการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุท

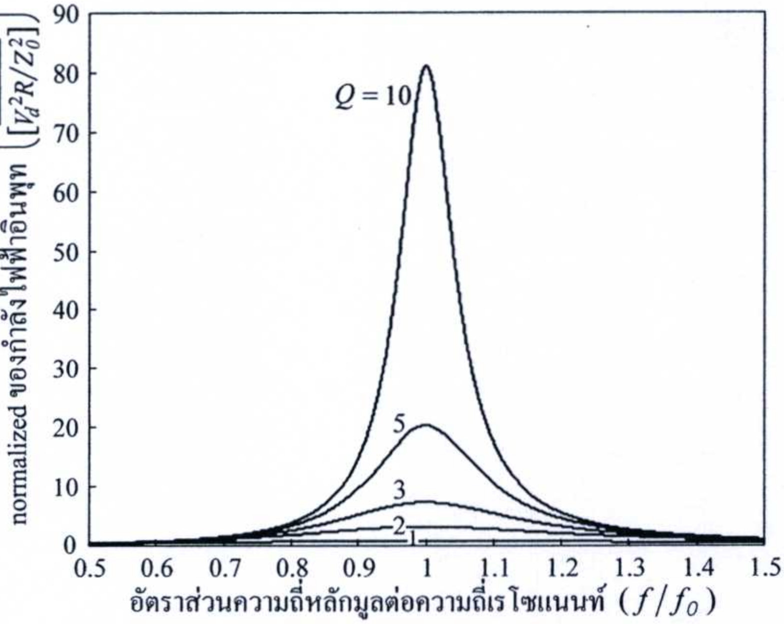
การคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าอินพุทของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมที่มีแรงดันอินพุทเป็นคลื่นสแควร์สามารถคำนวณได้จากผลรวมของกำลังไฟฟ้าที่เกิดจากองค์ประกอบหลักมูลและองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสดังสมการ

$$\begin{aligned} P_i &= \sum_{n=1}^{\infty}\left(I_{i,rms,n}^2 R\right) \\ &= \sum_{n=1}^{\infty}\left(\frac{V_d}{\sqrt{2}n\pi Z_n}(2-2\cos n\pi)\right)^2 R \\ &= \frac{V_d^2 R}{2\pi^2 Z_0^2}\sum_{n=1}^{\infty}\left(\frac{(2-2\cos n\pi)^2}{n^2\left[\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{n\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{n\omega}\right)^2\right]}\right) \end{aligned} \tag{2.49}$$

ซึ่งจะได้ค่า normalized rms ของกำลังไฟฟ้าอินพุทของวงจรเท่ากับ

$$\frac{P_i}{\left[V_d^2 R/Z_0^2\right]} = \frac{1}{2\pi^2}\sum_{n=1}^{\infty}\left(\frac{(2-2\cos n\pi)^2}{n^2\left[\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{n\omega}{\omega_0}-\frac{\omega_0}{n\omega}\right)^2\right]}\right) \tag{2.50}$$

ค่า normalized rms ของกำลังไฟฟ้าอินพุทในสมการ (2.50) เมื่อพล็อตเทียบกับอัตราส่วนของความถี่หลักมูลต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0) ในย่านจาก 0.5 ถึง 1.5 ที่ค่า Q ต่าง ๆ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 2.16 ซึ่งจะเห็นได้ว่าค่ากำลังไฟฟ้าอินพุทของวงจรจะมีค่าสูงสุดเมื่อความถี่หลักมูลของแรงดันอินพุทเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ของวงจรและมีค่าแปรผันตามค่า Q ของวงจร



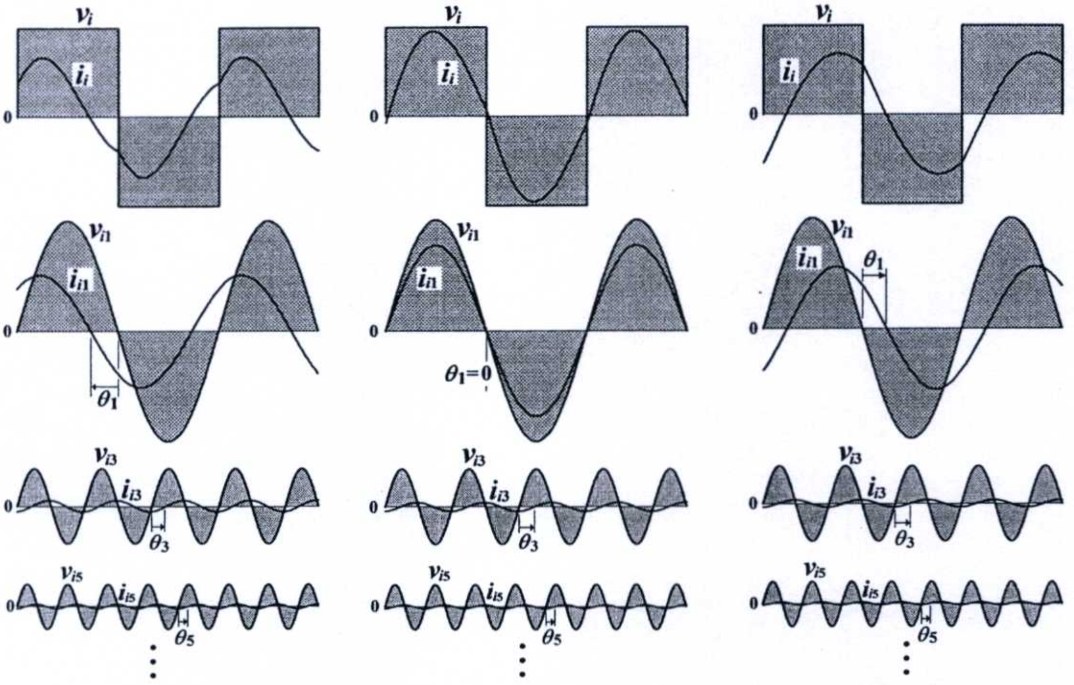
รูปที่ 2.16 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized rms ของกำลังไฟฟ้าอินพุท $\left(P_i/\left[V_d^2 R/Z_0^2\right]\right)$ และอัตราส่วนของความถี่หลักมูลต่อความถี่เรโซแนนท์ (f/f_0)

นอกจากนั้นยังสามารถคำนวณหากำลังไฟฟ้าอินพุทของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมที่มีแรงดันอินพุทเป็นคลื่นสแควร์ได้จากผลรวมของกำลังไฟฟ้าที่เกิดจากองค์ประกอบหลักมูลและองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสและแรงดันดังที่แสดงในรูปที่ 2.17 ซึ่งได้แสดงให้เห็นทั้งขนาดและมุมเฟสขององค์ประกอบของคลื่นเหล่านี้โดยในรูปที่ 2.17(ก) สำหรับกรณี $f < f_0$ ในรูปที่ 2.17(ข) สำหรับกรณี $f = f_0$ และในรูปที่ 2.17(ค) สำหรับกรณี $f > f_0$ ดังนั้นจากองค์ประกอบของคลื่นเหล่านี้จะสามารถคำนวณหากำลังไฟฟ้าอินพุทของวงจรในอีกรูปแบบหนึ่งได้ดังสมการ

$$P_i = V_{i,rms1} I_{i,rms1} \cos\theta_1 + V_{i,rms3} I_{i,rms3} \cos\theta_3 + V_{i,rms5} I_{i,rms5} \cos\theta_5 + \ldots \quad (2.51)$$

อย่างไรก็ตามเมื่อพิจารณาจากขนาดและมุมเฟสขององค์ประกอบคลื่นในรูปที่ 2.17 จะเห็นว่าขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสจะมีค่าต่ำมากเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดขององค์ประกอบหลักมูลและมุมเฟสขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสจะล้าหลังองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเกือบเท่ากับ 90° นั่นหมายความว่ากำลังไฟฟ้าอินพุทที่เกิดจาก

องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์มีค่าน้อยมาก กำลังไฟฟ้าอินพุทเกือบทั้งหมดในสมการ (2.49) และ (2.51) จึงเกิดจากองค์ประกอบหลักมูลของคลื่นแรงดันละกระแสอินพุท



(ก) กรณี $f < f_0$ (ข) กรณี $f = f_0$ (ค) กรณี $f > f_0$

รูปที่ 2.17 องค์ประกอบหลักมูลและฮาร์โมนิกส์ของแรงดันและกระแสอินพุทของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมเมื่อแรงดันอินพุทเป็นคลื่นสแควร์

2.5 สรุป

หลักการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำและหลักการของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมความถี่สูงดังที่กล่าวมาข้างต้นมี 5 ประเด็นสำคัญหลักที่สามารถสรุปได้ดังนี้

1. การเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวนในชิ้นงานของการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง ผลของ skin effect ทำให้ความหนาแน่นของกระแสไหลวนในชิ้นงานมีค่าสูงสุดที่บริเวณผิวของชิ้นงานและมีค่าลดลงเมื่อลึกจากผิวเข้าไปยังศูนย์กลางของชิ้นงาน โดยที่อัตราการลดลงของความหนาแน่นกระแสนี้กำหนดด้วยค่าความลึกผิว (δ) ซึ่งขึ้นอยู่กับความถี่ (f) ของกระแสที่จ่ายให้กับขดลวดเหนี่ยวนำ ค่าสัมประสิทธิ์ของความต้านทาน (ρ) และค่าความซึมซาบได้ทางแม่เหล็กสัมพัทธ์ (μ_r) ของวัสดุชิ้นงาน

2. ขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงานสามารถพิจารณาได้เหมือนหม้อแปลงที่กำลังจ่ายกำลังไฟฟ้าให้กับโหลด โดยมีขดลวดเหนี่ยวนำเป็นขดลวดด้านปฐมภูมิจำนวน N รอบและชิ้นงานเป็นขดลวดด้านทุติยภูมิจำนวน 1 รอบจ่ายโหลดความต้านทานค่าต่ำๆ เมื่อมองจากด้านปฐมภูมิสามารถแทนด้วยวงจร $R\,L$ อนุกรม

3. หลักการของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมในขณะแรงดันอินพุทมีลักษณะคลื่นไซน์ที่ได้แสดงการวิเคราะห์ผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจร จะสามารถนำไปใช้กับกรณีที่แรงดันอินพุทของวงจรมีลักษณะเป็นคลื่นสแควร์ได้ด้วย เนื่องจากองค์ประกอบต่าง ๆ ที่รวมกันเป็นคลื่นสแควร์นั้นประกอบด้วยองค์ประกอบหลักมูลและฮาร์โมนิกส์ ซึ่งองค์ประกอบของคลื่นเหล่านี้ต่างก็มีลักษณะคลื่นเป็นไซน์ทั้งหมด

4. ในกรณีที่แรงดันอินพุทของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมมีลักษณะเป็นคลื่นสแควร์ แต่จะได้กระแสอินพุทมีลักษณะคลื่นใกล้เคียงไซน์ เนื่องจากเมื่อแรงดันอินพุทคลื่นสแควร์มีความถี่เท่ากับความถี่เรโซแนนท์หรือสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์เล็กน้อย ทำให้ขนาดของอิมพีแดนซ์ที่ความถี่หลักมูล (Z_1) มีค่าต่ำและขนาดของอิมพีแดนซ์ที่ความถี่ฮาร์โมนิกส์ ($Z_3, Z_5, Z_7, \ldots$) มีค่าสูง ส่งผลทำให้องค์ประกอบหลักมูลของกระแสอินพุทไหลผ่านวงจรได้ดี ในขณะที่องค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสอินพุทไหลผ่านวงจรได้น้อยมาก

5. ในกรณีที่แรงดันอินพุทของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมมีลักษณะเป็นคลื่นสแควร์ ขนาดขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสจะมีค่าต่ำมากเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดขององค์ประกอบหลักมูล นอกจากนั้นมุมเฟสขององค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของกระแสจะล้าหลังองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์ของแรงดันเกือบเท่ากับ 90° นั่นหมายความว่ากำลังไฟฟ้าอินพุทที่เกิดจากองค์ประกอบฮาร์โมนิกส์มีค่าน้อยมาก กำลังไฟฟ้าอินพุทเกือบทั้งหมดจึงเกิดจากองค์ประกอบหลักมูลของคลื่นแรงดันละกระแสอินพุท

บทที่ 3

หลักการทำงานและการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรม

3.1 บทนำ

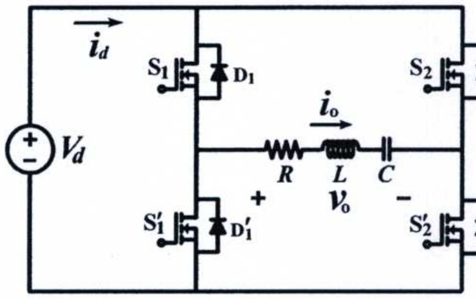
ในบทนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมเมื่อปรับความถี่สวิทชิ่งต่างกัน 3 กรณีได้แก่ ความถี่สวิทชิ่งต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s < f_0$) ความถี่สวิทชิ่งเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ ($f_s = f_0$) และความถี่สวิทชิ่งสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s > f_0$) เพื่อให้เข้าใจกลไกการทำงานของวงจรและสามารถพิจารณาเลือกย่านการทำงานที่ถูกต้องซึ่งจะใช้ยึดเป็นหลักการในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์นี้ต่อไป จากนั้นจะกล่าวถึงวิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์นี้ทั้งหมด 5 วิธี ได้แก่ การควบคุมความถี่สวิทชิ่ง การควบคุมจำนวนพัลซ์ PDM การควบคุมดิวตี้ไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุท การควบคุมการเลื่อนเฟสแบบสมมาตรและการควบคุมการเลื่อนเฟสแบบไม่สมมาตร โดยในแต่ละกรณีได้แสดงให้เห็นลักษณะของคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท สมการของแรงดันและกระแสเอาท์พุทนำไปสู่การคำนวณหาสมการของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทได้พร้อมทั้งแสดงเส้นกราฟการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท

ในตอนท้ายจะเป็นหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์นี้ที่มีการควบคุมการเลื่อนเฟสแบบสมมาตรทั้งในกรณีที่คิดผลกระทบของตัวเก็บประจุเอาท์พุท (C_{oss}) และไม่คิดผลกระทบของ C_{oss} นี้ต่อการทำงานของวงจร เพื่อพิจารณาแบ่งย่านการปรับมุมเลื่อนเฟสในประเด็นของการขนถ่ายประจุระหว่าง C_{oss} ในแต่ละกิ่งของอินเวอร์เตอร์ที่แตกต่างกัน

3.2 หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรม

หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมดังรูปที่ 3.1 เมื่อควบคุมการทำงานของคู่สวิทช์ S_1, S_2' และคู่สวิทช์ S_2, S_1' ให้นำกระแสและหยุดนำกระแสสลับกันไปคู่ละครึ่งไซเคิลของการสวิทช์ทำให้ได้แรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์มีลักษณะเป็นคลื่นสแควร์ที่มีความสูงเท่ากับ $+V_d$ และ $-V_d$ สลับกันไปในแต่ละครึ่งไซเคิลของคลื่นสแควร์นี้ และถ้าค่า Q ของโหลดมีค่ามากพอจะทำให้คลื่นกระแสเอาท์พุทมีลักษณะใกล้เคียงไซน์ [4]-[6] การทำงานของอินเวอร์เตอร์ดังกล่าวเมื่อความถี่สวิทชิ่งต่างกัน 3 กรณีได้แก่ ความถี่สวิทชิ่งต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์ ความถี่สวิทชิ่งเท่ากับความถี่เรโซแนนท์และความถี่สวิทชิ่งสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ โดยในแต่ละกรณีจะมีลำดับการนำกระแสของสวิทช์มอสเฟทและไดโอดที่แตกต่างกันซึ่งส่งผลต่อการเริ่มนำกระแส (turn on) ของสวิทช์มอสเฟทว่าจะมีการเริ่ม

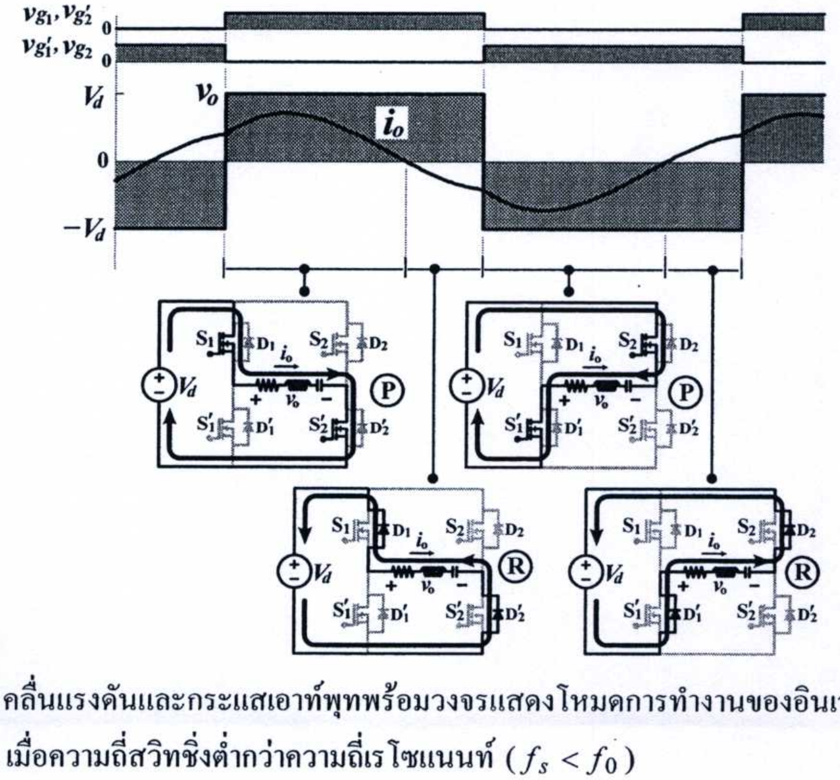
นำกระแสขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) ซึ่งจะทำให้สวิทช์ทำงานด้วยความปลอดภัย หรือเริ่มนำกระแสขณะแรงดันไม่เป็นศูนย์ (NON-ZVS) ซึ่งสวิทช์จะทำงานไม่ปลอดภัยทำให้เกิดความเสียหายต่อสวิทช์ได้ [18] จะได้กล่าวถึงในรายละเอียดดังต่อไปนี้



รูปที่ 3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรม

3.2.1 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมเมื่อความถี่สวิทชิ่งต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s < f_0$)

เมื่ออินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมทำงานที่ความถี่สวิทชิ่งต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์ของวงจร ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดสามารถมองได้เป็นคาปาซิทีฟโหลด [4]-[6] ทำให้กระแสเอาท์พุท (i_o) นำหน้าองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันเอาท์พุทหรือจุดตัดศูนย์ (zero crossing) ของคลื่นกระแสเอาท์พุทเกิดขึ้นก่อนจุดตัดศูนย์ของคลื่นแรงดันเอาท์พุท (v_o) ดังแสดงในรูปที่ 3.2 โดยในแต่ละครึ่งไซเคิลของแรงดันเอาท์พุทจะมีโหมดการทำงานสองโหมดคือ โหมดเพาเวอริ่ง (P) ซึ่งเป็นโหมดการทำงานที่มีการขนถ่ายกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายดีซีผ่านอินเวอร์เตอร์

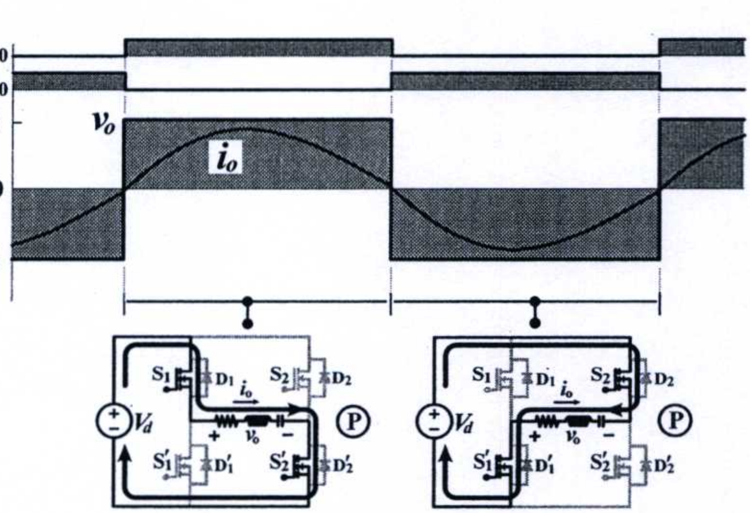


รูปที่ 3.2 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมวงจรแสดงโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่สวิทชิ่งต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s < f_0$)

ไปยังโหลด และโหมดรีเจนเนอเรทีฟ (R) เป็นโหมดการทำงานที่มีการขนถ่ายกำลังไฟฟ้ากลับจากโหลดคืนไปยังแหล่งจ่ายดีซี สำหรับกรณี $f_s < f_0$ นี้จะมีลำดับของโหมดการทำงานในแต่ละครึ่งไซเคิลของแรงดันเอาท์พุทเป็นโหมดเพาเวอริ่งก่อนแล้วตามด้วยโหมดรีเจนเนอเรทีฟซึ่งจะทำให้มีลำดับการนำกระแสของสวิทช์มอสเฟท (S) และไดโอด (D) ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์เป็น S_1-D_1-S_1'-D_1' และมีลำดับการนำกระแสของสวิทช์มอสเฟทและไดโอดในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์เป็น S_2'-D_2'-S_2-D_2 จากการที่ลำดับการนำกระแสของสวิทช์มอสเฟทและไดโอดในแต่ละกิ่งเป็นเช่นนี้จะทำให้การเริ่มนำกระแสของสวิทช์มอสเฟทอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ตัวอย่างเช่นการเริ่มนำกระแสของสวิทช์มอสเฟท S_2 ในโหมดเพาเวอริ่งของครึ่งไซเคิลลบของคลื่นแรงดันเอาท์พุทดังแสดงในรูปที่ 3.2 จะเห็นว่าก่อนหน้านั้นกระแสเอาท์พุทไหลผ่านไดโอด D_1 และ D_2' ทำให้มีแรงดันคร่อมสวิทช์มอสเฟท S_2 เท่ากับ V_d ดังนั้นขณะสวิทช์มอสเฟท S_2 เริ่มนำกระแสจึงยังคงมีแรงดันคร่อมสวิทช์นี้เท่ากับ V_d นั่นหมายความว่าสวิทช์มอสเฟทดังกล่าวทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

3.2.2 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมเมื่อความถี่สวิทชิ่งเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ ($f_s = f_0$)

เมื่ออินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมทำงานที่ความถี่สวิทชิ่งเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ของวงจร ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดสามารถมองได้เป็นโหลดความต้านทาน [4]-[6] ทำให้กระแสเอาท์พุท (i_o) มีเฟสตรงกันกับองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันเอาท์พุทหรือจุดตัดศูนย์ของคลื่นกระแสเอาท์พุทเกิดขึ้นพร้อมกันกับจุดตัดศูนย์ของคลื่นแรงดันเอาท์พุท (v_o) ดังแสดงในรูปที่ 3.3 โดยในแต่ละครึ่งไซเคิลของแรงดันเอาท์พุทจะมีโหมดการทำงานเพียงโหมด

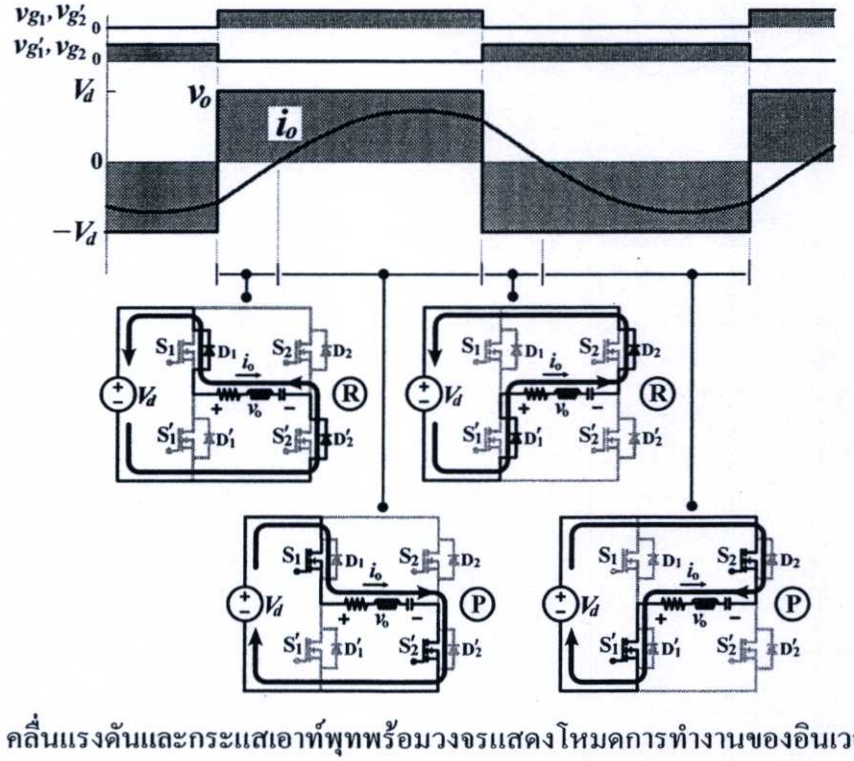


รูปที่ 3.3 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมวงจรแสดงโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่สวิทชิ่งเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ ($f_s = f_0$)

เดียวคือโหมดเพาเวอริ่ง (P) สำหรับกรณี $f_s = f_0$ นี้สวิทช์มอสเฟทจะเริ่มนำกระแสขณะกระแสเท่ากับศูนย์ ในกรณีนี้ไดโอดที่ต่อขนานกับสวิทช์มอสเฟทจะไม่มีโอกาสได้นำกระแส แต่ในการใช้งานโดยทั่วไปความถี่สวิทชิ่งจะไม่เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ของวงจรดังนั้นจึงต้องมีไดโอดต่อขนานไว้ในลักษณะ antiparallel เสมอ

3.2.3 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์เรโซแนนท์อนุกรมเมื่อความถี่สวิทชิ่งสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s > f_0$)

เมื่ออินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมทำงานที่ความถี่สวิทชิ่งสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ของวงจร ค่าอิมพีแดนซ์ของโหลดสามารถมองได้เป็นอินดัคทีฟโหลด [4]-[6] ทำให้กระแสเอาท์พุท (i_o) ล้าหลังองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันเอาท์พุทหรือจุดตัดศูนย์ของคลื่นกระแสเอาท์พุทเกิดขึ้นหลังจุดตัดศูนย์ของคลื่นแรงดันเอาท์พุท (v_o) ดังแสดงในรูปที่ 3.4 โดยในแต่ละครึ่งไซเคิลของแรงดันเอาท์พุทจะมีโหมดการทำงานสองโหมดคือโหมดเพาเวอริ่ง (P) และโหมดรีเจนเนอเรทีฟ (R) สำหรับกรณี $f_s > f_0$ นี้จะมีลำดับของโหมดการทำงานในแต่ละ



รูปที่ 3.4 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมวงจรแสดงโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์เมื่อความถี่สวิทชิ่งสูงว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s > f_0$)

ครึ่งไซเคิลของแรงดันเอาท์พุทเป็นโหมดรีเจนเนอเรทีฟก่อนแล้วตามด้วยโหมดเพาเวอริ่งซึ่งจะทำให้มีลำดับการนำกระแสของสวิทช์มอสเฟทและไดโอดในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์เป็น D_1-S_1-D_1'-S_1' และมีลำดับการนำกระแสของสวิทช์มอสเฟทและไดโอดในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์เป็น D_2'-S_2'-D_2-S_2 จากการที่ลำดับการนำกระแสของสวิทช์มอสเฟทและไดโอด

ในแต่ละกิ่งเป็นเช่นนี้จะทำให้การเริ่มนำกระแสของสวิทช์มอสเฟทอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ตัวอย่างเช่นการเริ่มนำกระแสของสวิทช์มอสเฟท S_2 ในโหมดเพาเวอริ่งของครึ่งไซเคิลลบของคลื่นแรงดันเอาท์พุทดังแสดงในรูปที่ 3.4 จะเห็นว่าก่อนหน้านั้นกระแสเอาท์พุทไหลผ่านไดโอด D_2 และ D_1' ทำให้มีแรงดันคร่อมสวิทช์มอสเฟท S_2 เท่ากับ 0 ดังนั้นขณะสวิทช์มอสเฟท S_2 เริ่มนำกระแสจะมีแรงดันคร่อมสวิทช์นี้เป็นศูนย์ นั่นหมายความว่าสวิทช์มอสเฟทดังกล่าวทำงานภายใต้สภาวะ ZVS

3.3 หลักการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรม

การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ที่จ่ายให้กับโหลดเรโซแนนท์อนุกรมในรูปที่ 3.1 สามารถทำได้โดยการควบคุมการสวิทช์ของเพาเวอร์มอสเฟทในวงจรอินเวอร์เตอร์ในรูปแบบต่าง ๆ ซึ่งในหัวข้อนี้จะนำเสนอวิธีการควบคุมพร้อมทั้งการวิเคราะห์หากำลังไฟฟ้าเอาท์พุทไว้ทั้งหมด 5 วิธีดังต่อไปนี้

3.3.1 การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการควบคุมความถี่สวิทชิ่ง

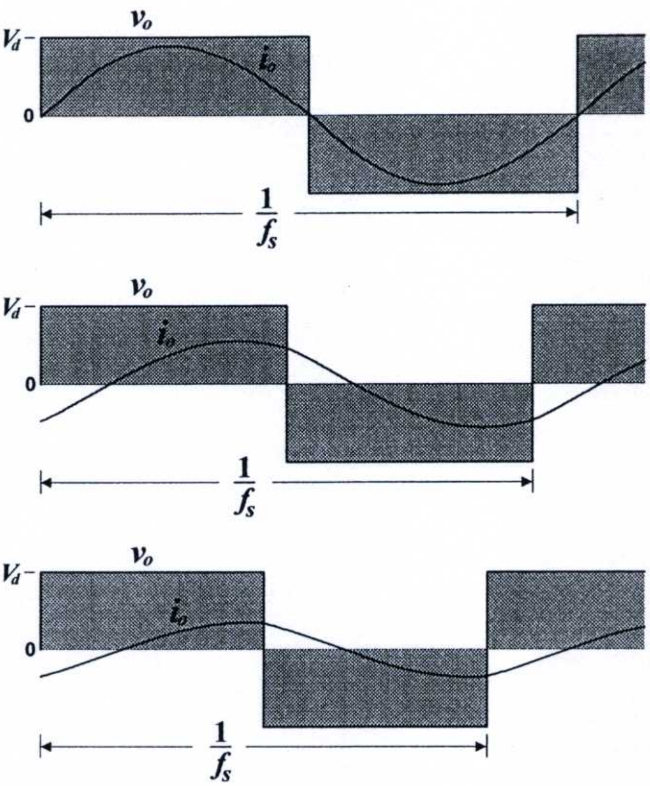
การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการควบคุมความถี่สวิทชิ่ง (f_s) ของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ [6],[37] ในรูปที่ 3.1 จะทำการควบคุมความถี่สวิทชิ่งในย่านที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ (f_0) ของวงจร ทั้งนี้เพื่อให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์อยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ตลอดย่านการควบคุม สามารถแสดงลักษณะคลื่นของแรงดันเอาท์พุท (v_o) และกระแสเอาท์พุท (i_o) เมื่ออัตราส่วนของความถี่สวิทชิ่งต่อความถี่เรโซแนนท์ (f_s/f_0) เท่ากับ 1, 1.1 และ 1.2 ได้ดังรูปที่ 3.5(ก), 3.5(ข) และ 3.5(ค) ตามลำดับ จะเห็นว่าเมื่อควบคุมความถี่สวิทชิ่งให้สูงขึ้นจะทำให้ขนาดของกระแสเอาท์พุทต่ำลงพร้อมทั้งคลื่นกระแสเอาท์พุทนี้จะล้าหลังคลื่นแรงดันเอาท์พุทมากขึ้นด้วยเหตุผลดังที่ได้กล่าวไว้ในหัวข้อ 2.3 ส่งผลทำให้กำลังไฟฟ้าเอาท์พุทมีค่าลดลง

คลื่นแรงดันเอาท์พุทในลักษณะสแควร์ (v_o) และกระแสเอาท์พุทใกล้เคียงไซน์ (i_o) ของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการควบคุมความถี่สวิทชิ่งในย่านที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ของวงจร ดังแสดงในรูปที่ 3.5 เมื่อทำการวิเคราะห์ฟูเรียร์ของคลื่นเหล่านี้สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$v_o = \frac{V_d}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}(2-2\cos n\pi)\sin n\omega_s t \tag{3.1}$$

และ

$$i_o = \frac{V_d}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{nZ_n}(2-2\cos n\pi)\sin(n\omega_s t-\theta_n) \tag{3.2}$$



(ก) อัตราส่วนความถี่สวิทชิ่งต่อความถี่เรโซแนนท์ : $f_s / f_0 = 1$

(ข) อัตราส่วนความถี่สวิทชิ่งต่อความถี่เรโซแนนท์ : $f_s / f_0 = 1.1$

(ค) อัตราส่วนความถี่สวิทชิ่งต่อความถี่เรโซแนนท์ : $f_s / f_0 = 1.2$

รูปที่ 3.5 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการควบคุมความถี่สวิทชิ่ง

จากกระแสเอาท์พุทในสมการ (3.2) นำไปสู่การคำนวณหากำลังไฟฟ้าเอาท์พุทได้ดังสมการ

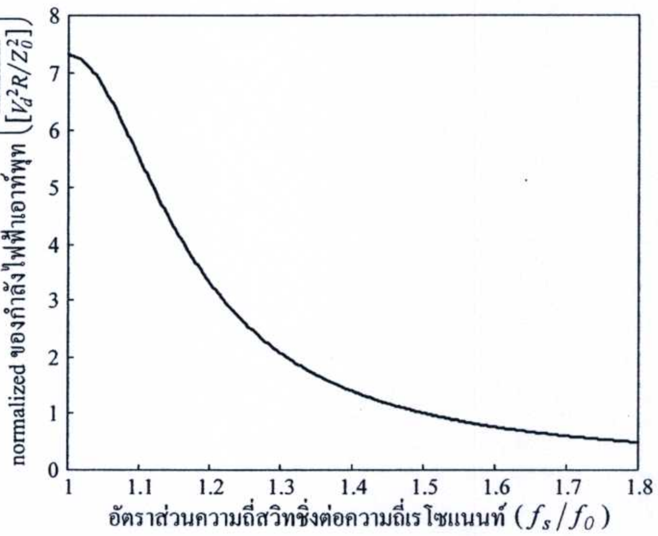
$$
\begin{aligned}
P_o &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_d^2 (2 - 2\cos n\pi)^2 R}{2\pi^2 n^2 Z_n^2} \\
&= \frac{V_d^2 R}{Z_o^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2 - 2\cos n\pi)^2}{2\pi^2 n^2 \left[\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{n\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{n\omega_s} \right)^2 \right]}
\end{aligned}
\tag{3.3}
$$

และค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทที่เปลี่ยนแปลงตามค่าความถี่สวิทชิ่งและ Q ของวงจรเรโซแนนท์สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$
\frac{P_o}{\left[V_d^2 R / Z_o^2 \right]} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{(2 - 2\cos n\pi)^2}{2\pi^2 n^2 \left[\frac{1}{Q^2} + \left(\frac{n\omega_s}{\omega_o} - \frac{\omega_o}{n\omega_s} \right)^2 \right]}
\tag{3.4}
$$

เมื่อกำหนดให้ $Q = 3$ สามารถพล็อตกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทในสมการ (3.4) เทียบกับอัตราส่วนความถี่สวิทชิ่งต่อความถี่เรแนนท์

(f_s/f_0) ในย่านการควบคุมความถี่สวิทชิ่งจาก 1 ถึง 1.8 เท่าของความถี่เรโซแนนท์ได้ดังรูปที่ 3.6

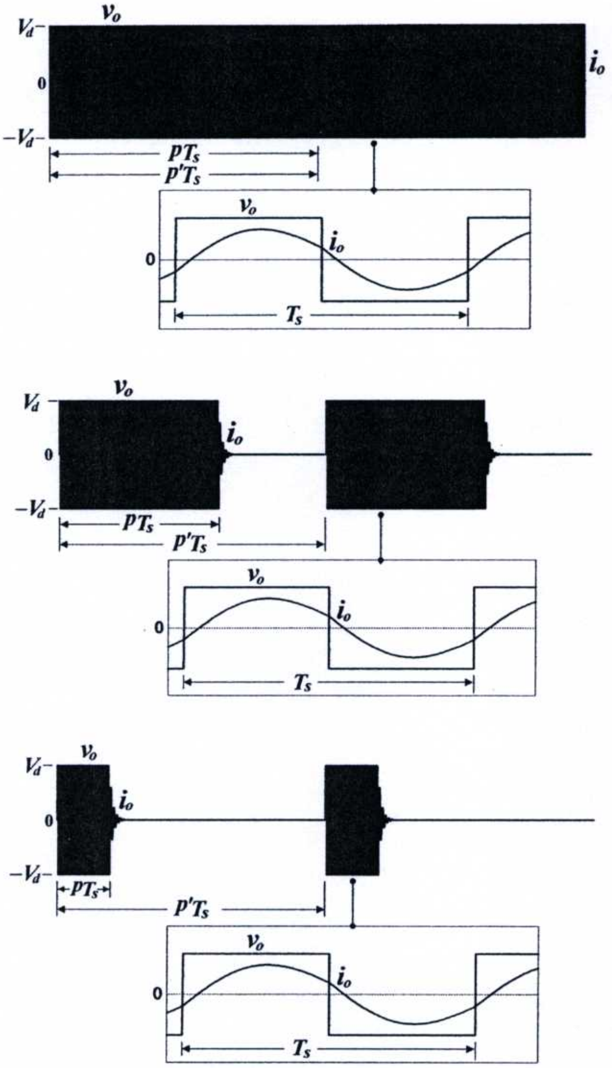


รูปที่ 3.6 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท $\left(P_o/\left[V_d^2 R/Z_0^2\right]\right)$ และอัตราส่วนความถี่สวิทชิ่งต่อความถี่เรโซแนนท์ (f_s/f_0)

3.3.2 การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการควบคุมจำนวนพัลซ์ (PDM)

การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการควบคุมจำนวนพัลซ์ (Pulse Density Modulation : PDM) [35],[36] ทำได้โดยการปรับลดจำนวนไซเคิลเต็มของคลื่นแรงดันเอาท์พุทในลักษณะสแควร์ในขณะที่อินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิทชิ่งคงที่ที่ค่าสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ของวงจร โดยหลักการนี้จะควบคุมให้อินเวอร์เตอร์จ่ายแรงดันในลักษณะคลื่นสแควร์ให้กับโหลดเพียง p พัลซ์จากจำนวนคลื่นสแควร์ทั้งหมด p' พัลซ์ซึ่งจะทำให้กำลังไฟฟ้าเอาท์พุทแปรผันตามอัตราส่วนจำนวนพัลซ์ p/p' นี้ ถ้ากำหนดให้ p' เท่ากับ 100 พัลซ์ สามารถแสดงลักษณะคลื่นของแรงดันเอาท์พุท (v_o) และกระแสเอาท์พุท (i_o) เมื่ออัตราส่วนจำนวนพัลซ์ p/p' เท่ากับ 100/100 = 1, 60/100 = 0.6 และ 20/100 = 0.2 ได้ดังรูปที่ 3.7(ก), 3.7(ข) และ 3.7(ค) ตามลำดับ

เนื่องจากคลื่นแรงดันเอาท์พุทในลักษณะสแควร์ (v_o) และกระแสเอาท์พุทใกล้เคียงไซน์ (i_o) ในแต่ละไซเคิลของการสวิทช์ (T_s) ทั้งหมด p พัลซ์ดังที่แสดงในรูปที่ 3.7 สามารถแสดงสมการของแรงดันและกระแสเอาท์พุทเหล่านี้ได้ดังสมการ (3.1) และ (3.2) เช่นเดียวกับกรณีของคลื่นที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการควบคุมความถี่สวิทชิ่ง ดังนั้นในการคำนวณหาค่ากำลังไฟฟ้าเอาท์พุทที่ค่าอัตราส่วนจำนวนพัลซ์ p/p' ใด ๆ จึงสามารถทำได้โดยการนำกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทในสมการ (3.3) หรือค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทในสมการ (3.4) คูณด้วยอัตราส่วนจำนวนพัลซ์ p/p' และเมื่อกำหนดให้ $Q = 3$ และอัตราส่วนความถี่สวิทชิ่งต่อความถี่เรโซแนนท์ $f/f_0 = 1.05$ สามารถพล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทและอัตราส่วนจำนวนพัลซ์ p/p' แสดงได้ดังรูปที่ 3.8



(ก) อัตราส่วนจำนวนพัลซ์ :

$$\frac{p}{p'} = \frac{100}{100} = 1$$

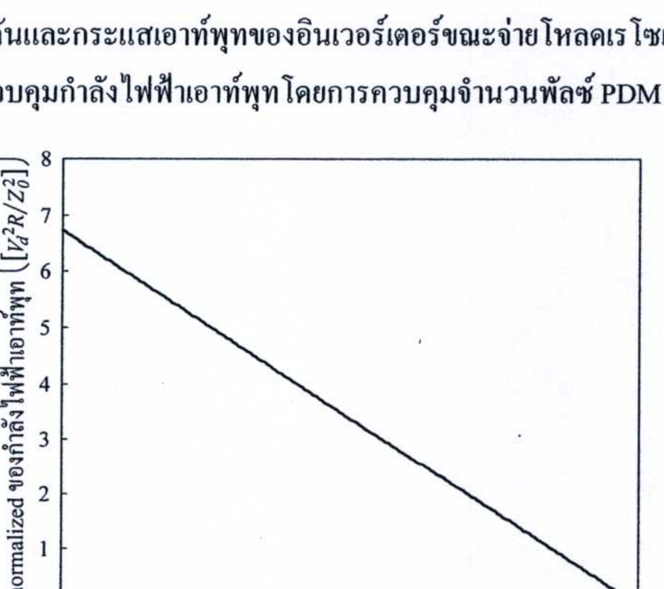
(ข) อัตราส่วนจำนวนพัลซ์ :

$$\frac{p}{p'} = \frac{60}{100} = 0.6$$

(ค) อัตราส่วนจำนวนพัลซ์ :

$$\frac{p}{p'} = \frac{20}{100} = 0.2$$

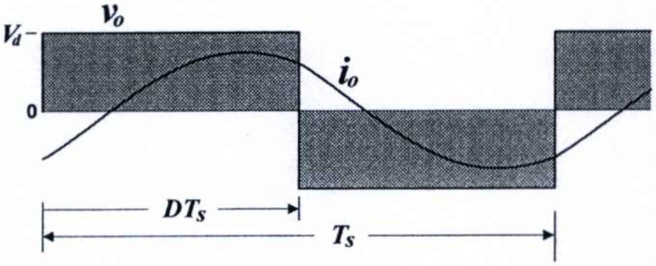
รูปที่ 3.7 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรม ที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท โดยการควบคุมจำนวนพัลซ์ PDM



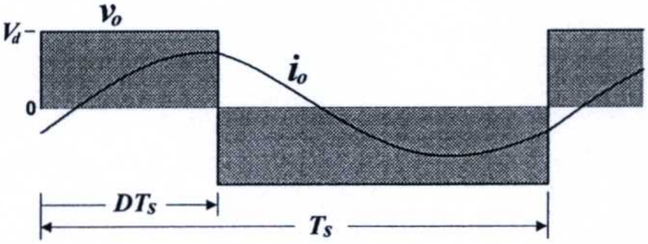
รูปที่ 3.8 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท $\left(P_o / \left[V_d^2 R / Z_0^2\right]\right)$ และอัตราส่วนจำนวนพัลซ์ p/p'

3.3.3 การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการควบคุมดิวตี้ไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุท

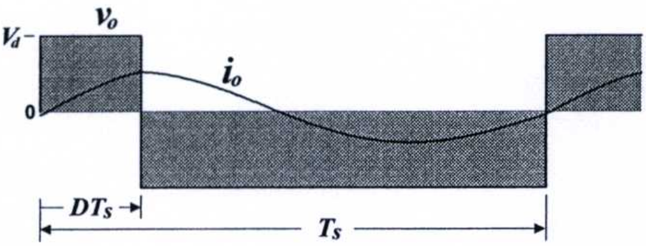
การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการควบคุมดิวตี้ไซเคิล (D) ของคลื่นแรงดันเอาท์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ [21],[33],[38] ในรูปที่ 3.1 ทำได้โดยการควบคุมให้คู่สวิทช์ S_1 และ S_2' นำกระแสในช่วงเวลา DT_s ($v_o = +V_d$) และคู่สวิทช์ S_2 และ S_1' นำกระแสเป็นช่วงเวลา $(1-D)T_s$ ($v_o = -V_d$) โดยที่ค่าดิวตี้ไซเคิลนี้จะถูกควบคุมให้อยู่ในย่านจาก 0.5 ถึง 0 ซึ่งจะทำให้องค์ประกอบเอซีของแรงดันเอาท์พุทเปลี่ยนแปลงจากค่าสูงสุดถึงศูนย์และส่งผลทำให้สามารถควบคุมค่ากำลังไฟฟ้าเอาท์พุทได้จากค่าสูงสุดถึงศูนย์ ลักษณะคลื่นของแรงดันเอาท์พุท (v_o) และกระแสเอาท์พุท (i_o) เมื่อค่าดิวตี้ไซเคิลเท่ากับ 0.5, 0.35 และ 0.2 สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.9(ก), 3.9(ข) และ 3.9(ค) ตามลำดับ



(ก) ดิวตี้ไซเคิล (D) = 0.5



(ข) ดิวตี้ไซเคิล (D) = 0.35



(ค) ดิวตี้ไซเคิล (D) = 0.2

รูปที่ 3.9 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการควบคุมดิวตี้ไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุท

คลื่นแรงดันเอาท์พุท (v_o) และกระแสเอาท์พุท (i_o) ของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการควบคุมดิวตี้ไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทในย่านจาก 0.5 ถึง 0 ดังแสดงในรูปที่ 3.9 เมื่อทำการวิเคราะห์ฟูเรียร์ของคลื่นเหล่านี้สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$v_o = (2D-1)V_d + \frac{V_d}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}[(2\sin 2n\pi D)\cos n\omega_s t + (2-2\cos 2n\pi D)\sin n\omega_s t] \quad (3.5)$$

และ

$$i_o = \frac{V_d}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{nZ_n}[(2\sin 2n\pi D)\cos(n\omega_s t-\theta_n)+(2-2\cos 2n\pi D)\sin(n\omega_s t-\theta_n)] \quad (3.6)$$

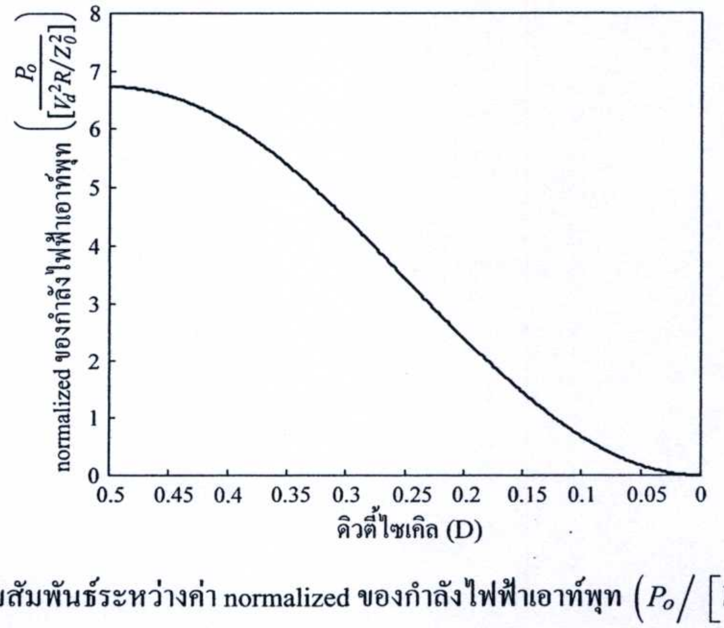
จากกระแสเอาท์พุทในสมการ (3.6) นำไปสู่การคำนวณหากำลังไฟฟ้าเอาท์พุทได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} P_o &= \sum_{n=1}^{\infty}\frac{V_d^2 R\left[(2\sin 2n\pi D)^2+(2-2\cos 2n\pi D)^2\right]}{2\pi^2 n^2 Z_n^2} \\ &= \frac{V_d^2 R}{Z_o^2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{(2\sin 2n\pi D)^2+(2-2\cos 2n\pi D)^2}{2\pi^2 n^2\left[\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{n\omega_s}{\omega_o}-\frac{\omega_o}{n\omega_s}\right)^2\right]} \end{aligned} \quad (3.7)$$

และคำนวณค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทที่เปลี่ยนแปลงตามค่าดิวตี้ไซเคิลของแรงดันเอาท์พุทและค่า Q ของวงจรเรโซแนนท์ได้จากสมการ

$$\frac{P_o}{\left[V_d^2 R/Z_o^2\right]} = \sum_{n=1}^{\infty}\frac{(2\sin 2n\pi D)^2+(2-2\cos 2n\pi D)^2}{2\pi^2 n^2\left[\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{n\omega_s}{\omega_o}-\frac{\omega_o}{n\omega_s}\right)^2\right]} \quad (3.8)$$

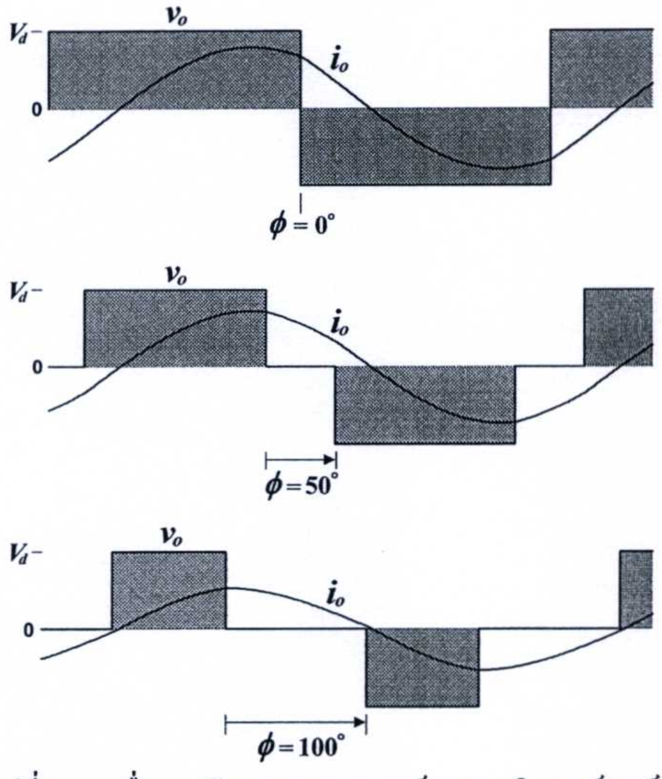
เมื่อกำหนดให้ $Q=3$ และอัตราส่วนความถี่สวิทชิ่งต่อความถี่เรโซแนนท์ $f/f_0=1.05$ สามารถพล็อตกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทในสมการ (3.8) เทียบกับค่าดิวตี้ไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทในย่านจาก 0.5 ถึง 0 ได้ดังรูปที่ 3.10



รูปที่ 3.10 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท $\left(P_o/\left[V_d^2 R/Z_0^2\right]\right)$ และค่าดิวตี้ไซเคิล (D)

3.3.4 การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยวิธีควบคุมการเลื่อนเฟสแบบสมมาตร

การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยวิธีควบคุมการเลื่อนเฟสแบบสมมาตรของอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ [17],[18],[25]-[27] ในรูปที่ 3.1 เป็นการปรับลดความกว้างพัลซ์ทั้งในครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบของแรงดันเอาท์พุทด้วยปริมาณที่เท่ากันทำให้ได้คลื่นในลักษณะสมมาตรโดยการเลื่อนเฟสของสัญญาณควบคุมเกทของคู่สวิทช์ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ (S_2 และ S_2') สามารถแสดงลักษณะคลื่นของแรงดันเอาท์พุท (v_o) และกระแสเอาท์พุท (i_o) เมื่อมุมเลื่อนเฟส (ϕ) เท่ากับ $0°$, $50°$ และ $100°$ ได้ดังรูปที่ 3.11(ก), 3.11(ข) และ 3.11(ค) ตามลำดับ



(ก) มุมเลื่อนเฟส (ϕ) = $0°$

(ข) มุมเลื่อนเฟส (ϕ) = $50°$

(ค) มุมเลื่อนเฟส (ϕ) = $100°$

รูปที่ 3.11 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยวิธีควบคุมการเลื่อนเฟสแบบสมมาตร

คลื่นแรงดันเอาท์พุทในลักษณะสเต็ป (v_o) และกระแสเอาท์พุทลักษณะใกล้เคียงไซน์ (i_o) ของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยวิธีควบคุมการเลื่อนเฟสแบบสมมาตรดังแสดงในรูปที่ 3.11 เมื่อทำการวิเคราะห์ฟูเรียร์ของคลื่นเหล่านี้สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$v_o = \frac{2V_d}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}\left[(1-\cos n\pi)\cos\frac{n\phi}{2}\right]\sin n\omega_s t \tag{3.9}$$

และ

$$i_o = \frac{2V_d}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{nZ_n}\left[(1-\cos n\pi)\cos\frac{n\phi}{2}\right]\sin(n\omega_s t-\theta_n) \tag{3.10}$$

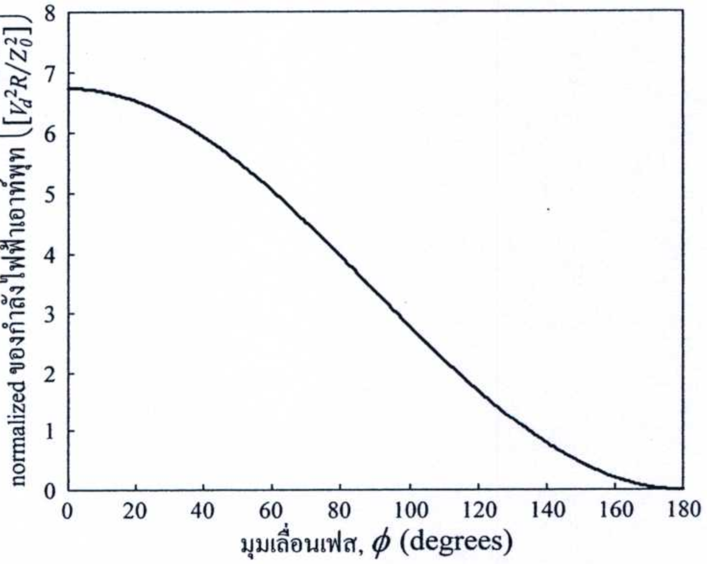
จากกระแสเอาท์พุทในสมการ (3.10) นำไปสู่การคำนวณหากำลังไฟฟ้าเอาท์พุทได้ดังสมการ

$$P_o = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2V_d^2\left[(1-\cos n\pi)\cos\frac{n\phi}{2}\right]^2 R}{\pi^2 n^2 Z_n^2}$$
$$= \frac{V_d^2 R}{Z_o^2}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{2\left[(1-\cos n\pi)\cos\frac{n\phi}{2}\right]^2}{\pi^2 n^2\left[\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{n\omega_s}{\omega_o}-\frac{\omega_o}{n\omega_s}\right)^2\right]} \quad (3.11)$$

และคำนวณค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทที่เปลี่ยนแปลงตามค่ามุมเลื่อนเฟสและค่า Q ของวงจรเรโซแนนท์ได้จากสมการ

$$\frac{P_o}{\left[V_d^2 R/Z_o^2\right]} = \sum_{n=1}^{\infty}\frac{2\left[(1-\cos n\pi)\cos\frac{n\phi}{2}\right]^2}{\pi^2 n^2\left[\frac{1}{Q^2}+\left(\frac{n\omega_s}{\omega_o}-\frac{\omega_o}{n\omega_s}\right)^2\right]} \quad (3.12)$$

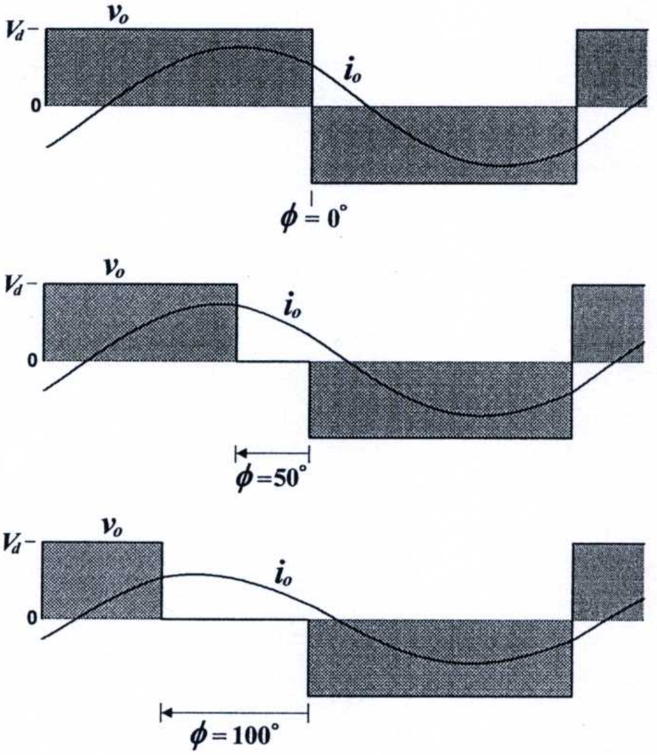
เมื่อกำหนดให้ $Q=3$ และอัตราส่วนความถี่สวิทชิ่งต่อความถี่เรโซแนนท์ $f/f_0 = 1.05$ สามารถพล็อตกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทในสมการ (3.12) เทียบกับค่ามุมเลื่อนเฟสในย่านจาก 0° ถึง 180° ได้ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.12 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท $\left(P_o/\left[V_d^2R/Z_0^2\right]\right)$ และมุมเลื่อนเฟส (ϕ) สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบสมมาตร

3.3.5 การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยวิธีควบคุมการเลื่อนเฟสแบบไม่สมมาตร

การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยวิธีควบคุมการเลื่อนเฟสแบบไม่สมมาตรของอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ [21],[22] ในรูปที่ 3.1 เป็นการปรับลดความกว้างพัลซ์ของคลื่นแรงดันเอาท์พุทเฉพาะในครึ่งไซเคิลบวกในขณะที่ความกว้างพัลซ์ในครึ่งไซเคิลลบมีค่าคงที่ทำให้ได้คลื่นในลักษณะไม่สมมาตร สามารถแสดงลักษณะคลื่นของแรงดันเอาท์พุท (v_o) และกระแสเอาท์พุท (i_o) เมื่อมุมเลื่อนเฟส (ϕ) เท่ากับ 0°, 50° และ 100° ได้ดังรูปที่ 3.13(ก), 3.13(ข) และ 3.13(ค) ตามลำดับ



(ก) มุมเลื่อนเฟส (ϕ) = 0°

(ข) มุมเลื่อนเฟส (ϕ) = 50°

(ค) มุมเลื่อนเฟส (ϕ) = 100°

รูปที่ 3.13 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยวิธีควบคุมการเลื่อนเฟสแบบไม่สมมาตร

คลื่นแรงดันเอาท์พุทแบบไม่สมมาตร (v_o) และกระแสเอาท์พุทใกล้เคียงไซน์ (i_o) ของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยโดยวิธีควบคุมการเลื่อนเฟสแบบไม่สมมาตร ดังแสดงในรูปที่ 3.13 เมื่อทำการวิเคราะห์ฟูเรียร์ของคลื่นเหล่านี้สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$v_o = -\frac{\phi V_d}{2\pi} + \frac{V_d}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{n}[\sin n(\pi-\phi)\cos n\omega_s t + (2-\cos n(\pi-\phi)-\cos n\pi)\sin n\omega_s t] \quad (3.13)$$

และ

$$i_o = \frac{V_d}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{nZ_n}[\sin n(\pi-\phi)\cos(n\omega_s t-\theta_n) + (2-\cos n(\pi-\phi)-\cos n\pi)\sin(n\omega_s t-\theta_n)] \quad (3.14)$$

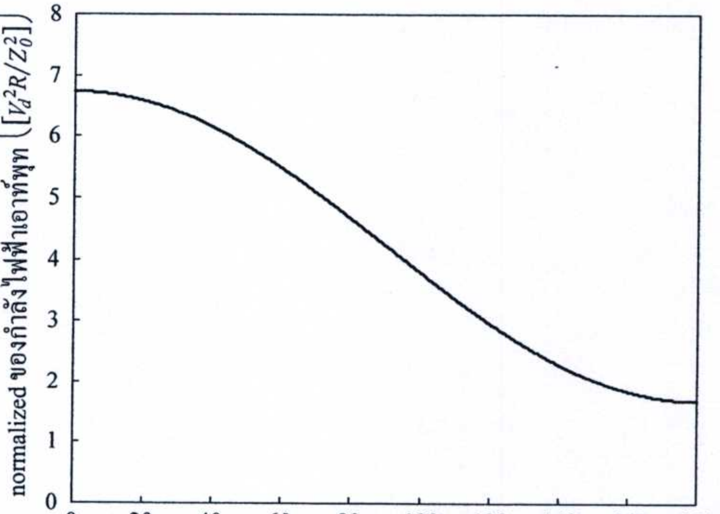
จากกระแสเอาท์พุทในสมการ (3.14) นำไปสู่การคำนวณหากำลังไฟฟ้าเอาท์พุทได้ดังสมการ

$$
\begin{aligned}
P_o &= \sum_{n=1}^{\infty} \frac{V_d^2 R[\sin n(\pi-\phi)]^2 + [(2-\cos n(\pi-\phi)-\cos n\pi)]^2}{2\pi^2 n^2 Z_n^2} \\
&= \frac{V_d^2 R}{Z_o^2} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{[\sin n(\pi-\phi)]^2 + [(2-\cos n(\pi-\phi)-\cos n\pi)]^2}{2\pi^2 n^2 \left[\dfrac{1}{Q^2} + \left(\dfrac{n\omega_s}{\omega_o} - \dfrac{\omega_o}{n\omega_s}\right)^2\right]}
\end{aligned} \tag{3.15}
$$

และคำนวณค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทที่เปลี่ยนแปลงตามค่ามุมเลื่อนเฟสและค่า Q ของวงจรเรโซแนนท์ได้จากสมการ

$$
\frac{P_o}{\left[V_d^2 R / Z_o^2\right]} = \sum_{n=1}^{\infty} \frac{[\sin n(\pi-\phi)]^2 + [(2-\cos n(\pi-\phi)-\cos n\pi)]^2}{2\pi^2 n^2 \left[\dfrac{1}{Q^2} + \left(\dfrac{n\omega_s}{\omega_o} - \dfrac{\omega_o}{n\omega_s}\right)^2\right]} \tag{3.16}
$$

เมื่อกำหนดให้ $Q = 3$ และอัตราส่วนความถี่สวิทชิ่งต่อความถี่เรโซแนนท์ $f/f_0 = 1.05$ สามารถพล็อตกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทในสมการ (3.16) เทียบกับค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ) ในย่านจาก 0° ถึง 180° ได้ดังรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 ความสัมพันธ์ระหว่างค่า normalized ของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท $\left(P_o / \left[V_d^2 R / Z_0^2\right]\right)$ และมุมเลื่อนเฟส (ϕ) สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบไม่สมมาตร

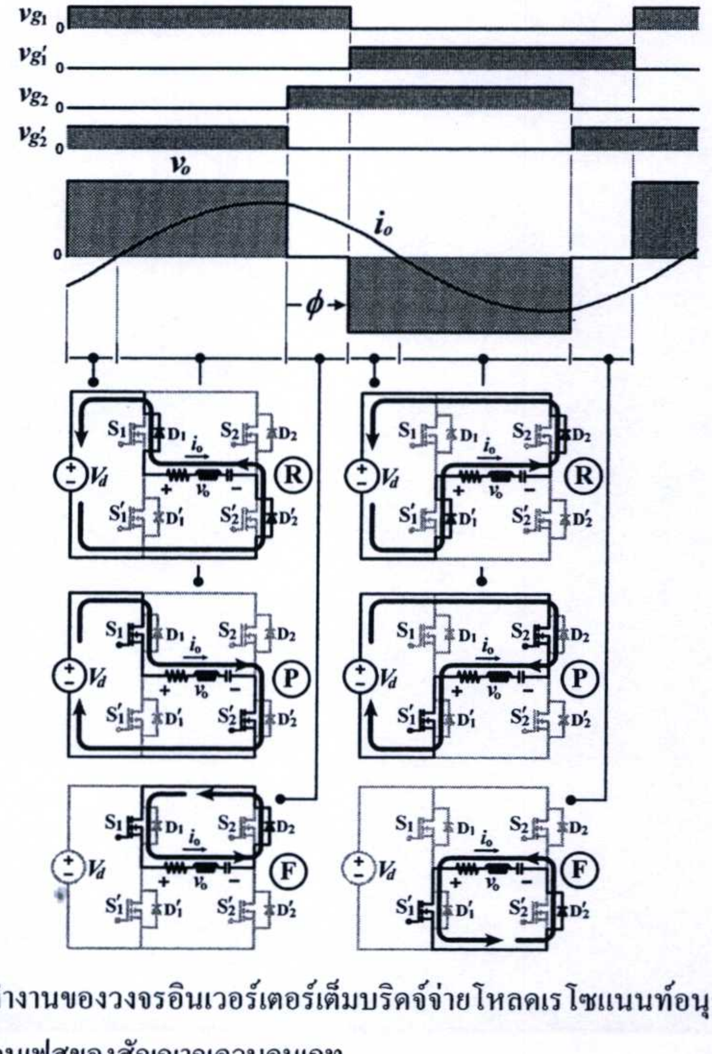
3.4 หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่มีการควบคุมแบบเลื่อนเฟส

การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยวิธีควบคุมการเลื่อนเฟสแบบสมมาตรซึ่งต่อไปนี้จะเรียกว่าการควบคุมแบบเลื่อนเฟสที่กล่าวไว้ในหัวข้อที่ 3.3.4 เป็นเพียงการพิจารณาคลื่นแรงดัน

และกระแสเอาท์พุทเพื่อหาลักษณะการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทเทียบกับค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ) ที่ปรับเปลี่ยนไป ส่วนในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบเลื่อนเฟสในกรณีที่ยังไม่คิดผลของตัวเก็บประจุเอาท์พุท (C_{oss}) ของสวิทช์มอสเฟทและเมื่อคิดผลของตัวเก็บประจุเอาท์พุทนี้แล้วจะส่งผลต่อโหมดการทำงานและย่านการปรับมุมเลื่อนเฟสอย่างไร

3.4.1 โหมดการทำงานในกรณีที่ไม่คิดผลของตัวเก็บประจุเอาท์พุท (C_{oss}) ของสวิทช์มอสเฟท

สัญญาณควบคุมเกทของสวิทช์มอสเฟท v_{g1} , $v_{g1'}$, v_{g2} และ $v_{g2'}$ ดังแสดงในรูปที่ 3.15 เป็นการเลื่อนเฟสของสัญญาณ v_{g2} และ $v_{g2'}$ จากจุดเริ่มต้นไปเป็นมุมเท่ากับ ϕ โดยที่จุดเริ่มต้นคือจุดที่สัญญาณ v_{g1} มีเฟสตรงกันกับ $v_{g2'}$ และสัญญาณ $v_{g1'}$ มีเฟสตรงกันกับ v_{g2} การเลื่อนเฟสของสัญญาณควบคุมเกทดังกล่าวทำให้ได้คลื่นแรงดันเอาท์พุท (v_o) ในลักษณะสเต็ปดังแสดงในรูปที่ 3.15 และมีโหมดการทำงานในครึ่งไซเคิลของแรงดันเอาท์พุททั้งหมด 3 โหมดดังนี้



รูปที่ 3.15 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมควบคุมด้วยการเลื่อนเฟสของสัญญาณควบคุมเกท

(1) โหมดรีเจนเนอเรทีฟ (R) เป็นโหมดที่มีการขนถ่ายกำลังไฟฟ้ากลับจากโหลดผ่านอินเวอร์เตอร์คืนไปยังแหล่งจ่ายดีซี โดยการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ในโหมดนี้ไดโอด D_1 และ D'_2 จะนำกระแสสำหรับครึ่งไซเคิลบวกของแรงดันเอาท์พุทและไดโอด D_2 และ D'_1 จะนำกระแสสำหรับครึ่งไซเคิลลบของแรงดันเอาท์พุท

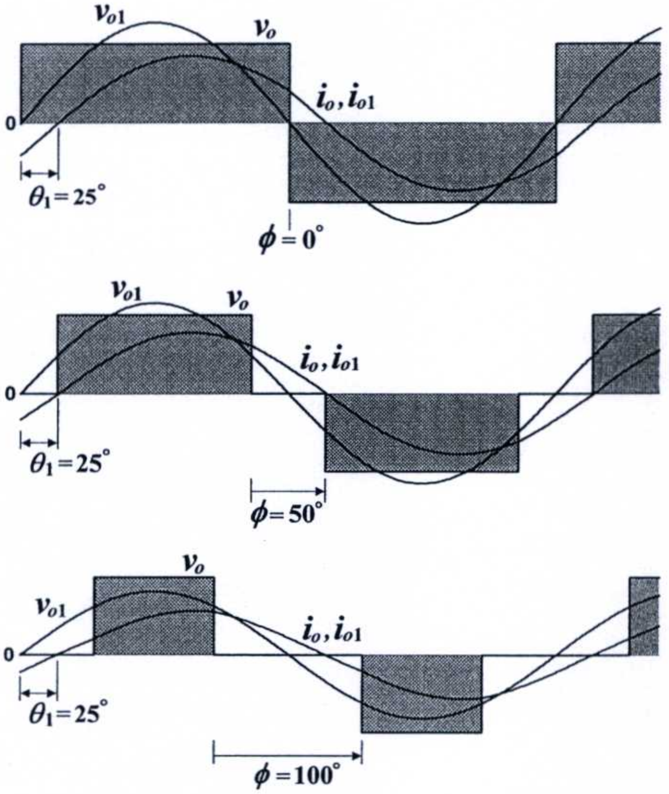
(2) โหมดเพาเวอร์ริ่ง (P) เป็นโหมดที่มีการขนถ่ายกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายดีซีผ่านอินเวอร์เตอร์ไปยังโหลดด้านเอาท์พุท โดยการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ในโหมดนี้สวิทช์มอสเฟท S_1 และ S'_2 จะนำกระแสสำหรับครึ่งไซเคิลบวกของแรงดันเอาท์พุทและสวิทช์มอสเฟท S_2 และ S'_1 จะนำกระแสสำหรับครึ่งไซเคิลลบของแรงดันเอาท์พุท

(3) โหมดฟรีวีลลิ่ง (F) เป็นโหมดที่ไม่มีการขนถ่ายกำลังไฟฟ้าระหว่างแหล่งจ่ายดีซีและโหลด โดยการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ในโหมดนี้สวิทช์มอสเฟท S_1 และไดโอด D_2 จะนำกระแสสำหรับครึ่งไซเคิลบวกของแรงดันเอาท์พุทและสวิทช์มอสเฟท S'_1 และไดโอด D'_2 จะนำกระแสสำหรับครึ่งไซเคิลลบของแรงดันเอาท์พุททำให้โหลดถูกลัดวงจรทำให้ได้แรงดันเอาท์พุทเป็นศูนย์

3.4.2 ความถี่ในการสวิทช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) กรณีที่ไม่คิดผลของตัวเก็บประจุเอาท์พุท (C_{oss}) ของสวิทช์มอสเฟท

โดยหลักการแล้วการเริ่มนำกระแสของสวิทช์มอสเฟทในวงจรอินเวอร์เตอร์จะอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ก็ต่อเมื่อไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับสวิทช์มอสเฟทตัวนั้นนำกระแสในลำดับก่อนแล้วเปลี่ยนถ่ายการนำกระแสมายังสวิทช์มอสเฟท [18] ซึ่งการที่จะมีลำดับการนำกระแสเช่นนี้ได้ก็ต่อเมื่อขอบหน้าของคลื่นแรงดันเอาท์พุทจะต้องนำหน้าคลื่นกระแสเอาท์พุทเสมอ สำหรับการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบเลื่อนเฟสในขณะที่ปรับเพิ่มมุมเลื่อนเฟสจะทำให้ช่วงเวลาของโหมดฟรีวีลลิ่งยาวขึ้นและทำให้ขอบหน้าของคลื่นแรงดันเอาท์พุท (v_o) ล้าหลังองค์ประกอบหลักมูล (v_{o1}) มากขึ้นซึ่งมีค่าเท่ากับ $\phi/2$ และถ้าความถี่สวิทชิ่งมีค่าคงที่ในย่านที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์จะทำให้คลื่นกระแสเอาท์พุทล้าหลังองค์ประกอบหลักมูลของแรงดันเอาท์พุทเป็นมุมคงที่เท่ากับ θ_1 เมื่อปรับเพิ่มมุมเลื่อนเฟสให้มีค่ามากขึ้นเรื่อย ๆ ก็จะทำให้ขอบหน้าของคลื่นแรงดันเอาท์พุทล้าหลังคลื่นกระแสเอาท์พุท ส่งผลทำให้การเริ่มนำกระแสของสวิทช์มอสเฟทอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ตัวอย่างการปรับเพิ่มมุมเลื่อนเฟสจาก 0° ไปเป็น 50° และ 100° สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 3.16(ก), 3.16(ข) และ 3.16(ค) ตามลำดับ โดยกำหนดให้ความถี่สวิทชิ่งคงที่ทำให้มุม θ_1 คงที่เท่ากับ 25° จะเห็นว่าเมื่อมุมเลื่อนเฟสเท่ากับ 100° จะทำให้ขอบหน้าของคลื่นแรงดันเอาท์พุทล้าหลังคลื่นกระแสเอาท์พุทส่งผลให้การเริ่มนำกระแสของสวิทช์มอสเฟทอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ดังนั้นเพื่อป้องกันไม่ให้ขอบหน้าของคลื่นแรงดันเอาท์พุทล้าหลังคลื่นกระแสเอาท์พุทขณะที่มีการปรับเพิ่มมุมเลื่อนเฟสจะต้องปรับเพิ่มความถี่สวิทชิ่งขึ้น

ตาม ทั้งนี้เพื่อให้การเริ่มนำกระแสของสวิทช์มอสเฟทอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ตลอดย่านการปรับมุมเลื่อนเฟส



(ก) $\phi = 0^\circ$, $\theta_1 = 25^\circ$ และ วงจรทำงานภายใต้สภาวะ ZVS

(ข) $\phi = 50^\circ$, $\theta_1 = 25^\circ$ และ วงจรทำงานภายใต้สภาวะ Critical-ZVS

(ค) $\phi = 100^\circ$, $\theta_1 = 25^\circ$ และ วงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

รูปที่ 3.16 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทเมื่อปรับค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ) เท่ากับ 0°, 50° และ 100° ในขณะที่ไม่มีการปรับเพิ่มความถี่สวิทชิ่ง

จุดแบ่งแดนระหว่างย่านการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS จะเรียกว่าจุด Critical-ZVS ดังแสดงในรูปที่ 3.16(ข) ซึ่งเป็นจุดที่ $\phi/2 = \theta_1$ พอดี และสามารถคำนวณหาค่าความถี่สวิทชิ่งที่จุดวิกฤติได้ดังนี้

$$\frac{\omega_{s,c} L - (1/\omega_{s,c} C)}{R} = \tan\left(\frac{\phi}{2}\right) \tag{3.17}$$

หรือ

$$Q\left(\frac{\omega_{s,c}}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_{s,c}}\right) = \tan\left(\frac{\phi}{2}\right) \tag{3.18}$$

โดยที่ $\omega_{s,c}$ คือค่าความถี่สวิทชิ่งเชิงมุมวิกฤติซึ่งมีค่าเท่ากับ $2\pi f_{s,c}$ จึงสามารถแสดงสมการ (3.18) ใหม่ได้ดังสมการ

$$Q\left(\frac{f_{s,c}}{f_0} - \frac{f_0}{f_{s,c}}\right) = \tan\left(\frac{\phi}{2}\right) \tag{3.19}$$

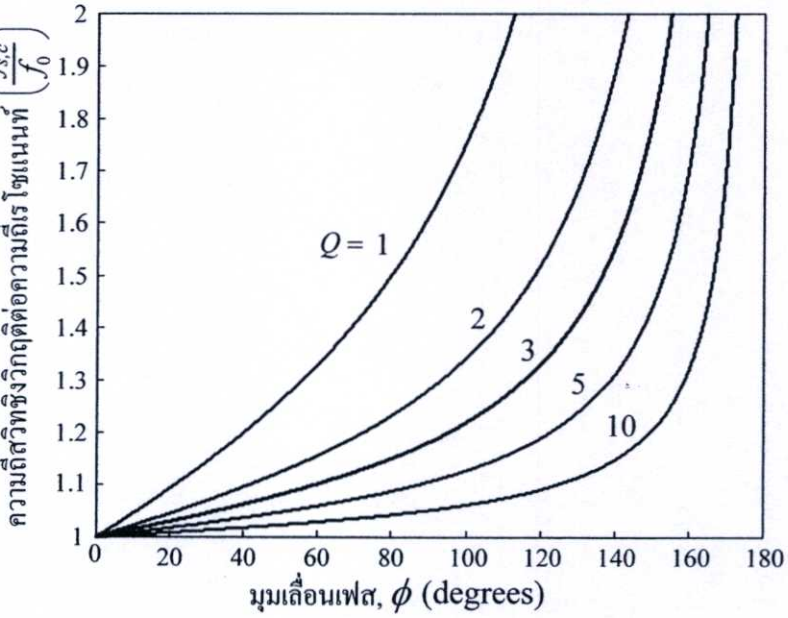
จากสมการ (3.19) สามารถหาค่าความถี่สวิทชิ่งวิกฤติ ($f_{s,c}$) นี้ได้ดังสมการ

$$f_{s,c} = f_0 \frac{\tan(\phi/2)}{2Q} + f_0 \sqrt{1+\left[\frac{\tan(\phi/2)}{2Q}\right]^2} \tag{3.20}$$

หรือ

$$\frac{f_{s,c}}{f_0} = \frac{\tan(\phi/2)}{2Q} + \sqrt{1+\left[\frac{\tan(\phi/2)}{2Q}\right]^2} \tag{3.21}$$

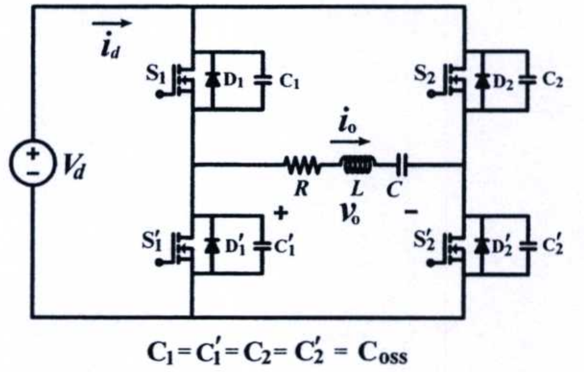
สามารถพล็อตกราฟแสดงการเปลี่ยนแปลงของค่าอัตราส่วนความถี่สวิทชิ่งวิกฤติต่อความถี่เรโซแนนท์ ($f_{s,c}/f_0$) ในสมการ (3.21) เทียบกับค่ามุมเลื่อนเฟส(ϕ) ในย่าน 0° ถึง 180° ที่ค่า Q ต่าง ๆ ได้ดังรูปที่ 3.17 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าเมื่อทำการปรับเพิ่มค่ามุมเลื่อนเฟสจะต้องปรับค่าความถี่สวิทชิ่งเพิ่มขึ้นตามอย่างน้อยที่สุดเท่ากับความถี่สวิทชิ่งวิกฤติเพื่อให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์ยังคงอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ตลอดย่านการควบคุมมุมเลื่อนเฟส



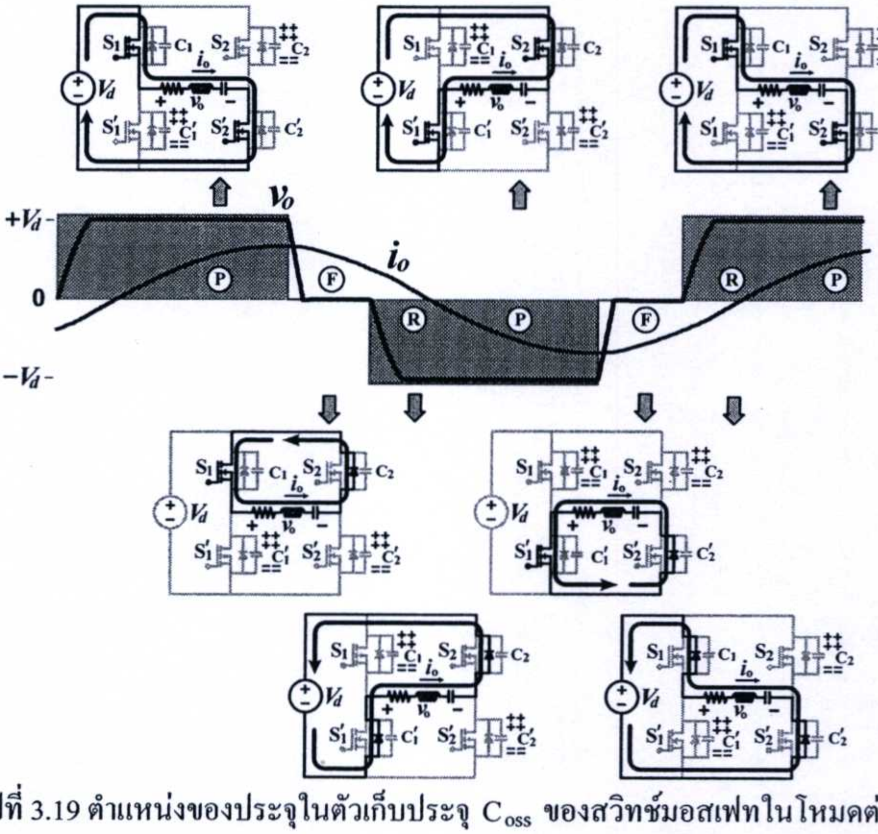
รูปที่ 3.17 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราส่วนความถี่สวิทชิ่งวิกฤติต่อความถี่เรโซแนนท์ ($f_{s,c}/f_0$) และมุมเลื่อนเฟส (ϕ)

3.4.3 ผลของตัวเก็บประจุเอาท์พุท (C_{oss}) ของสวิทช์มอสเฟทที่มีต่อการควบคุมแบบเลื่อนเฟส

อินเวอร์เตอร์ที่ใช้เพาเวอร์มอสเฟทเป็นอุปกรณ์สวิทช์จะพบว่ามีตัวเก็บประจุเอาท์พุท (C_{oss}) ต่อระหว่างเดรน-ซอร์ส ดังแสดงในรูปที่ 3.18 โดยที่ $C_1 = C_1' = C_2 = C_2' = C_{oss}$ ซึ่งขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเหล่านี้จะส่งผลกระทบต่อการทำงานของสวิทช์มอสเฟทในวงจรอินเวอร์เตอร์



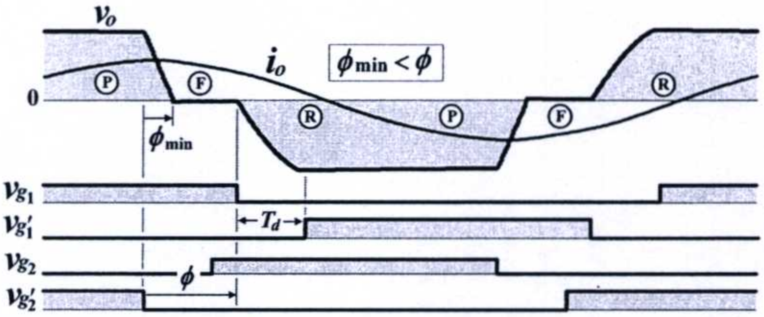
รูปที่ 3.18 วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่คิดผลของ C_{oss} ของสวิทช์มอสเฟท



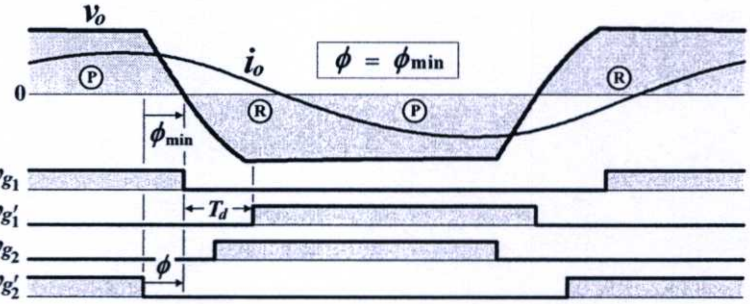
รูปที่ 3.19 ตำแหน่งของประจุในตัวเก็บประจุ C_{oss} ของสวิทช์มอสเฟทในโหมดต่าง ๆ

การทำงานวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมควบคุมแบบเลื่อนเฟส เมื่อคิดผลของ C_{oss} ของสวิทช์มอสเฟทสามารถแสดงได้ดังในรูปที่ 3.19 เมื่อพิจารณาในครึ่งไซเคิลบวกของกระแสเอาท์พุท (i_o) จะมีลำดับโหมดการทำงานของวงจรคือโหมดเพาเวอริ่ง (P) ฟรีวีลลิ่ง (F) และรีเจนเนอเรทีฟ (R) ซึ่งจะพบว่าขณะวงจรทำงานในโหมดเพาเวอริ่งจะทำให้ตัวเก็บประจุ C_1' และ C_2 ถูกชาร์จจนเต็มมีแรงดันคร่อมเท่ากับ V_d ในขณะที่โหมดฟรีวีลลิ่งจะทำให้ตัวเก็บประจุ C_1' และ C_2' ถูกชาร์จจนเต็มและในโหมดรีเจนเนอเรทีฟจะทำให้ตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2' ถูกชาร์จจนเต็ม แสดงว่าในระหว่างการเปลี่ยนโหมดจากโหมดเพาเวอริ่งไปยังโหมดฟรีวีลลิ่งจะต้องมีการขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C_2' และในระหว่างการเปลี่ยนโหมดจาก

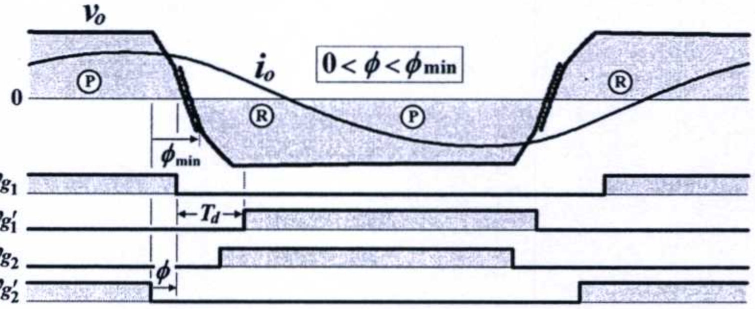
โหมดฟรีวีลลิ่งไปยังโหมดรีเจนเนอเรทีฟจะต้องมีการขนถ่ายประจุจาก C_1' ไปยัง C_1 ส่วนในครึ่งไซเคิลลบของกระแสเอาท์พุท i_o ก็จะมีการขนถ่ายประจุเกิดขึ้นในระหว่างการเปลี่ยนโหมดการทำงานจากโหมดเพาเวอริ่งไปยังโหมดฟรีวีลลิ่งและจากโหมดฟรีวีลลิ่งไปยังโหมดรีเจนเนอเรทีฟเช่นเดียวกัน



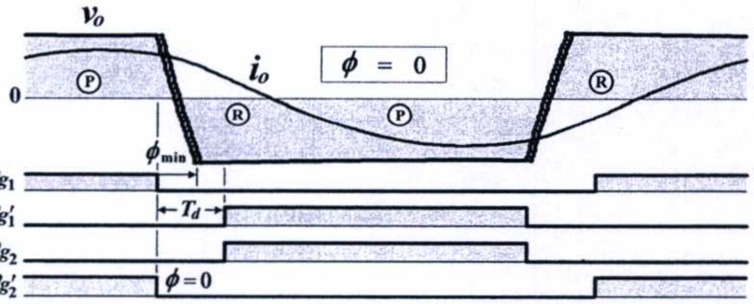
(ก) การเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{\min} < \phi$)



(ข) การเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{\min}$)



(ค) การเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0 < \phi < \phi_{\min}$)



(ง) การเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$)

รูปที่ 3. 20 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o, i_o) พร้อมสัญญาณควบคุมเกทของการเลื่อนเฟสในย่านต่าง ๆ

การขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุในสวิทช์มอสเฟทที่เกิดขึ้นในระหว่างการเปลี่ยนโหมดการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมแบบเลื่อนเฟสดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 3.19 จะมีกลไกการขนถ่ายประจุที่แตกต่างกันในแต่ละย่านของการปรับมุมเลื่อนเฟส เมื่อกำหนดให้ $\phi_{\min}$ คือช่วงมุมที่ใช้ในการขนถ่ายประจุระหว่าง C_2 และ C'_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ จะสามารถแบ่งการทำงานของอินเวอร์เตอร์ได้เป็น 2 ย่านกับอีก 2 จุดที่แตกต่างกัน โดยย่านที่ 1 คือย่านการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปซึ่งมีมุมเลื่อนเฟสอยู่ในย่าน $\phi_{\min} < \phi$ การขนถ่ายประจุจะเกิดขึ้นทีละหนึ่งกิ่งของวงจรไม่พร้อมกัน คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมทั้งสัญญาณควบคุมเกทของการเลื่อนเฟสในย่านนี้แสดงได้ดังรูปที่ 3.20(ก) จุดที่ 1 คือจุดการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อซึ่งมีมุมเลื่อนเฟส $\phi = \phi_{\min}$ การขนถ่ายประจุจะเกิดขึ้นทีละหนึ่งกิ่งของวงจรไม่พร้อมกันแต่เกิดขึ้นในช่วงเวลาช่วงเวลาที่ต่อเนื่องกัน คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมทั้งสัญญาณควบคุมเกทของการเลื่อนเฟสนี้แสดงได้ดังรูปที่ 3.20(ข) ย่านที่ 2 คือย่านการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายซึ่งมีมุมเลื่อนเฟสอยู่ในย่าน $0 < \phi < \phi_{\min}$ การขนถ่ายประจุจะเกิดขึ้นสองลักษณะคือขนถ่ายทีละหนึ่งกิ่งและขนถ่ายพร้อมกันสองกิ่ง คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมทั้งสัญญาณควบคุมเกทของการเลื่อนเฟสในย่านนี้แสดงได้ดังรูปที่ 3.20(ค) และจุดที่ 2 คือจุดการเลื่อนเฟสศูนย์ซึ่งมีมุมเลื่อนเฟส $\phi = 0$ การขนถ่ายประจุจะเกิดขึ้นพร้อมกันทั้งสองกิ่งของวงจร คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมทั้งสัญญาณควบคุมเกทของการเลื่อนเฟสนี้แสดงได้ดังรูปที่ 3.20(ง) โดยที่ค่า $\phi_{\min}$ จะแปรผันตามค่าของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ (C_2, C'_2) และค่าแรงดันดีซีลิงค์ (V_d) แต่จะมีค่าแปรผกผันกับความถี่สวิทชิ่ง(f_s) และขนาดของกระแสเอาท์พุท (i_o) สำหรับการวิเคราะห์โดยละเอียดของการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ในย่านต่างๆ ที่แตกต่างกันเหล่านี้จะแสดงไว้ในบทที่ 4 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ และในบทที่ 5 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายและการเลื่อนเฟสศูนย์

3.5 สรุป

วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมจะมีกลไกการทำงานหรือลำดับการนำกระแสของสวิทช์มอสเฟทและไดโอดที่แตกต่างกันเมื่อปรับความถี่สวิทชิ่งให้อยู่ในย่านที่แตกต่างกันเมื่อเปรียบเทียบกับความถี่เรโซแนนท์และจะส่งผลต่อสภาวะการทำงานของสวิทช์มอสเฟทที่แตกต่างกันด้วย กล่าวคือ เมื่อความถี่สวิทชิ่งต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s < f_0$) จะทำให้การทำงานของสวิทช์มอสเฟทอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS เมื่อความถี่สวิทชิ่งเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ ($f_s = f_0$) จะทำให้การทำงานของสวิทช์มอสเฟทอยู่ภายใต้สภาวะ ZCS แต่การใช้งานโดยทั่วไปความถี่สวิทชิ่งจะไม่เท่ากับความถี่เรโซแนนท์ตลอด และเมื่อความถี่สวิทชิ่งสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s > f_0$) จะทำให้การทำงานของสวิทช์มอสเฟทอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ดังนั้นในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์แบบนี้จะต้องให้อยู่ในย่าน $f_s > f_0$ เสมอ

ในการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมสามารถทำได้หลายวิธีโดยในบทนี้ได้นำเสนอไว้ 5 วิธีซึ่งเป็นวิธีการที่นิยมใช้กันในปัจจุบันได้แก่ (1) การควบคุมความถี่สวิทชิ่ง วิธีการนี้สามารถปรับลดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทได้โดยการปรับเพิ่มความถี่สวิทชิ่งของอินเวอร์เตอร์ในย่านที่สูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ ทั้งนี้เพื่อให้การทำงานของสวิทช์มอสเฟทอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ตลอดย่านการควบคุม การปรับเพิ่มความถี่สวิทชิ่งดังกล่าวนี้จะทำให้ขนาดของกระแสเอาท์พุทลดลงพร้อมทั้งมุมเฟสของกระแสเอาท์พุทจะล้าหลังแรงดันเอาท์พุทมากขึ้นจึงส่งผลทำให้สามารถปรับลดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทลงได้ (2) การควบคุมจำนวนพัลซ์ PDM วิธีการนี้สามารถปรับลดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทได้โดยปรับลดจำนวนไซเคิลเต็มของคลื่นแรงดันเอาท์พุทในลักษณะสแควร์ในขณะที่ความถี่สวิทชิ่งคงที่ที่ค่าสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ (3) การควบคุมดิวตี้ไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุท วิธีการนี้สามารถปรับลดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทได้โดยการปรับลดค่าดิวตี้ไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทในย่านจาก 0.5 ถึง 0 ซึ่งจะทำให้องค์ประกอบเอซีของคลื่นแรงดันเอาท์พุทมีขนาดลดลงและทำให้ขนาดของกระแสเอาท์พุทลดลงด้วยและสามารถทำให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์อยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ได้โดยการควบคุมไม่ให้คลื่นกระแสเอาท์พุทนำหน้าขอบหน้าขอบหน้าของคลื่นแรงดันเอาท์พุทในขณะที่ปรับลดค่าดิวตี้ไซเคิลลงซึ่งทำได้โดยการปรับเพิ่มความถี่สวิทชิ่งขึ้นเล็กน้อย (4) โดยวิธีควบคุมการเลื่อนเฟสแบบสมมาตร วิธีการนี้สามารถปรับลดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทได้โดยการปรับลดความกว้างพัลซ์ของคลื่นแรงดันเอาท์พุททั้งในครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบด้วยอัตราส่วนที่เท่ากันและทำให้ขนาดของกระแสเอาท์พุทลดลงตาม สามารถทำให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์อยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ในขณะที่ปรับเพิ่มค่ามุมเลื่อนเฟสได้โดยการปรับเพิ่มความถี่สวิทชิ่งขึ้นเล็กน้อย และ (5) โดยวิธีควบคุมการเลื่อนเฟสแบบไม่สมมาตร วิธีการนี้สามารถปรับลดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทได้โดยการปรับลดเนื้อที่ของคลื่นแรงดันเอาท์พุทในครึ่งไซเคิลบวกหรือครึ่งไซเคิลลบอย่างใดอย่างหนึ่ง และในขณะที่ปรับลดเนื้อที่ของคลื่นแรงดันเอาท์พุทเพื่อให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์ยังอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ก็ต้องมีการปรับเพิ่มความถี่สวิทชิ่งเช่นเดียวกัน

การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยวิธีควบคุมการเลื่อนเฟสแบบสมมาตรเป็นวิธีการที่จะทำการวิเคราะห์โดยละเอียดในวิทยานิพนธ์นี้ซึ่งต่อไปนี้จะเรียกว่าการควบคุมแบบเลื่อนเฟส เมื่อพิจารณาผลกระทบของตัวเก็บประจุเอาท์พุท (C_{oss}) ต่อการทำงานของอินเวอร์เตอร์จะสามารถแบ่งการทำงานออกได้เป็น 2 ย่านกับอีก 2 จุดที่แตกต่างกันคือ (1) ย่านการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปซึ่งมีมุมเลื่อนเฟสอยู่ในย่าน $\phi_{\min} < \phi$ (2) จุดการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อซึ่งมีมุมเลื่อนเฟส $\phi = \phi_{\min}$ (3) ย่านการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายซึ่งมีมุมเลื่อนเฟสอยู่ในย่าน $0 < \phi < \phi_{\min}$ และ (4) จุดการเลื่อนเฟสศูนย์ซึ่งมีมุมเลื่อนเฟส $\phi = 0$

บทที่ 4

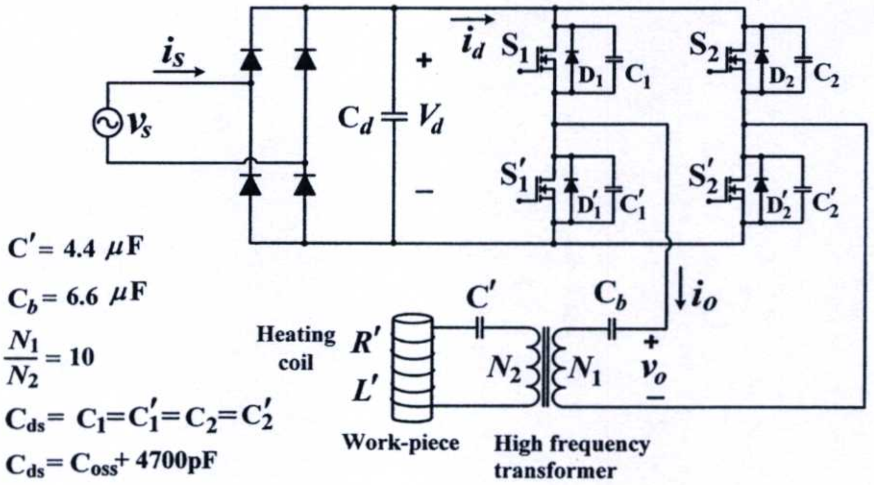
การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS โดยมีการควบคุมการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{\min} < \phi$) และการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{\min}$) เพื่อใช้ในงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

4.1 บทนำ

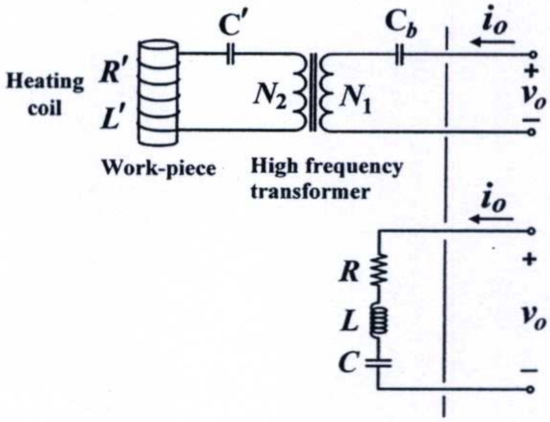
วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ที่มีเพาเวอร์มอสเฟทเป็นอุปกรณ์สวิทช์สำหรับจ่ายโหลดที่มีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่นำเสนอในวิทยานิพนธ์นี้แสดงได้ดังรูปที่ 4.1(ก) ขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงานสามารถแทนด้วย R' L' อนุกรมซึ่งรายละเอียดกล่าวไว้ในหัวข้อ 2.2.2 ในขณะที่ C_b และ C' คือตัวเก็บประจุที่ใช้ในการสกัดองค์ประกอบดีซี (blocking capacitor) และตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (resonant capacitor) ตามลำดับ เมื่อย้ายตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเหล่านี้มารวมไว้ด้านปฐมภูมิของหม้อแปลงความถี่สูงที่มีอัตราส่วนจำนวนรอบของขดลวด (N_1/N_2) เท่ากับ 10 จะได้วงจรสมมูลด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์แทนด้วย RLC อนุกรมดังรูปที่ 4.1(ข) ในส่วนของสวิทช์แต่ละตัวในวงจรอินเวอร์เตอร์ประกอบด้วยเพาเวอร์มอสเฟทเบอร์ IRFP460 จำนวน 2 ตัวขนานกัน โดยที่เพาเวอร์มอสเฟทแต่ละตัวจะมีค่าของตัวเก็บประจุเอาท์พุท (output capacitor : $\mathrm{C_{oss}}$) ต่ออยู่ระหว่างเดรน-ซอร์สภายในค่าเท่ากับ 870 pF และเพื่อขยายช่วงเวลาของโหมดการทำงานที่มีการขนถ่ายประจุให้เห็นลักษณะคลื่นแรงดัน กระแสและกลไกของการขนถ่ายประจุได้อย่างชัดเจนได้เพิ่มตัวเก็บประจุภายนอกค่าเท่ากับ 4700 pF ต่อขนานเพิ่มเข้าไประหว่างเดรนและซอร์สของสวิทช์รวมกับค่าตัวเก็บประจุ $\mathrm{C_{oss}} = 870$ pF ภายในของมอสเฟทสองตัวขนานกันทำให้ค่าของตัวเก็บประจุรวมที่ต่ออยู่ระหว่างเดรนและซอร์สของสวิทช์แต่ละตัวเท่ากับ $(870\ \mathrm{pF}\times 2)+4700\ \mathrm{pF} = 6440\ \mathrm{pF}$ ซึ่งต่อไปนี้จะเรียกว่าตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์ส ($\mathrm{C_{ds}} = \mathrm{C_1} = \mathrm{C_1'} = \mathrm{C_2} = \mathrm{C_2'} = 6440\ \mathrm{pF}$)

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{\min} < \phi$) และการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{\min}$) ที่จะกล่าวถึงในบทนี้เริ่มจากการศึกษาขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของสวิทช์ทั้ง 4 ตัวในแต่ละจังหวะการทำงานของวงจรภายในหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุท จากความเข้าใจในขบวนการขนถ่ายประจุทำให้สามารถวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานในแต่โหมดในหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทได้ จากนั้นทำการวิเคราะห์หาสมการของแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ในวงจรทั้งหมดที่กำหนดให้มีขั้วอ้างอิงของแรงดันและทิศทางอ้างอิงของกระแสดังแสดงในรูปที่ 4.2 สามารถ

พล็อตคลื่นแรงดันและกระแสจากสมการเหล่านี้โดยใช้โปรแกรม MATLAB และใช้คลื่นคำนวณของแรงดันและกระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS ในการพิจารณาตัวแปรวิกฤติ 4 ตัวแปรได้แก่ ค่าความถี่สวิทชิ่งวิกฤติ ($f_{s,c}$) ค่าพีคของกระแสโหลดวิกฤติ ($I_{pk,c}$) ค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลวิกฤติ (θ_1, c) และค่าเวลาการชาร์จประจุวิกฤติ ($T_{CF,c}$) ซึ่งตัวแปรวิกฤติเหล่านี้จะอยู่บนเส้นแบ่งรอยต่อระหว่างสภาวะ ZVS และ NON-ZVS ตลอดย่านของการปรับค่ามุมเลื่อนเฟส ในตอนท้ายของบทนี้ยังได้กล่าวถึงผลกระทบของค่าเดดไทม์ของสัญญาณควบคุมเกทที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของอินเวอร์เตอร์นี้ด้วย

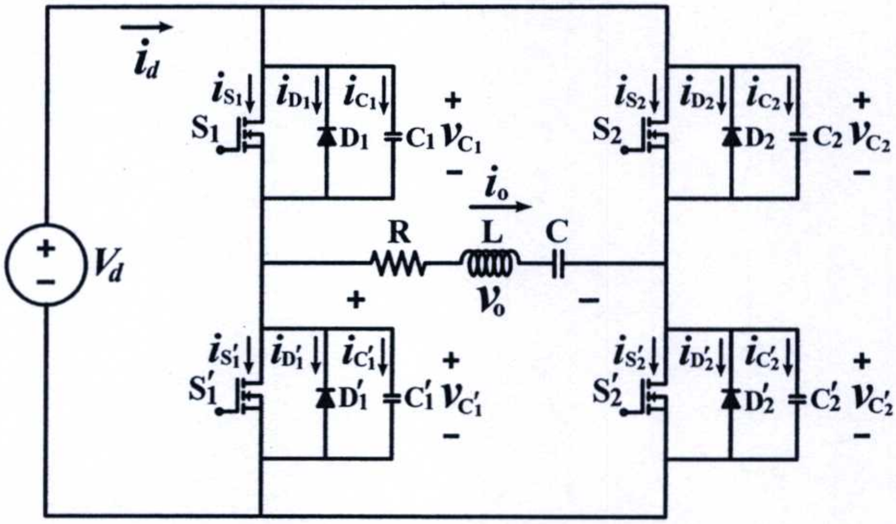


(ก) วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดที่มีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง



(ข) วงจรสมมูลด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ซึ่งแทนด้วยวงจร RLC เรโซแนนท์อนุกรม

รูปที่ 4.1 วงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์และวงจรสมมูลด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะจ่ายโหลดที่มีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง

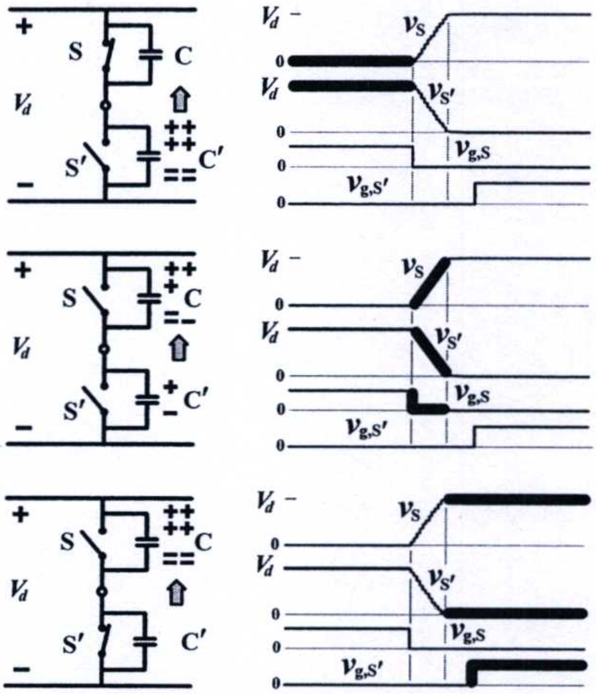


รูปที่ 4.2 ขั้วอ้างอิงของแรงดันและทิศทางอ้างอิงของกระแสตามจุดต่างๆ ในวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดที่มีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำซึ่งแทนด้วย RLC อนุกรมที่ใช้ในการวิเคราะห์ของวิทยานิพนธ์นี้

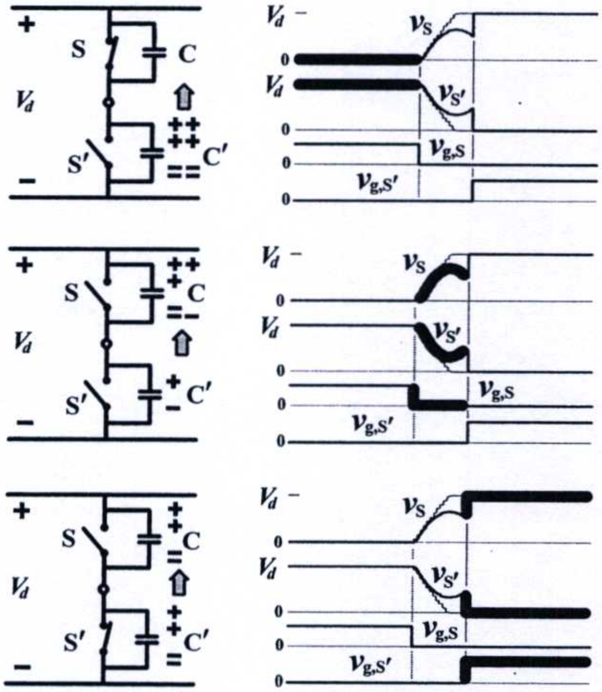
4.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS

4.2.1 ขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของสวิทช์มอสเฟท

การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์นั้นจะควบคุมให้สวิทช์มอสเฟทตัวบน (S) และตัวล่าง (S') ของแต่ละกิ่งนำกระแสสลับกันไปในแต่ละครึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุท พร้อมกันนี้จะมีการขนถ่ายประจุระหว่างตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์ส (C_{ds}) ของสวิทช์ตัวบน (C) และตัวล่าง (C') เกิดขึ้น โดยการขนถ่ายประจุในแต่ละกิ่งของอินเวอร์เตอร์นี้จะเกิดขึ้นเมื่อสวิทช์ทั้งคู่หยุดนำกระแสและมีโอกาสเกิดขึ้นได้สองสภาวะคือ (1) การขนถ่ายประจุได้สำเร็จก่อนสัญญาณเกทมาถึงซึ่งเป็นกรณีที่สวิทช์ทำงานถูกต้อง แรงดันคร่อมสวิทช์มอสเฟทตัวที่จะเริ่มนำกระแสในลำดับถัดไปมีค่าเท่ากับศูนย์ (ZVS) (2) การขนถ่ายประจุไม่สำเร็จก่อนสัญญาณเกทมาถึงซึ่งเป็นกรณีที่สวิทช์ทำงานไม่ถูกต้อง ยังคงมีแรงดันคร่อมสวิทช์มอสเฟทตัวที่จะเริ่มนำกระแสในลำดับถัดไป (NON-ZVS) ตัวอย่างการขนถ่ายประจุจากตัวเก็บประจุของสวิทช์มอสเฟทตัวล่างไปยังตัวเก็บประจุของสวิทช์มอสเฟทตัวบนก่อนการเริ่มนำกระแสในลำดับถัดไปของสวิทช์มอสเฟทตัวล่างสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.3 โดยในรูปที่ 4.3(ก) เป็นกรณีที่การขนถ่ายประจุสำเร็จก่อนสัญญาณเกทมาถึงทำให้สวิทช์มอสเฟทตัวล่างทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ส่วนในรูปที่ 4.3(ข) เป็นกรณีที่การขนถ่ายประจุไม่สำเร็จก่อนสัญญาณเกทมาถึง ทำให้สวิทช์มอสเฟทตัวล่างทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

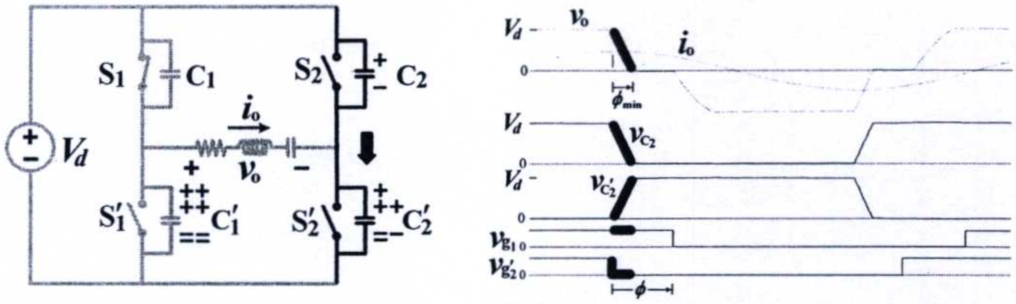


(ก) การขนถ่ายประจุสำเร็จก่อนสัญญาณควบคุมเกทมาถึง ทำให้สวิทช์ทำงานภายใต้สภาวะ ZVS

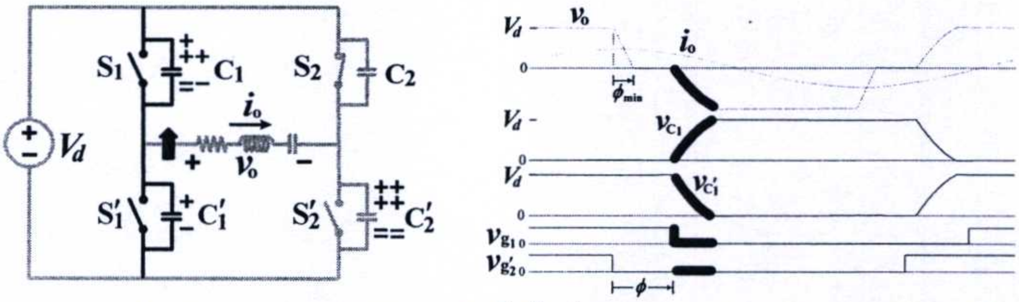


(ข) การขนถ่ายประจุไม่สำเร็จก่อนสัญญาณควบคุมเกทมาถึง ทำให้สวิทช์ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

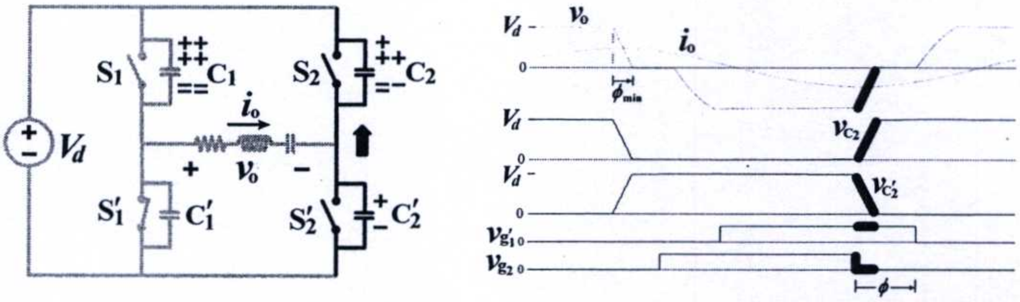
รูปที่ 4.3 การเปลี่ยนแปลงแรงดันคร่อมสวิทช์มอสเฟทในระหว่างที่มีการขนถ่ายประจุในแต่ละกิ่งของอินเวอร์เตอร์



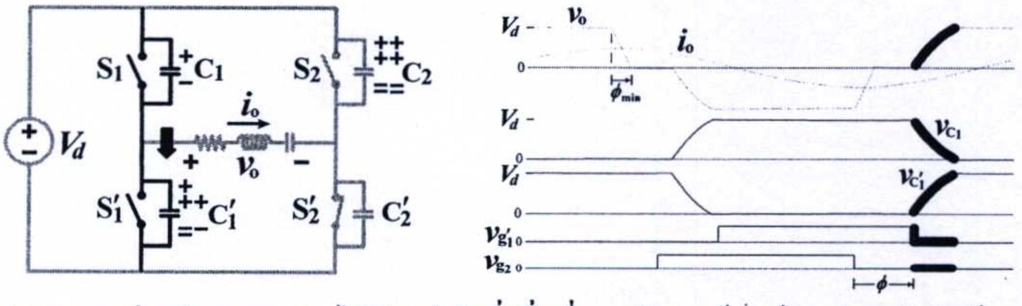
(ก) การขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C'_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ ขณะแรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น 0



(ข) การขนถ่ายประจุจาก C'_1 ไปยัง C_1 ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะแรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก 0 ไปเป็น $-V_d$

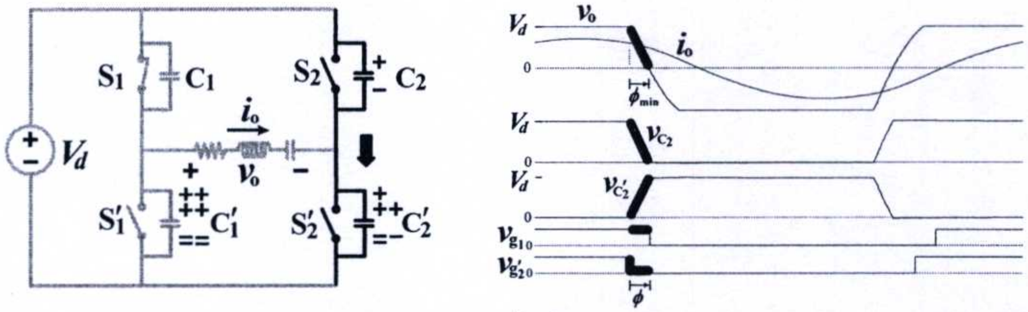


(ค) การขนถ่ายประจุจาก C'_2 ไปยัง C_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ ขณะแรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น 0

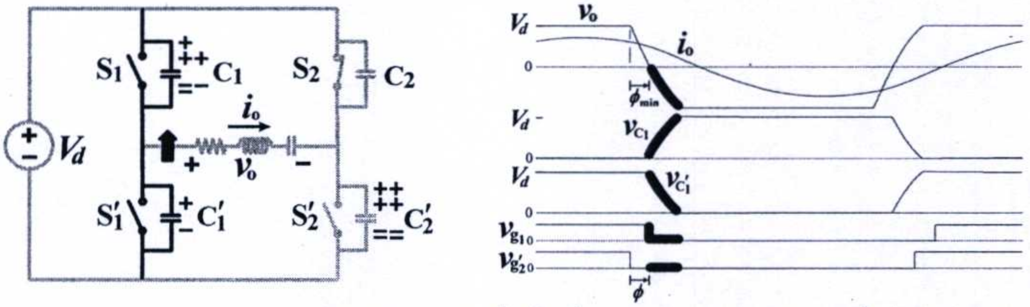


(ง) การขนถ่ายประจุจาก C_1 ไปยัง C'_1 ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะแรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก 0 ไปเป็น $+V_d$

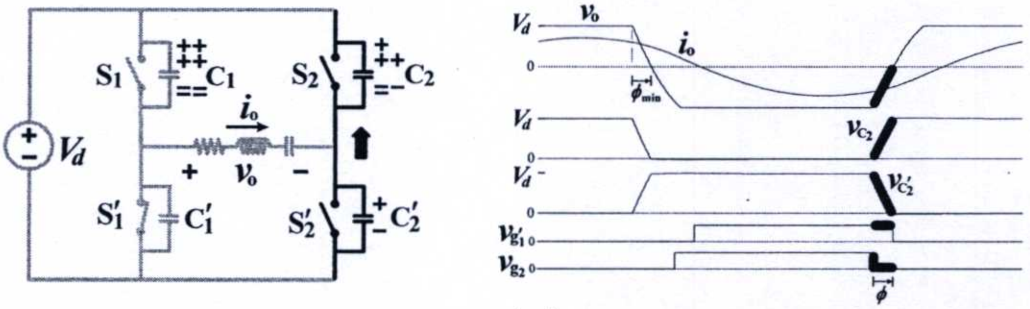
รูปที่ 4.4 ลำดับการขนถ่ายประจุในแต่ละกิ่งของตัวเก็บประจุสวิทช์ภายในหนึ่งไซเคิลของแรงดันเอาท์พุทกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{\min} < \phi$)



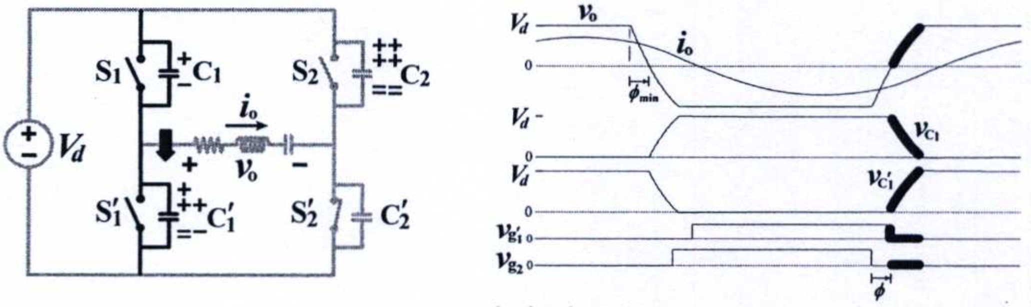
(ก) การขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C'_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ ขณะแรงดันเอาท์พุท กำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น 0



(ข) การขนถ่ายประจุจาก C'_1 ไปยัง C_1 ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่แรงดันเอาท์พุท กำลังเปลี่ยนระดับจาก 0 ไปเป็น $-V_d$



(ค) การขนถ่ายประจุจาก C'_2 ไปยัง C_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ ขณะแรงดันเอาท์พุท กำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น 0



(ง) การขนถ่ายประจุจาก C_1 ไปยัง C'_1 ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่แรงดันเอาท์พุท กำลังเปลี่ยนระดับจาก 0 ไปเป็น $+V_d$

รูปที่ 4.5 ลำดับการขนถ่ายประจุในแต่ละกิ่งของตัวเก็บประจุสวิทช์ภายในหนึ่งไซเคิลของแรงดันเอาท์พุท กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{\min}$)

การทำงานของอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์เพื่อสร้างคลื่นแรงดันเอาท์พุทหนึ่งไซเคิล สำหรับกรณีที่มีการควบคุมการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปซึ่งมีมุมเลื่อนเฟสอยู่ในย่าน $\phi_{\min} < \phi$ และการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อซึ่งมีมุมเลื่อนเฟส $\phi = \phi_{\min}$ จะมีการขนถ่ายประจุระหว่างตัวเก็บประจุของสวิทช์ตัวบนและตัวล่างเกิดขึ้นทีละกิ่งทั้งหมด 4 ครั้ง ซึ่งลำดับในการขนถ่ายประจุในแต่ละกิ่งของอินเวอร์เตอร์ภายในหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทสำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.4 โดยเริ่มพิจารณาจากขณะคลื่นแรงดันเอาท์พุทเท่ากับ $+V_d$ ในครึ่งไซเคิลบวกจะมีประจุอยู่เต็มที่ตัวเก็บประจุ C_1' และ C_2 มีแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองเท่ากับ V_d และไม่มีประจุที่ C_1 และ C_2' มีแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุทั้งสองเท่ากับศูนย์ การทำงานของสวิทช์มอสเฟทในลำดับถัดไปเพื่อให้ได้คลื่นแรงดันเอาท์พุทในครึ่งไซเคิลลบมีค่าเท่ากับ $-V_d$ จะต้องควบคุมสวิทช์มอสเฟท S_1' และ S_2 ให้นำกระแสในลำดับถัดไป ซึ่งก่อนที่สวิทช์มอสเฟททั้งสองตัวนี้จะถูกควบคุมให้เริ่มนำกระแสจะมีการขนถ่ายประจุออกจากตัวเก็บประจุ C_1' และ C_2 ของสวิทช์ทั้งสองตัวนี้ก่อน ขบวนการขนถ่ายประจุนี้จะเกิดขึ้นทีละกิ่งไม่พร้อมกันเริ่มจากกิ่งที่สองขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C_2' ดังแสดงในรูปที่ 4.4(ก) ตามด้วยกิ่งที่หนึ่งขนถ่ายประจุจาก C_1' ไปยัง C_1 ดังแสดงในรูปที่ 4.4(ข) การขนถ่ายประจุทีละกิ่งนี้จะเกิดขึ้นในเวลาที่ไม่ต่อเนื่องกันแต่จะเว้นระยะห่างด้วยช่วงเวลาที่แรงดันเอาท์พุทเท่ากับศูนย์ ในทำนองเดียวกันก่อนที่จะควบคุมให้สวิทช์มอสเฟท S_1 และ S_2' ให้เริ่มนำกระแสในลำดับถัดไปเพื่อให้ได้คลื่นแรงดันเอาท์พุทในครึ่งไซเคิลบวกมีค่าเท่ากับ $+V_d$ จะมีการขนถ่ายประจุออกจากตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2' ของสวิทช์ก่อน โดยเริ่มจากกิ่งที่สองขนถ่ายประจุจาก C_2' ไปยัง C_2 ดังแสดงในรูปที่ 4.4(ค) ตามด้วยกิ่งที่หนึ่งขนถ่ายประจุจาก C_1 ไปยัง C_1' ดังแสดงในรูปที่ 4.4(ง)

ลำดับในการขนถ่ายประจุในแต่ละกิ่งของอินเวอร์เตอร์ภายในหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทสำหรับกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อสามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.5 ซึ่งมีหลักการทำงานและลำดับการขนถ่ายประจุที่เหมือนกับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปแต่จะมีความแตกต่างคือในลำดับการขนถ่ายประจุที่ละกิ่งของกิ่งที่สองตามด้วยการขนถ่ายประจุของกิ่งที่หนึ่งจะเกิดขึ้นต่อเนื่องกัน

4.2.2 การวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในโหมดต่างๆ ภายใต้สภาวะ ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{\min} < \phi$)

จากความเข้าในเงื่อนไขและลำดับของการขนถ่ายประจุในหัวข้อ 4.2.1 สามารถวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานในโหมดต่าง ๆ ในหนึ่งไซเคิลของแรงดันเอาท์พุทขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{\min} < \phi$) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.6 ซึ่งมีทั้งหมด 10 โหมดดังนี้

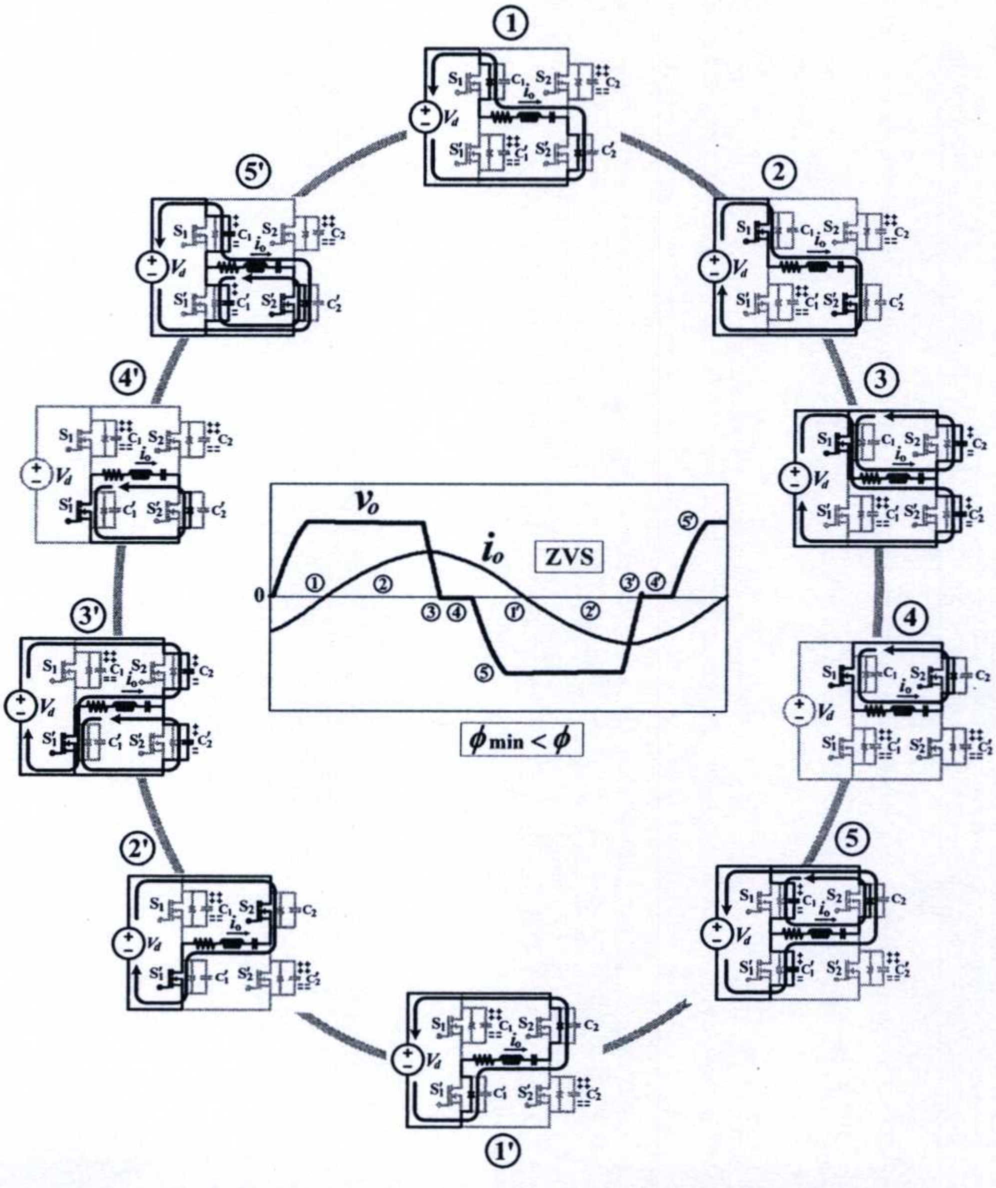
โหมด ① และ ①′ คือโหมดรีเจนเนอเรทีฟ (regenerative) ในครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบของแรงดันเอาท์พุทตามลำดับ

โหมด ② และ ②' คือโหมดเพาเวอริ่ง (powering) ในครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบของแรงดันเอาท์พุทตามลำดับ

โหมด ③ และ ③' คือโหมดขนถ่ายประจุ (charge transfer) โดยในโหมด ③ มีการขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C_2' และในโหมด ③' มีการขนถ่ายประจุจาก C_2' ไปยัง C_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์

โหมด ④ และ ④' คือโหมดฟรีวีลลิ่ง (freewheeling) ในครึ่งไซเคิลบวกและครึ่งไซเคิลลบของแรงดันเอาท์พุทตามลำดับ

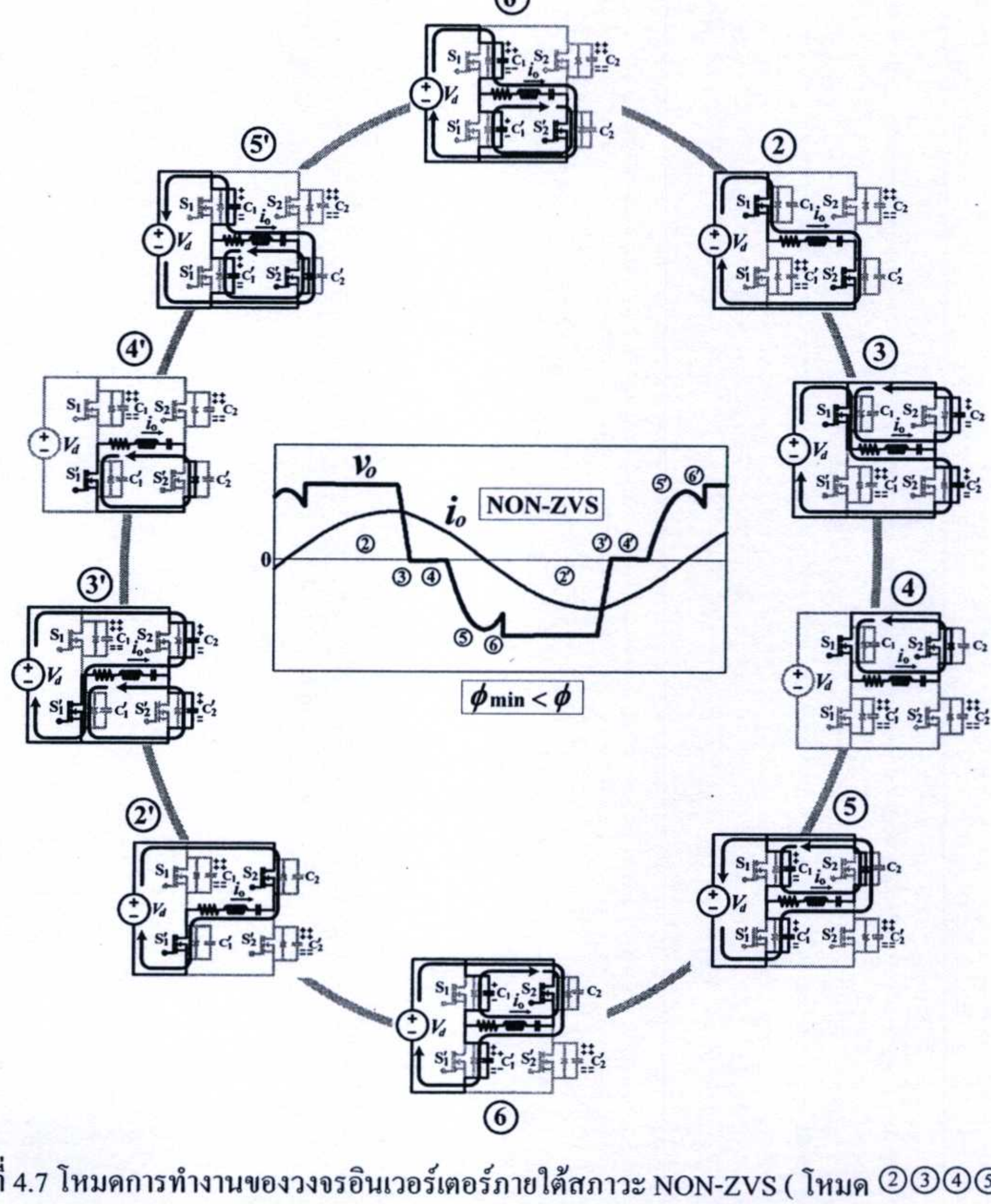
โหมด ⑤ และ ⑤' คือโหมดขนถ่ายประจุ (charge transfer) โดยในโหมด ⑤ มีการขนถ่ายประจุจาก C_1' ไปยัง C_1 และในโหมด ⑤' มีการขนถ่ายประจุจาก C_1 ไปยัง C_1' ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์



รูปที่ 4.6 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS (โหมด ①②③④⑤ และ ①'②'③'④'⑤') ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{min} < \phi$)

4.2.3 การวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในโหมดต่างๆ ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{min} < \phi$)

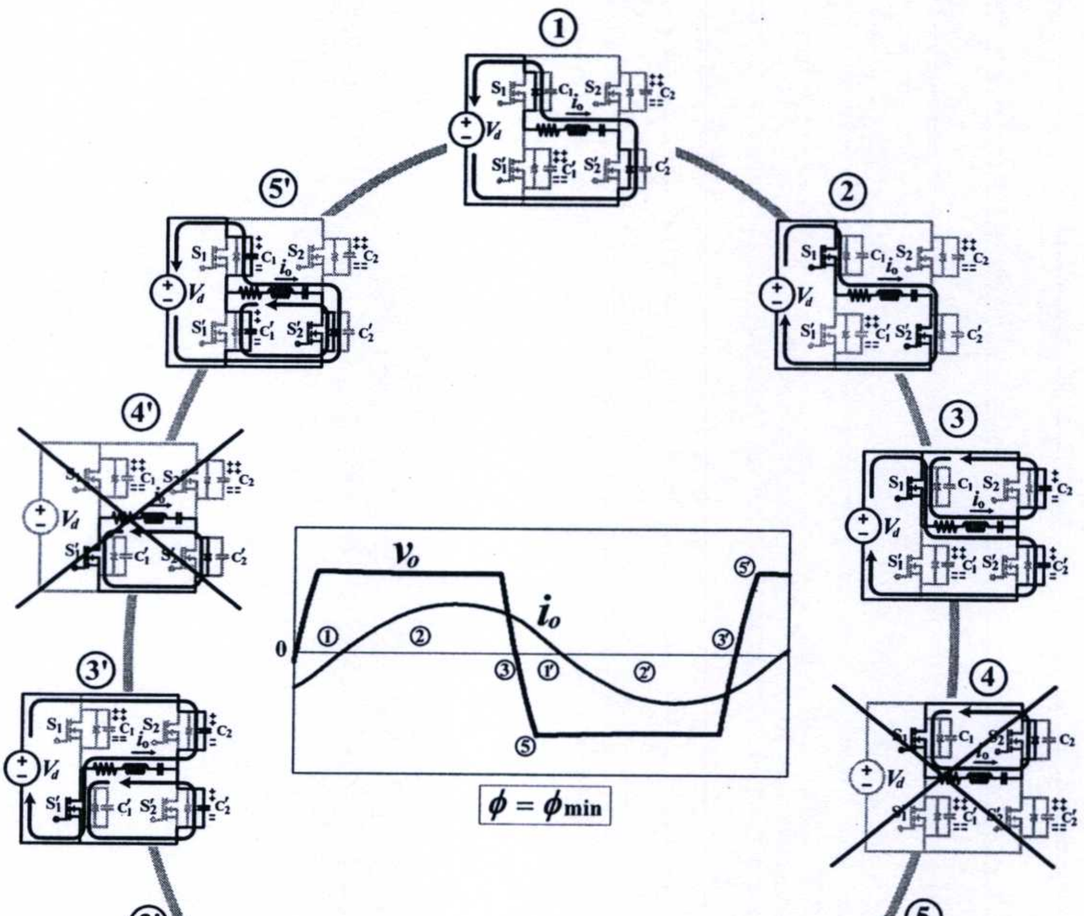
วงจรแสดงการทำงานในโหมดต่าง ๆ ในหนึ่งไซเคิลของแรงดันเอาท์พุทขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{min} < \phi$) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.7 มีทั้งหมด 10 โหมดได้แก่โหมด ②③④⑤⑥ และ ②'③'④'⑤'⑥' ซึ่งจะไม่มีการทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทีฟ (โหมด ① และ ①') เมื่อเปรียบเทียบกับการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS แต่จะมีโหมดขนถ่ายประจุกลับ (reverse charge transfer) เพิ่มขึ้นมาแทนคือโหมด ⑥ และ ⑥' โดยมีการขนถ่ายประจุจาก C_1 ไปยัง C_1' สำหรับการทำงานในโหมด ⑥ ซึ่งมีทิศทางการขนถ่ายประจุตรงข้ามกับโหมด ⑤ และมีการขนถ่ายประจุจาก C_1' ไปยัง C_1 สำหรับการทำงานในโหมด ⑥' ซึ่งมีทิศทางการขนถ่ายประจุตรงข้ามกับโหมด ⑤'



รูปที่ 4.7 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ NON-ZVS (โหมด ②③④⑤⑥ และ ②'③'④'⑤'⑥') ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{min} < \phi$)

4.2.4 การวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในโหมดต่างๆ ภายใต้สภาวะ ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{min}$)

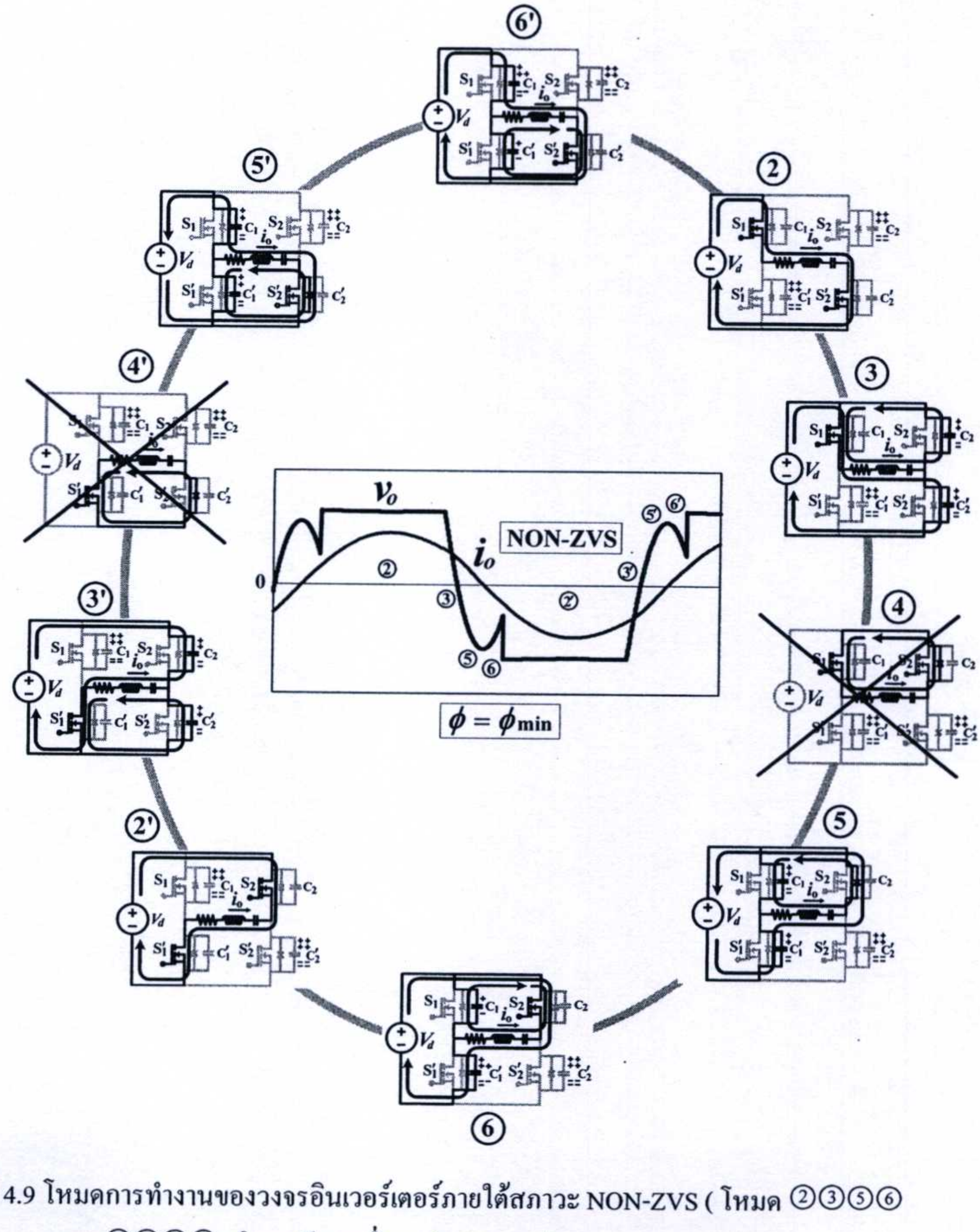
วงจรแสดงการทำงานในโหมดต่าง ๆ ในหนึ่งไซเคิลของแรงดันเอาท์พุทขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{min}$) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.8 มีทั้งหมด 8 โหมดได้แก่โหมด ①②③⑤ และ ①'②'③'⑤' ซึ่งจะไม่มีการทำงานในโหมดฟรีวีลลิ่ง (โหมด ④ และ ④') เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป



รูปที่ 4.8 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS (โหมด ①②③⑤ และ ①'②'③'⑤') ในกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{min}$)

4.2.5 การวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในโหมดต่างๆ ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{\min}$)

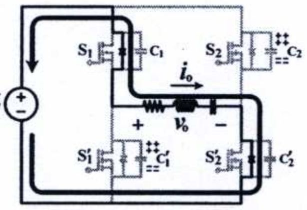
วงจรแสดงการทำงานในโหมดต่าง ๆ ในหนึ่งไซเคิลของแรงดันเอาท์พุทขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{\min}$) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.9 มีทั้งหมด 8 โหมดได้แก่โหมด ②③⑤⑥ และ ②'③'⑤'⑥' ซึ่งจะไม่มีการทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทีฟ (โหมด ① และ ①') เมื่อเปรียบเทียบกับการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของกรณีการเลื่อนเฟสแบบเดียวกัน



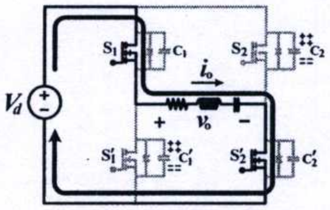
รูปที่ 4.9 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ NON-ZVS (โหมด ②③⑤⑥ และ ②'③'⑤'⑥') ในกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{\min}$)

4.2.6 การวิเคราะห์หาสมการแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ในแต่ละโหมดการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ

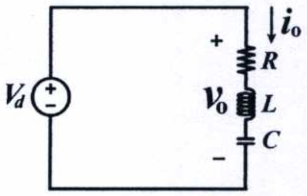
โดยอาศัยวงจรแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในแต่ละโหมดสำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อดังที่แสดงไว้แล้วในรูปที่ 4.6-4.9 สามารถวิเคราะห์หาสมการแรงดันและกระแสในส่วนต่าง ๆ ของวงจรได้ดังต่อไปนี้



(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ①



(ข) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ②



(ค) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ① และ ②

รูปที่ 4.10 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ① และ ② พร้อมทั้งวงจรสมมูล

จากวงจรแสดงการทำงานของโหมด ① และ ② ในรูปที่ 4.10(ก) และ 4.10(ข) ตามลำดับ ซึ่งมีวงจรสมมูลของทั้งสองโหมดเหมือนกันดังแสดงในรูปที่ 2.10(ค) สามารถวิเคราะห์หาสมการกระแสเอาท์พุท (i_o) ขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด ① และ ② นี้ได้ดังสมการ

$$i_o = e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{V_d - V - \alpha LI}{\omega_1 L}\right)\sin\omega_1 t + I\cos\omega_1 t\right] \tag{4.1}$$

แรงดันเอาท์พุท (v_o) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานในโหมด ① และ ② มีค่าเท่ากับผลรวมของแรงดันคร่อม R L และ C สมมูลของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมและมีค่าเท่ากับแรงดันดีซีอินพุท (V_d) ดังสมการ

$$v_o = v_R + v_L + v_C = V_d \tag{4.2}$$

จากสมการกระแสเอาท์พุท (4.1) นำไปสู่การวิเคราะห์หาสมการแรงดันคร่อมตัวต้านทานสมมูลของโหลด (v_R) แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์สมมูล (v_L) และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์สมมูล (v_C) ของการทำงานในโหมด ① และ ② นี้สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$v_R = e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{V_d - V - \alpha LI}{\omega_1 L}\right)\sin\omega_1 t + I\cos\omega_1 t\right]R \tag{4.3}$$

$$\begin{aligned} v_L &= (V_d - V - 2\alpha LI)e^{-\alpha t}\cos\omega_1 t \\ &\quad + \left(\frac{\alpha(-V_d + V) + LI\left(\alpha^2 - \omega_1^2\right)}{\omega_1}\right)e^{-\alpha t}\sin\omega_1 t \end{aligned} \tag{4.4}$$

$$\begin{aligned} v_C &= \frac{(V_d - V)}{LC\left(\alpha^2 + \omega_1^2\right)}\left[1 - e^{-\alpha t}\cos\omega_1 t - \frac{\alpha}{\omega_1}e^{-\alpha t}\sin\omega_1 t\right] \\ &\quad + \frac{I}{C\omega_1}e^{-\alpha t}\sin\omega_1 t + V \end{aligned} \tag{4.5}$$

โดยที่ :

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

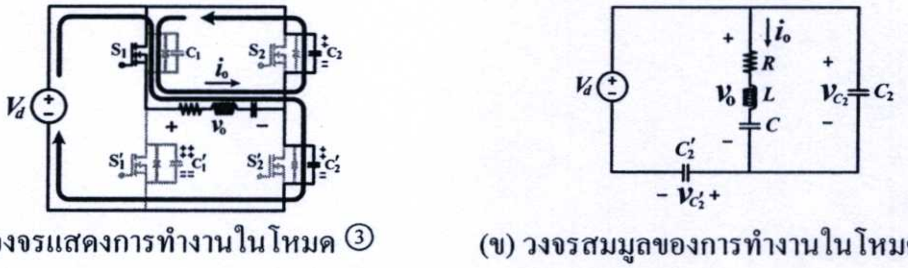
$$\omega_1 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

I คือค่าเริ่มต้นของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ในแต่ละโหมดการทำงาน

V คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ในแต่ละโหมดการทำงาน

สำหรับการทำงานของวงจรในโหมด ① และ ② นี้จะไม่มีการขนถ่ายประจุเกิดขึ้นระหว่างตัวเก็บประจุของสวิทช์ทั้ง 4 ตัวทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุของสวิทช์แต่ละตัวมีค่าคงที่ดังนี้

$$\begin{aligned} v_{C_1} &= 0 \\ v_{C_1'} &= V_d \\ v_{C_2} &= V_d \\ v_{C_2'} &= 0 \end{aligned}$$



(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ③ (ข) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ③

รูปที่ 4.11 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ③ พร้อมทั้งวงจรสมมูล

วงจรแสดงการทำงานในโหมด ③ ของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 4.11(ก) สามารถแทนด้วยวงจรสมมูลดังแสดงในรูปที่ 2.11(ข) สามารถวิเคราะห์หาสมการกระแสเอาท์พุทได้ดังสมการ

$$i_o = e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{V_d - 2V + V_2 - V_2' - 2\alpha LI}{2\omega_2 L}\right)\sin\omega_2 t + I\cos\omega_2 t\right] \tag{4.6}$$

เมื่อพิจารณาจากวงจรสมมูลในรูปที่ 4.11(ข) จะเห็นว่าแรงดันเอาท์พุท (v_o) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานในโหมด ③ นี้จะมีค่าเท่ากับแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุของสวิทช์ S_2 (v_{C_2}) ซึ่งสามารถวิเคราะห์ได้ดังสมการ

$$v_o = v_{C_2} = \frac{1}{C_2\left(\alpha^2 + \omega_2^2\right)}\left[e^{-\alpha t}\left(A_1 \sin\omega_2 t + B_1 \cos\omega_2 t\right) + D_1\right] + V_2 \tag{4.7}$$

นอกจากนั้นยังสามารถคำนวณหาค่าแรงดันเอาท์พุท (v_o) ขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด ③ เดียวกันนี้ได้จากผลรวมของแรงดันคร่อม R L และ C สมมูลของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมดังสมการ

$$v_o = v_R + v_L + v_C \tag{4.8}$$

โดยที่แรงดันคร่อมตัวต้านทานสมมูลของโหลด (v_R) แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์สมมูล (v_L) และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์สมมูล (v_C) ของการทำงานในโหมด ③ นี้สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$v_R = e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{V_d - 2V + V_2 - V_2' - 2\alpha LI}{2\omega_2 L}\right)\sin\omega_2 t + I\cos\omega_2 t\right]R \tag{4.9}$$

$$\begin{aligned} v_L = &\left(\frac{V_d - 2V + V_2 - V_2' - 4\alpha LI}{2}\right)e^{-\alpha t}\cos\omega_2 t \\ &+\left(\frac{(\alpha/2)(-V_d + 2V - V_2 + V_2') + LI\left(\alpha^2 - \omega_2^2\right)}{\omega_2}\right)e^{-\alpha t}\sin\omega_2 t \end{aligned} \tag{4.10}$$

$$\begin{aligned} v_C = &\frac{\left(V_d - 2V + V_2 - V_2'\right)}{2LC\left(\alpha^2 + \omega_2^2\right)}\left[1 - e^{-\alpha t}\cos\omega_2 t - \frac{\alpha}{\omega_2}e^{-\alpha t}\sin\omega_2 t\right] \\ &+ \frac{I}{C\omega_2}e^{-\alpha t}\sin\omega_2 t + V \end{aligned} \tag{4.11}$$

โดยที่ :

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

$$A_1 = \frac{\begin{bmatrix} RC_{ds}(V_d - V_2 - V_2')(\alpha^2 + \omega_2^2) - LI(\alpha^2 + \omega_2^2) - \alpha(V - V_2) \\ -\alpha(C_{ds}/C)(V_d - V_2 - V_2') - \alpha C_{ds} L(V_d - V_2 - V_2')(\alpha^2 + \omega_2^2) \end{bmatrix}}{2\omega_2 L}$$

$$B_1 = \frac{\left(-\frac{C_{ds}}{C}\right)(V_d - V_2 - V_2') - (V - V_2) + C_{ds}L(V_d - V_2 - V_2')(\alpha^2 + \omega_2^2)}{2L}$$

$$D_1 = \frac{\left(\frac{C_{ds}}{C}\right)(V_d - V_2 - V_2') + (V - V_2)}{2L}$$

V_2 คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อม C_2

V_2' คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อม C_2'

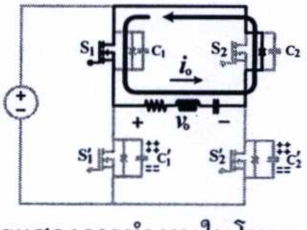
สำหรับการทำงานของวงจรในโหมด ③ นี้จะมีการขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C_2' ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุของสวิทช์ในกิ่งที่สองมีการเปลี่ยนแปลงในขณะที่ตัวเก็บประจุของสวิทช์ในกิ่งที่หนึ่งจะไม่มีการขนถ่ายประจุทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุของสวิทช์ในกิ่งที่หนึ่งไม่เปลี่ยนแปลง ดังนั้นจึงทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัวมีค่าดังนี้

$$v_{C_1} = 0$$

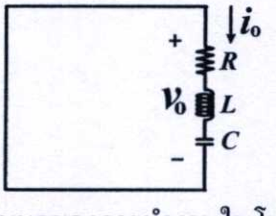
$$v_{C_1'} = V_d$$

$$v_{C_2} = \frac{1}{C_2(\alpha^2 + \omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_1 \sin\omega_2 t + B_1 \cos\omega_2 t) + D_1\right] + V_2$$

$$v_{C_2'} = V_d - \frac{1}{C_2(\alpha^2 + \omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_1 \sin\omega_2 t + B_1 \cos\omega_2 t) + D_1\right] - V_2$$



(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ④



(ข) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ④

รูปที่ 4.12 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ④ พร้อมทั้งวงจรสมมูล

วงจรแสดงการทำงานในโหมด ④ ของอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 4.12(ก) แทนด้วยวงจรสมมูลได้ดังรูปที่ 4.12(ข) สามารถวิเคราะห์หาสมการกระแสเอาท์พุทได้ดังสมการ

$$i_o = e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{-V - \alpha LI}{\omega_1 L}\right)\sin\omega_1 t + I\cos\omega_1 t\right] \tag{4.12}$$

แรงดันเอาท์พุท (v_o) ของวงจรขณะทำงานในโหมด ④ นี้มีค่าเท่ากับผลรวมของแรงดันคร่อม R L และ C สมมูลของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมและมีค่าเท่ากับศูนย์เนื่องจากวงจรเรโซแนนท์ด้านเอาท์พุทถูกลัดวงจรโดยสวิทช์ S_1 และไดโอด D_2 ดังวงจรแสดงการทำงานในรูปที่ 4.12(ก) ซึ่งจะได้แรงดันเอาท์พุทดังสมการ

$$v_o = v_R + v_L + v_C = 0 \tag{4.13}$$

โดยที่แรงดันคร่อมตัวต้านทานสมมูลของโหลด (v_R) แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์สมมูล (v_L) และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์สมมูล (v_C) ของการทำงานในโหมด ④ นี้สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$v_R = e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{-V-\alpha LI}{\omega_1 L}\right)\sin\omega_1 t + I\cos\omega_1 t\right]R \tag{4.14}$$

$$v_L = (-V-2\alpha LI)e^{-\alpha t}\cos\omega_1 t + \left(\frac{\alpha V + LI\left(\alpha^2-\omega_1^2\right)}{\omega_1}\right)e^{-\alpha t}\sin\omega_1 t \tag{4.15}$$

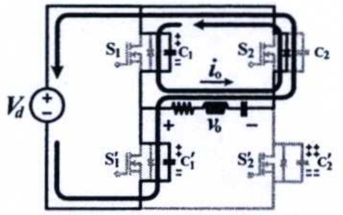
$$v_C = \frac{-V}{LC\left(\alpha^2+\omega_1^2\right)}\left[1-e^{-\alpha t}\cos\omega_1 t - \frac{\alpha}{\omega_1}e^{-\alpha t}\sin\omega_1 t\right] + \frac{I}{C\omega_1}e^{-\alpha t}\sin\omega_1 t + V \tag{4.16}$$

การทำงานของวงจรในโหมด ④ นี้จะไม่มีการขนถ่ายประจุเกิดขึ้นระหว่างตัวเก็บประจุของสวิทช์ทั้ง 4 ตัวทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุของสวิทช์แต่ละตัวมีค่าคงที่ดังนี้

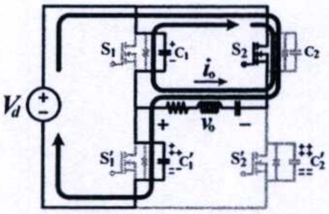
$$v_{C_1} = 0$$
$$v_{C_1'} = V_d$$
$$v_{C_2} = 0$$
$$v_{C_2'} = V_d$$

วงจรแสดงการทำงานอินเวอร์เตอร์ในโหมด ⑤ และ ⑥ ในรูปที่ 4.13(ก) และ 4.13(ข) ตามลำดับ แทนด้วยวงจรสมมูลของทั้งสองโหมดได้ดังรูปที่ 4.13(ค) สามารถวิเคราะห์หาสมการกระแสเอาท์พุทได้ดังสมการ

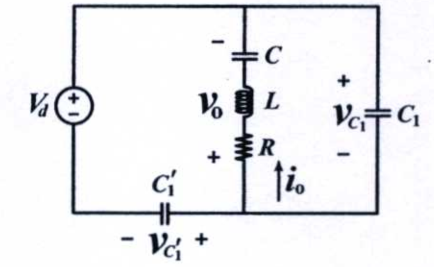
$$i_o = \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2}\left[\left(\frac{-V_d-2V-V_1+V_1'}{2L}-\alpha I\right)\sin\omega_2 t + \omega_2 I\cos\omega_2 t\right] \tag{4.17}$$



(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ⑤



(ข) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ⑥



(ค) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ⑤ และ ⑥

รูปที่ 4.13 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ⑤ และ ⑥ พร้อมทั้งวงจรสมมูล

เมื่อพิจารณาจากวงจรสมมูลในรูปที่ 4.13(ข) จะพบว่าแรงดันเอาท์พุท (v_o) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานในโหมด ⑤ และ ⑥ นี้จะมีค่าเท่ากับค่าลบของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุของสวิทช์ S_1 $(-v_{C_1})$ และมีค่าดังสมการ

$$v_o = -v_{C_1} = -\frac{1}{C_1(\alpha^2+\omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_2\sin\omega_2 t + B_2\cos\omega_2 t)+D_2\right]-V_1 \tag{4.18}$$

นอกจากนั้นยังสามารถคำนวณหาแรงดันเอาท์พุท (v_o) ขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด ⑤ และ ⑥ เดียวกันนี้ได้จากผลรวมของแรงดันคร่อม R L และ C สมมูลของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมดังสมการ

$$v_o = v_R + v_L + v_C \tag{4.19}$$

โดยที่แรงดันคร่อมตัวต้านทานสมมูลของโหลด (v_R) แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์สมมูล (v_L) และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์สมมูล (v_C) ของการทำงานในโหมด ⑤ และ ⑥ นี้สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$v_R = \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2}\left[\left(\frac{-V_d-2V-V_1+V_1'}{2L}-\alpha I\right)\sin\omega_2 t+\omega_2 I\cos\omega_2 t\right]R \tag{4.20}$$

$$v_L = \left(\frac{-V_d - 2V - V_1 + V_1' - 4\alpha LI}{2}\right)e^{-\alpha t}\cos\omega_2 t + \left(\frac{(\alpha/2)(V_d + 2V + V_1 - V_1') + LI\left(\alpha^2 - \omega_2^2\right)}{\omega_2}\right)e^{-\alpha t}\sin\omega_2 t \tag{4.21}$$

$$v_C = \frac{\left(-V_d - 2V - V_1 + V_1'\right)}{2LC\left(\alpha^2 + \omega_2^2\right)}\left[1 - e^{-\alpha t}\cos\omega_2 t - \frac{\alpha}{\omega_2}e^{-\alpha t}\sin\omega_2 t\right] + \frac{I}{C\omega_2}e^{-\alpha t}\sin\omega_2 t + V \tag{4.22}$$

โดยที่ :

$$A_2 = \frac{\begin{bmatrix} RC_{ds}(V_d - V_1 - V_1')(\alpha^2 + \omega_2^2) + LI(\alpha^2 + \omega_2^2) - \alpha(-V - V_1) \\ -\alpha(C_{ds}/C)(V_d - V_1 - V_1') - \alpha C_{ds}L(V_d - V_1 - V_1')(\alpha^2 + \omega_2^2) \end{bmatrix}}{2\omega_2 L}$$

$$B_2 = \frac{\left(-\frac{C_{ds}}{C}\right)(V_d - V_1 - V_1') - (-V - V_1) + C_{ds}L\left(V_d - V_1 - V_1'\right)\left(\alpha^2 + \omega_2^2\right)}{2L}$$

$$D_2 = \frac{\left(\frac{C_{ds}}{C}\right)(V_d - V_1 - V_1') + (-V - V_1)}{2L}$$

V_1 คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อม C_1

V_1' คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อม C_1'

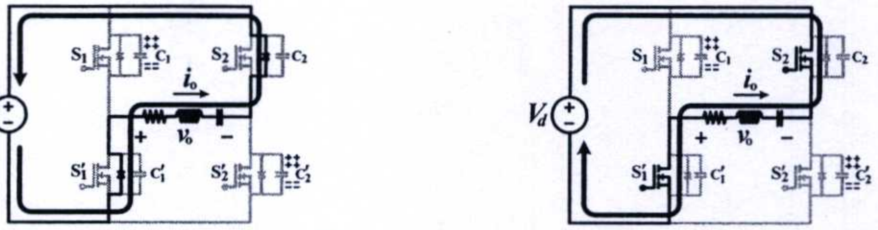
สำหรับการทำงานของวงจรในโหมด ⑤ จะมีการขนถ่ายประจุจาก C_1' ไปยัง C_1 ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์แต่ถ้าการขนถ่ายประจุนี้ไม่เสร็จสมบูรณ์ก่อนที่กระแสเอาท์พุทจะกลับทิศทางจากบวกเป็นลบจะทำให้เกิดการขนถ่ายประจุกลับจาก C_1 ไปยัง C_1' ของการทำงานในโหมด ⑥ ทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุของสวิทช์ในกิ่งที่หนึ่งมีการเปลี่ยนแปลงส่วนตัวเก็บประจุของสวิทช์ในกิ่งที่สองจะไม่มีการขนถ่ายประจุทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุไม่เปลี่ยนแปลง จากการวิเคราะห์วงจรการทำงานและวงจรสมมูลของทั้งสองโหมดทำให้ได้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัวมีค่าดังนี้

$$v_{C_1} = \frac{1}{C_1(\alpha^2 + \omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_2\sin\omega_2 t + B_2\cos\omega_2 t) + D_2\right] + V_1$$

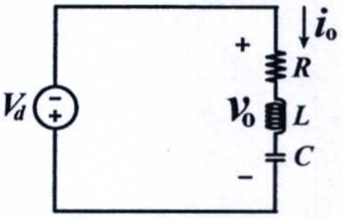
$$v_{C_1'} = V_d - \frac{1}{C_1(\alpha^2 + \omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_2\sin\omega_2 t + B_2\cos\omega_2 t) + D_2\right] - V_1$$

$$v_{C_2} = 0$$

$$v_{C_2'} = V_d$$



(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ①′ (ข) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ②′



(ค) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ①′ และ ②′

รูปที่ 4.14 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ①′ และ ②′ พร้อมทั้งวงจรสมมูล

วงจรแสดงการทำงานและวงจรสมมูลขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานโหมด ①′ และ ②′ ในรูปที่ 4.14 สามารถวิเคราะห์หาสมการกระแสเอาท์พุทได้ดังสมการ

$$i_O = e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{-V_d - V - \alpha LI}{\omega_1 L}\right)\sin\omega_1 t + I\cos\omega_1 t\right] \tag{4.23}$$

แรงดันเอาท์พุท (v_o) ของวงจรขณะทำงานในโหมด ①′ และ ②′ นี้จะมีค่าเท่ากับผลรวมของแรงดันคร่อม R L และ C สมมูลของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมหรือเท่ากับค่าลบของแรงดันดีซีอินพุท (V_d) ดังสมการ

$$v_O = v_R + v_L + v_C = -V_d \tag{4.24}$$

โดยที่แรงดันคร่อมตัวต้านทานสมมูลของโหลด (v_R) แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์สมมูล (v_L) และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์สมมูล (v_C) ของการทำงานในโหมด ①′ และ ②′ นี้สามารถแสดงได้ดังสมการ

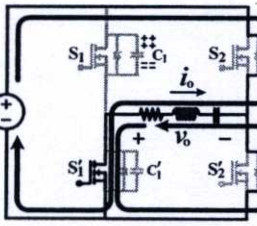
$$v_R = e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{-V_d - V - \alpha LI}{\omega_1 L}\right)\sin\omega_1 t + I\cos\omega_1 t\right]R \tag{4.25}$$

$$\begin{aligned} v_L &= (-V_d - V - 2\alpha LI)e^{-\alpha t}\cos\omega_1 t \\ &\quad + \left(\frac{\alpha(V_d + V) + LI\left(\alpha^2 - \omega_1^2\right)}{\omega_1}\right)e^{-\alpha t}\sin\omega_1 t \end{aligned} \tag{4.26}$$

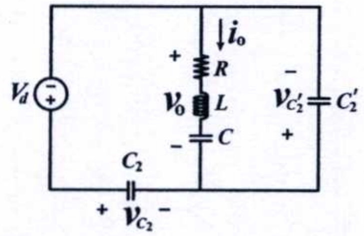
$$v_C = \frac{(-V_d - V)}{LC\left(\alpha^2 + \omega_1^2\right)}\left[1 - e^{-\alpha t}\cos\omega_1 t - \frac{\alpha}{\omega_1}e^{-\alpha t}\sin\omega_1 t\right] + \frac{I}{C\omega_1}e^{-\alpha t}\sin\omega_1 t + V \tag{4.27}$$

สำหรับการทำงานของวงจรในโหมด ①' และ ②' นี้จะไม่มีการขนถ่ายประจุเกิดขึ้นระหว่างตัวเก็บประจุของสวิทช์ทั้ง 4 ตัวทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุของสวิทช์แต่ละตัวมีค่าคงที่ดังนี้

$$v_{C_1} = V_d$$
$$v_{C_1'} = 0$$
$$v_{C_2} = 0$$
$$v_{C_2'} = V_d$$



(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ③'



(ข) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ③'

รูปที่ 4.15 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ③' พร้อมทั้งวงจรสมมูล

วงจรแสดงการทำงานและวงจรสมมูลขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด ③' ในรูปที่ 4.15 สามารถวิเคราะห์หาสมการกระแสเอาท์พุทได้ดังสมการ

$$i_o = \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2}\left[\left(\frac{-V_d - 2V + V_2 - V_2'}{2L} - \alpha I\right)\sin\omega_2 t + \omega_2 I\cos\omega_2 t\right] \tag{4.28}$$

เมื่อพิจารณาจากวงจรสมมูลในรูปที่ 4.15(ข) จะพบว่าแรงดันเอาท์พุท (v_o) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานในโหมด ③' นี้จะมีค่าเท่ากับค่าลบของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุของสวิทช์ S_2' $(-v_{C_2'})$ ดังสมการ

$$v_o = -v_{C_2'} = -\frac{1}{C_2'(\alpha^2 + \omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_3\sin\omega_2 t + B_3\cos\omega_2 t) + D_3\right] - V_2' \tag{4.29}$$

นอกจากนั้นยังสามารถคำนวณหาแรงดันเอาท์พุท (v_o) ขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด ③' เดียวกันนี้ได้จากผลรวมของแรงดันคร่อม R L และ C สมมูลของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมดังสมการ

$$v_o = v_R + v_L + v_C \tag{4.30}$$

โดยที่แรงดันคร่อมตัวต้านทานสมมูลของโหลด (v_R) แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์สมมูล (v_L) และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์สมมูล (v_C) ของการทำงานในโหมด ③ นี้สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$v_R = \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2}\left[\left(\frac{-V_d - 2V + V_2 - V_2'}{2L} - \alpha I\right)\sin\omega_2 t + \omega_2 I\cos\omega_2 t\right]R \tag{4.31}$$

$$\begin{aligned} v_L = &\left(\frac{-V_d - 2V + V_2 - V_2' - 4\alpha LI}{2}\right)e^{-\alpha t}\cos\omega_2 t \\ &+\left(\frac{(\alpha/2)(V_d + 2V - V_2 + V_2') + LI\left(\alpha^2 - \omega_2^2\right)}{\omega_2}\right)e^{-\alpha t}\sin\omega_2 t \end{aligned} \tag{4.32}$$

$$\begin{aligned} v_C = &\frac{\left(-V_d - 2V + V_2 - V_2'\right)}{2LC\left(\alpha^2 + \omega_2^2\right)}\left[1 - e^{-\alpha t}\cos\omega_2 t - \frac{\alpha}{\omega_2}e^{-\alpha t}\sin\omega_2 t\right] \\ &+ \frac{I}{C\omega_2}e^{-\alpha t}\sin\omega_2 t + V \end{aligned} \tag{4.33}$$

โดยที่ :

$$A_3 = \frac{\begin{bmatrix} RC_{ds}(V_d - V_2 - V_2')(\alpha^2 + \omega_2^2) + LI(\alpha^2 + \omega_2^2) - \alpha(-V - V_2') \\ -\alpha(C_{ds}/C)(V_d - V_2 - V_2') - \alpha C_{ds}L(V_d - V_2 - V_2')(\alpha^2 + \omega_2^2) \end{bmatrix}}{2\omega_2 L}$$

$$B_3 = \frac{\left(-\frac{C_{ds}}{C}\right)\left(V_d - V_2 - V_2'\right) - \left(-V - V_2'\right) + C_{ds}L\left(V_d - V_2 - V_2'\right)\left(\alpha^2 + \omega_2^2\right)}{2L}$$

$$D_3 = \frac{\left(\frac{C_{ds}}{C}\right)\left(V_d - V_2 - V_2'\right) + \left(-V - V_2'\right)}{2L}$$

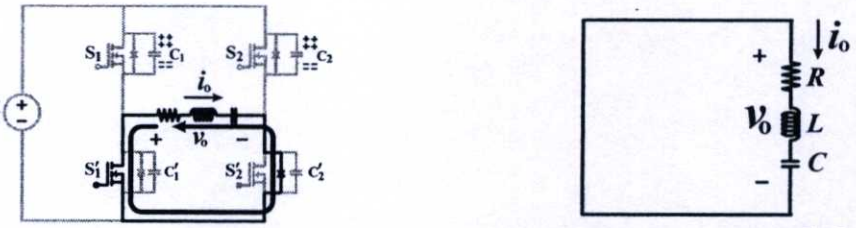
การทำงานของวงจรในโหมด ③ นี้จะมีการขนถ่ายประจุจาก C_2' ไปยัง C_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุของสวิทช์ในกิ่งที่สองมีการเปลี่ยนแปลงส่วนตัวเก็บประจุของสวิทช์ในกิ่งที่หนึ่งจะไม่มีการขนถ่ายประจุทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุของสวิทช์ในกิ่งที่หนึ่งไม่เปลี่ยนแปลง ทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัวมีค่าดังนี้

$$v_{C_1} = V_d$$

$$v_{C_1'} = 0$$

$$v_{C_2} = V_d - \frac{1}{C_2'(\alpha^2 + \omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_3\sin\omega_2 t + B_3\cos\omega_2 t) + D_3\right] - V_2'$$

$$v_{C_2'} = \frac{1}{C_2'(\alpha^2 + \omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_3\sin\omega_2 t + B_3\cos\omega_2 t) + D_3\right] + V_2'$$



(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ④' (ข) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ④'

รูปที่ 4.16 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ④' พร้อมทั้งวงจรสมมูล

วงจรแสดงการทำงานและวงจรสมมูลขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด ④' ในรูปที่ 4.16 สามารถวิเคราะห์หาสมการกระแสเอาท์พุทได้ดังสมการ

$$i_O = e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{-V-\alpha LI}{\omega_1 L}\right)\sin\omega_1 t + I\cos\omega_1 t\right] \tag{4.34}$$

แรงดันเอาท์พุท (v_o) ของวงจรขณะทำงานในโหมด ④' นี้จะมีค่าเท่ากับผลรวมของแรงดันคร่อม R L และ C สมมูลของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมและมีค่าเท่ากับศูนย์เนื่องจากวงจรด้านเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ถูกลัดวงจรโดยสวิทช์มอสเฟท S_1' และไดโอด D_2' ดังวงจรแสดงการทำงานในรูปที่ 4.16(ก) ซึ่งจะได้แรงดันเอาท์พุทดังสมการ

$$v_O = v_R + v_L + v_C = 0 \tag{4.35}$$

โดยที่แรงดันคร่อมตัวต้านทานสมมูลของโหลด (v_R) แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์สมมูล (v_L) และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์สมมูล (v_C) ของการทำงานในโหมด ④' นี้สามารถแสดงได้ดังสมการ

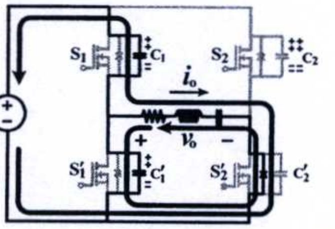
$$v_R = e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{-V-\alpha LI}{\omega_1 L}\right)\sin\omega_1 t + I\cos\omega_1 t\right]R \tag{4.36}$$

$$v_L = (-V-2\alpha LI)e^{-\alpha t}\cos\omega_1 t + \left(\frac{\alpha V + LI\left(\alpha^2-\omega_1^2\right)}{\omega_1}\right)e^{-\alpha t}\sin\omega_1 t \tag{4.37}$$

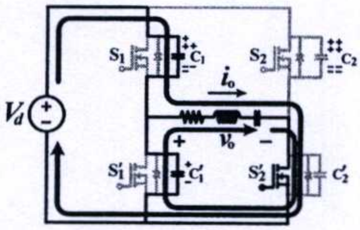
$$v_C = \frac{-V}{LC\left(\alpha^2+\omega_1^2\right)}\left[1-e^{-\alpha t}\cos\omega_1 t - \frac{\alpha}{\omega_1}e^{-\alpha t}\sin\omega_1 t\right] + \frac{I}{C\omega_1}e^{-\alpha t}\sin\omega_1 t + V \tag{4.38}$$

การทำงานของวงจรในโหมด ④' นี้จะไม่มีการขนถ่ายประจุระหว่างตัวเก็บประจุของสวิทช์ทั้ง 4 ตัวทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุของสวิทช์แต่ละตัวมีค่าคงที่ดังนี้

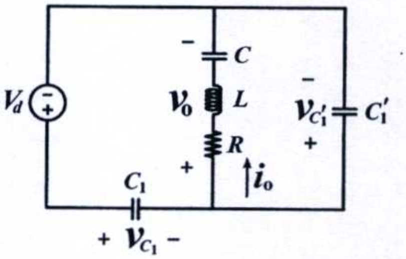
$$v_{C_1} = V_d$$
$$v_{C_1'} = 0$$
$$v_{C_2} = V_d$$
$$v_{C_2'} = 0$$



(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ⑤



(ข) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ⑥



(ค) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ⑤ และ ⑥

รูปที่ 4.17 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ⑤ และ ⑥ พร้อมทั้งวงจรสมมูล

วงจรแสดงการทำงานและวงจรสมมูลขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด ⑤ และ ⑥ ในรูปที่ 4.17 สามารถวิเคราะห์หาสมการกระแสเอาท์พุทได้ดังสมการ

$$i_o = \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2}\left[\left(\frac{V_d - 2V - V_1 + V_1'}{2L} - \alpha I\right)\sin\omega_2 t + \omega_2 I\cos\omega_2 t\right] \quad (4.39)$$

เมื่อพิจารณาจากวงจรสมมูลในรูปที่ 4.17(ข) จะพบว่าแรงดันเอาท์พุท (v_o) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานในโหมด ⑤ และ ⑥ นี้จะมีค่าเท่ากับแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุของสวิทช์ S_1' $(v_{C_1'})$ มีค่าดังสมการ

$$v_o = v_{C_1'} = \frac{1}{C_1'(\alpha^2 + \omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_4 \sin\omega_2 t + B_4 \cos\omega_2 t) + D_4\right] + V_1' \quad (4.40)$$

นอกจากนั้นยังสามารถคำนวณหาแรงดันเอาท์พุท (v_o) ขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด ⑤ และ ⑥ เดียวกันนี้ได้จากผลรวมของแรงดันคร่อม R L และ C สมมูลของวงจรเรโซแนนท์อนุกรม ดังสมการ

$$v_o = v_R + v_L + v_C \quad (4.41)$$

โดยที่แรงดันคร่อมตัวต้านทานสมมูลของโหลด (v_R) แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์สมมูล (v_L) และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์สมมูล (v_C) ของการทำงานในโหมด ⑤′ และ ⑥′ นี้สามารถแสดงได้ดังสมการ

$$v_R = \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2}\left[\left(\frac{V_d - 2V - V_1 + V_1'}{2L} - \alpha I\right)\sin\omega_2 t + \omega_2 I\cos\omega_2 t\right]R \tag{4.42}$$

$$\begin{aligned} v_L = & \left(\frac{V_d - 2V - V_1 + V_1' - 4\alpha LI}{2}\right)e^{-\alpha t}\cos\omega_2 t \\ & + \left(\frac{(\alpha/2)(-V_d + 2V + V_1 - V_1') + LI\left(\alpha^2 - \omega_2^2\right)}{\omega_2}\right)e^{-\alpha t}\sin\omega_2 t \end{aligned} \tag{4.43}$$

$$\begin{aligned} v_C = & \frac{\left(V_d - 2V - V_1 + V_1'\right)}{2LC\left(\alpha^2 + \omega_2^2\right)}\left[1 - e^{-\alpha t}\cos\omega_2 t - \frac{\alpha}{\omega_2}e^{-\alpha t}\sin\omega_2 t\right] \\ & + \frac{I}{C\omega_2}e^{-\alpha t}\sin\omega_2 t + V \end{aligned} \tag{4.44}$$

โดยที่ :

$$A_4 = \frac{\begin{bmatrix} RC_{ds}(V_d - V_1 - V_1')(\alpha^2 + \omega_2^2) - LI(\alpha^2 + \omega_2^2) - \alpha(V - V_1') \\ -\alpha(C_{ds}/C)(V_d - V_1 - V_1') - \alpha C_{ds}L(V_d - V_1 - V_1')(\alpha^2 + \omega_2^2) \end{bmatrix}}{2\omega_2 L}$$

$$B_4 = \frac{\left(-\frac{C_{ds}}{C}\right)\left(V_d - V_1 - V_1'\right) - \left(V - V_1'\right) + C_{ds}L\left(V_d - V_1 - V_1'\right)\left(\alpha^2 + \omega_2^2\right)}{2L}$$

$$D_4 = \frac{\left(\frac{C_{ds}}{C}\right)\left(V_d - V_1 - V_1'\right) + \left(V - V_1'\right)}{2L}$$

การทำงานของวงจรในโหมด ⑤′ จะมีการขนถ่ายประจุจาก C_1 ไปยัง C_1' ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์แต่ถ้าการขนถ่ายประจุนี้ไม่เสร็จสมบูรณ์ก่อนที่กระแสเอาท์พุทจะกลับทิศทางจากลบเป็นบวกจะทำให้เกิดการขนถ่ายประจุกลับจาก C_1' ไปยัง C_1 ของการทำงานในโหมด ⑥′ ทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุของสวิทช์ในกิ่งที่หนึ่งมีการเปลี่ยนแปลงส่วนตัวเก็บประจุของสวิทช์ในกิ่งที่สองจะไม่มีการขนถ่ายประจุทำให้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุไม่เปลี่ยนแปลง จากการวิเคราะห์วงจรแสดงการทำงานและวงจรสมมูลของทั้งสองโหมดทำให้ได้แรงดันคร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัวมีค่าดังนี้

$$v_{C_1} = V_d - \frac{1}{C_1'(\alpha^2 + \omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_4\sin\omega_2 t + B_4\cos\omega_2 t) + D_4\right] - V_1'$$

$$v_{C_1'} = \frac{1}{C_1'(\alpha^2 + \omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_4\sin\omega_2 t + B_4\cos\omega_2 t) + D_4\right] + V_1'$$

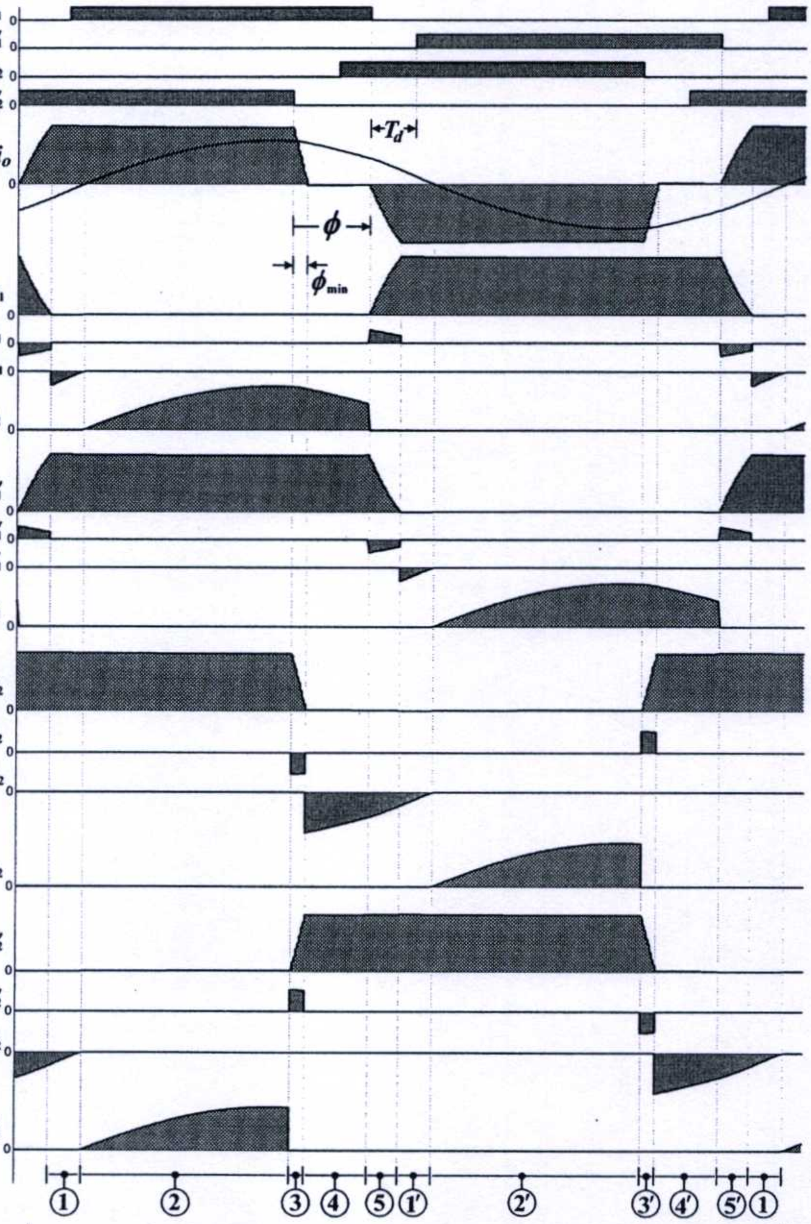
$$v_{C_2} = V_d$$

$$v_{C_2'} = 0$$

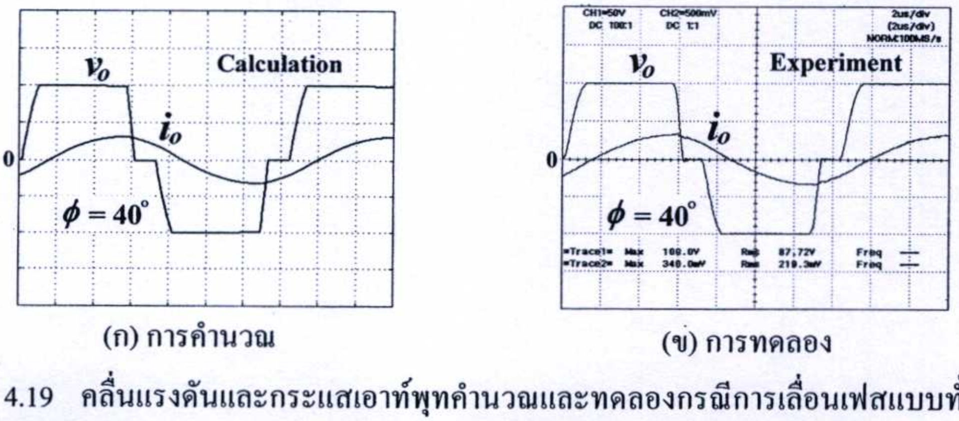
4.2.7 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์จากการคำนวณและทดลองภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป

จากสมการแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ในแต่ละโหมดการทำงานภายในหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทดังที่กล่าวมาข้างต้น สามารถใช้โปรแกรม MATLAB ช่วยในการคำนวณและพล็อตคลื่นแรงดันและกระแสเหล่านี้ได้ โดยที่คลื่นแรงดันและกระแสทั้งหมดนี้สอดคล้องกับขั้วอ้างอิงของแรงดันและทิศทางอ้างอิงของกระแสที่กำหนดไว้ในวงจรรูปที่ 4.2 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{\min} < \phi$) ขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ ZVS สามารถแสดงคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรจากการคำนวณพร้อมทั้งสัญญาณควบคุมเกทของสวิทช์มอสเฟทแต่ละตัวได้ดังรูปที่ 4.18 และแสดงคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทจากการคำนวณที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 40^\circ$ ได้ดังรูปที่ 4.19(ก) ยืนยันความถูกต้องของการวิเคราะห์นี้ด้วยคลื่นทดลองในรูปที่ 4.19(ข) จากคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรจะเห็นได้ว่าการที่จะทำให้อินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ได้นั้นจะต้องควบคุมให้คลื่นกระแสเอาท์พุทล้าหลังขอบหน้าของคลื่นแรงดันเอาท์พุทมากเพียงพอที่จะทำให้การขนถ่ายประจุระหว่างตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของสวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่หนึ่ง (C_1 และ C_1') ของอินเวอร์เตอร์เสร็จสมบูรณ์ก่อนที่คลื่นกระแสเอาท์พุทจะกลับทิศทางและมีเวลาเหลือให้ไดโอดได้นำกระแสก่อนการเริ่มนำกระแสของสวิทช์มอสเฟท นอกจากนั้นค่าเดดไทม์ของสัญญาณควบคุมเกทก็จะต้องมีค่ามากเพียงพอที่จะทำให้การขนถ่ายประจุในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์เสร็จสมบูรณ์ก่อนที่สัญญาณควบคุมเกทจะมาถึง แต่อย่างไรก็ตามค่าเดดไทม์นี้จะต้องมีค่าไม่มากเกินไป สำหรับรายละเอียดของค่าเดดไทม์ที่เหมาะสมจะกล่าวไว้ในหัวข้อ 4.5 ต่อไป

ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS สามารถแสดงคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรจากการคำนวณพร้อมทั้งสัญญาณควบคุมเกทของสวิทช์แต่ละตัวได้ดังรูปที่ 4.20 และแสดงคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทจากการคำนวณที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 40^\circ$ ได้ดังรูปที่ 4.21(ก) ยืนยันความถูกต้องของการวิเคราะห์นี้ด้วยคลื่นทดลองในรูปที่ 4.21(ข) การทำงานของวงจรภายใต้สภาวะ NON-ZVS นี้จะเห็นว่าถึงแม้คลื่นกระแสเอาท์พุทจะล้าหลังขอบหน้าของคลื่นแรงดันเอาท์พุทแล้วก็ตาม แต่เวลาไม่เพียงพอที่จะทำให้การขนถ่ายประจุในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ทำได้เสร็จสมบูรณ์ก่อนการกลับทิศทางของคลื่นกระแสเอาท์พุท ในกรณีนี้ถึงแม้ว่าค่าเดดไทม์ของสัญญาณควบคุมเกทจะมีค่าเหมาะสมก็ไม่สามารถทำให้อินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ได้ ส่วนรูปที่ 4.22 แสดงคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทจากการคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป $\phi = 90^\circ$ ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในกรณีนี้ถึงแม้ว่าคลื่นกระแสเอาท์พุทจะล้าหลังขอบหน้าของคลื่นแรงดันเอาท์พุทมากแล้วก็ตาม แต่ก็ทำให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์อยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS การที่เป็นเช่นนี้เนื่องจากกระแสเอาท์พุทมีค่าน้อยเกินไปไม่เพียงพอสำหรับการขนถ่ายประจุให้เสร็จสมบูรณ์ได้



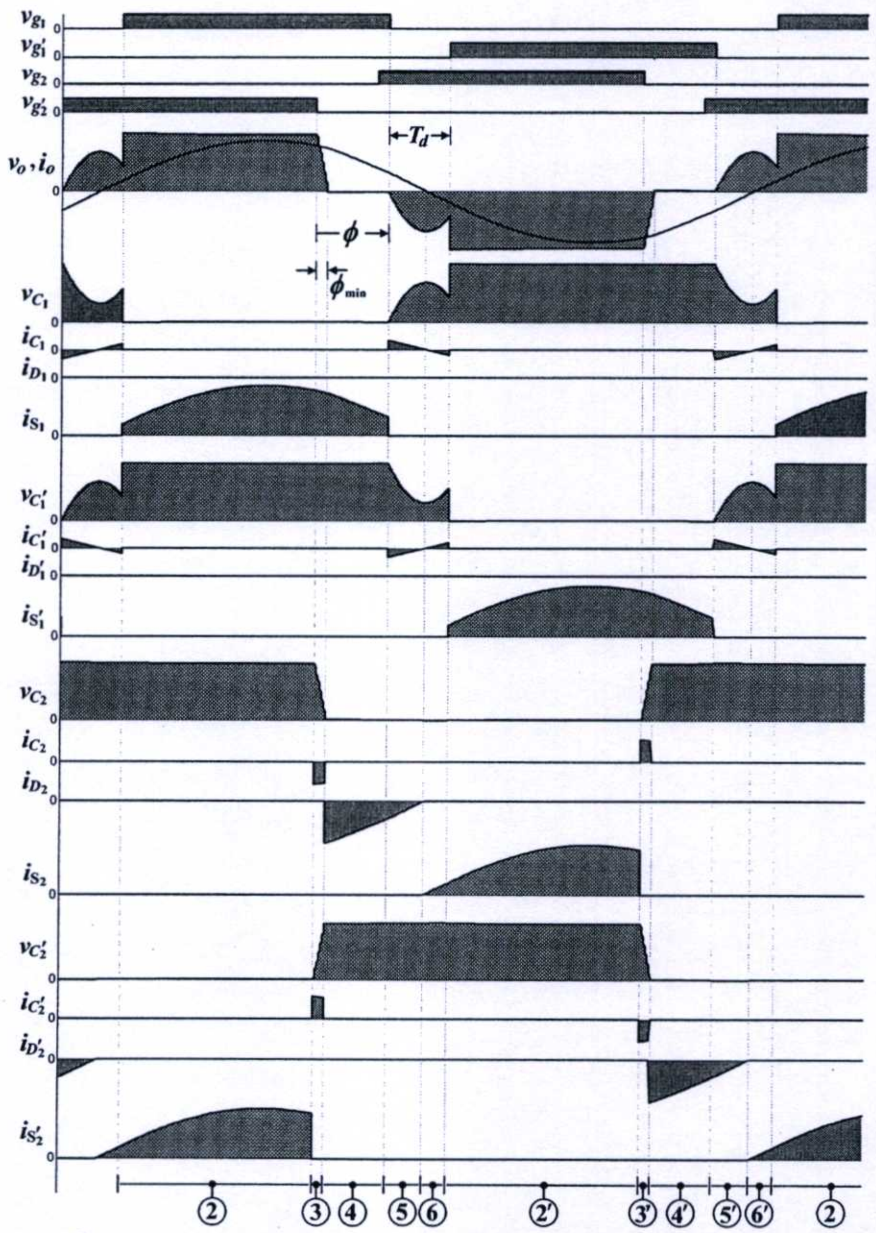
รูปที่ 4.18 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟส แบบทั่วไปทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 40^{\circ}$



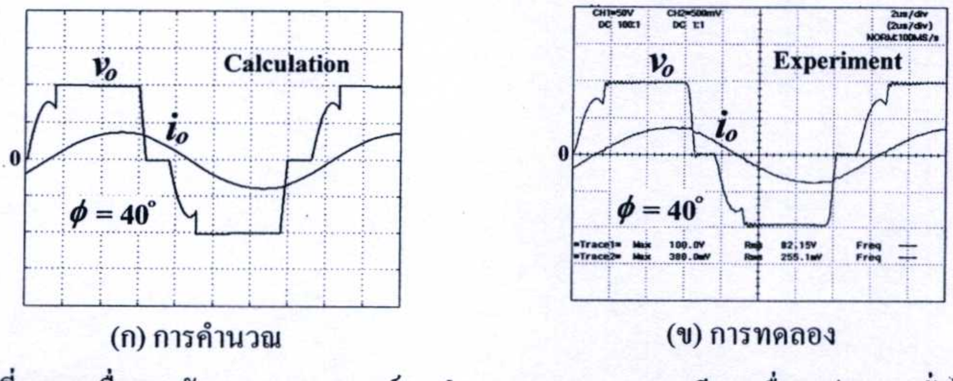
(ก) การคำนวณ

(ข) การทดลอง

รูปที่ 4.19 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 40^{\circ}$ สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μs/Div



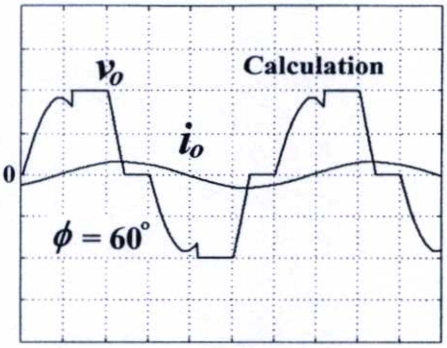
รูปที่ 4.20 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 40°$



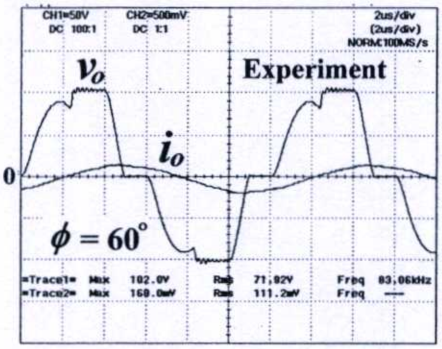
(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

รูปที่ 4.21 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 40°$

สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μs/Div



(ก) การคำนวณ



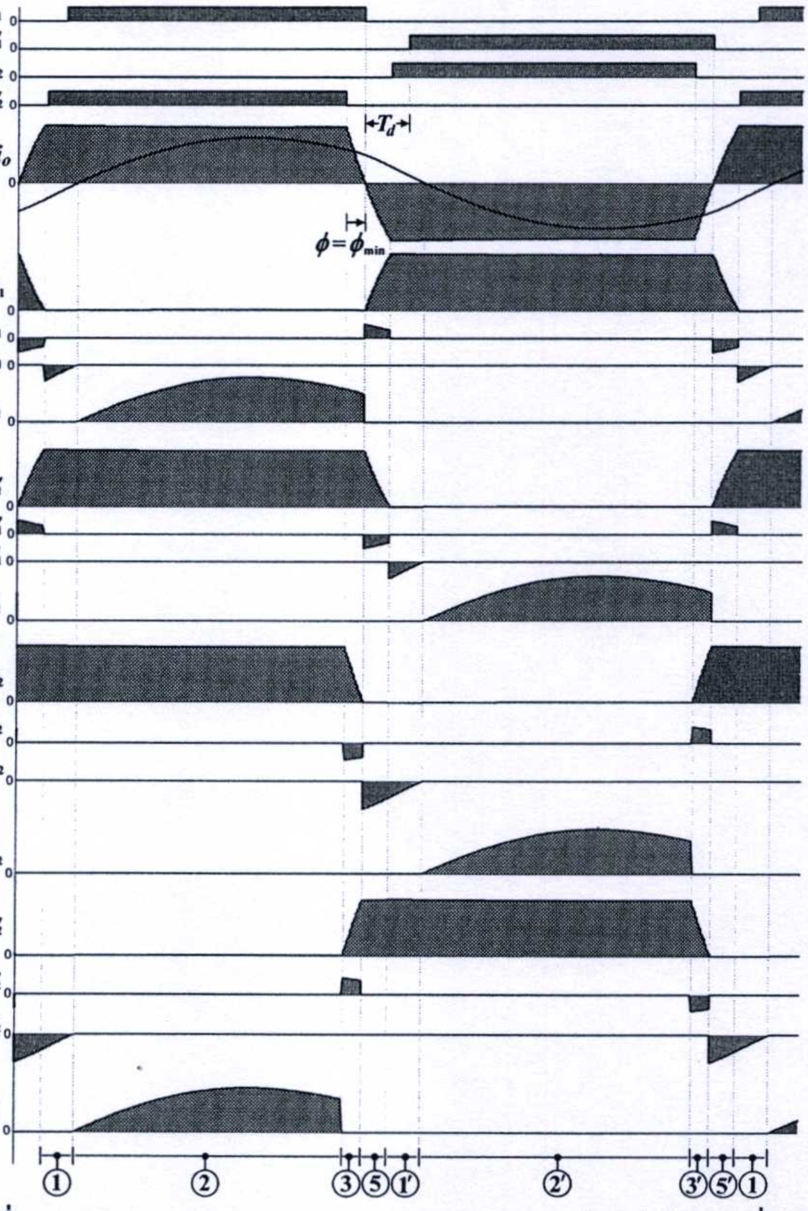
(ข) การทดลอง

รูปที่ 4.22 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่ากระแสเอาท์พุทไม่เพียงพอ ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 60^{\circ}$ สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div , 2 μs/Div

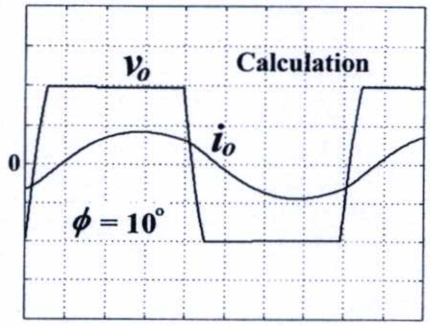
4.2.8 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์จากการคำนวณและทดลองภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ

คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการคำนวณพร้อมทั้งสัญญาณควบคุมเกทของสวิทช์มอสเฟทแต่ละตัว สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{\min}$) ขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ ZVS สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.23 และแสดงคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทจากการคำนวณที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 10^{\circ}$ ได้ดังรูปที่ 4.24(ก) ยืนยันความถูกต้องของการวิเคราะห์นี้ด้วยคลื่นทดลองในรูปที่ 4.24(ข) เงื่อนไขในการควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อให้อยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ของกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อนี้จะเหมือนกับกรณีของการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปที่ได้อธิบายไว้ข้างต้น ถึงแม้จะมีความแตกต่างของคลื่นแรงดันเอาท์พุทซึ่งมีลักษณะเป็นสแควร์ในขณะที่คลื่นแรงดันแรงดันเอาท์พุทของกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปมีลักษณะเป็นสเต็ป

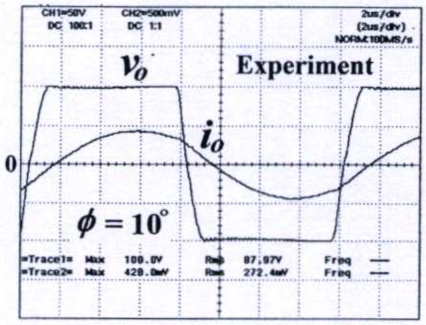
ในกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS สามารถแสดงคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรจากการคำนวณพร้อมทั้งสัญญาณควบคุมเกทของสวิทช์แต่ละตัวได้ดังรูปที่ 4.25 และแสดงคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทจากการคำนวณที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 10^{\circ}$ ได้ดังรูปที่ 4.26(ก) ยืนยันความถูกต้องของการวิเคราะห์นี้ด้วยคลื่นทดลองในรูปที่ 4.26(ข) สาเหตุที่ทำให้การทำงานของวงจรอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS เกิดจากคลื่นกระแสเอาท์พุทล้าหลังขอบหน้าของคลื่นแรงดันเอาท์พุทไม่เพียงพอเช่นเดียวกับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป



รูปที่ 4.23 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อขณะทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 10^\circ$

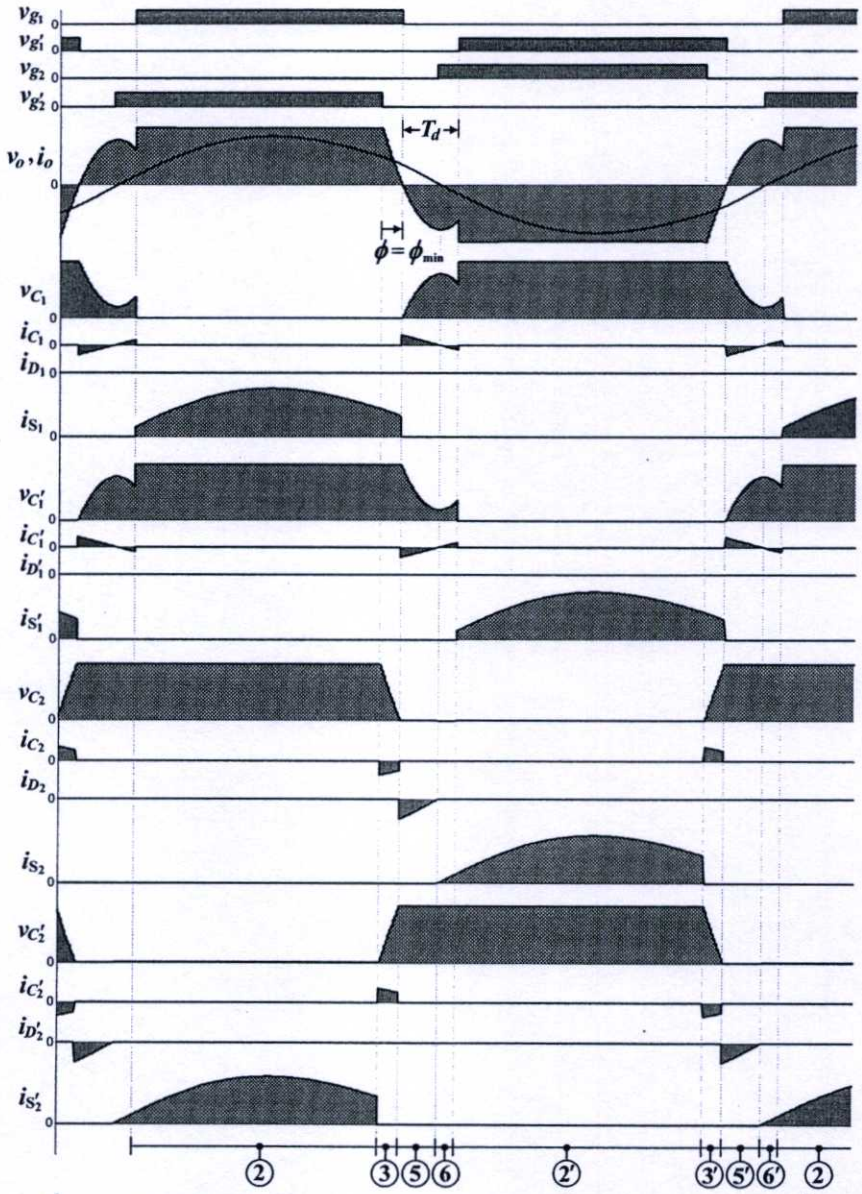


(ก) การคำนวณ

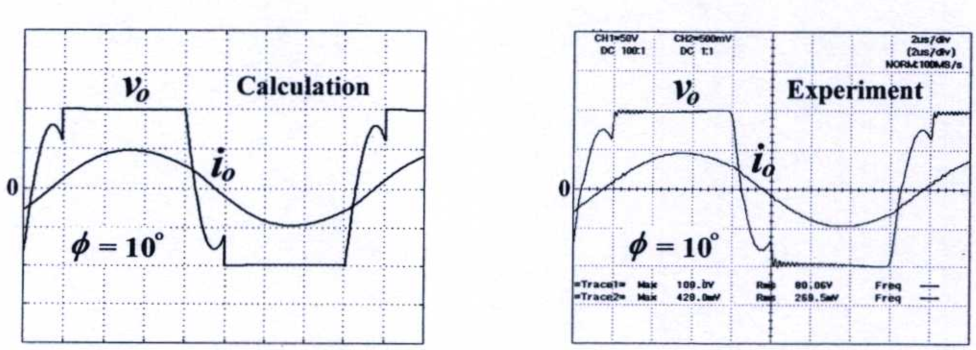


(ข) การทดลอง

รูปที่ 4.24 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 10^\circ$ สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μs/Div



รูปที่ 4.25 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi=10^\circ$



(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

รูปที่ 4.26 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi=10^\circ$

สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μs/Div

4.3 หลักการพิจารณาการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS, NON-ZVS และ Critical ZVS

4.3.1 ผลจากการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สที่มีต่อลักษณะคลื่นแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์

ในระหว่างที่อินเวอร์เตอร์ถูกควบคุมให้แรงดันเอาท์พุทเปลี่ยนแปลงจาก $-V_d$ ไปยัง 0 และจาก 0 ไปยัง $+V_d$ และในทางกลับกันเปลี่ยนแปลงจาก $+V_d$ ไปยัง 0 และจาก 0 ไปยัง $-V_d$ จะมีขบวนการขนถ่ายประจุเกิดขึ้นซึ่งส่งผลโดยตรงต่อลักษณะคลื่นของแรงดันเอาท์พุทในช่วงเวลาดังกล่าว ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปในขณะที่แรงดันเอาท์พุทเปลี่ยนแปลงจาก $+V_d$ ไปยัง 0 และจาก 0 ไปยัง $-V_d$ จะมีสัญญาณควบคุมเกท v_{g_1}, $v_{g_1'}$, v_{g_2}, $v_{g_2'}$ คลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์ส v_{C_2}, v_{C_1}, $v_{C_1'}$, $v_{C_2'}$ คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท v_o, i_o และวงจรแสดงการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ 4.27(ก) สำหรับการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และรูปที่ 4.27(ข) สำหรับการทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS โดยแรงดันเอาท์พุทในระหว่างขบวนการขนถ่ายประจุนี้ประกอบด้วย 3 ย่านที่แตกต่างกันดังนี้

ย่านที่ 1 เป็นการทำงานในโหมด ③ ในย่านนี้จะมีการขนถ่ายประจุเกิดขึ้นระหว่างตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สในกิ่งที่ 2 ของอินเวอร์เตอร์ที่มีทิศทางการขนถ่ายประจุจากตัวเก็บประจุตัวบนไปยังตัวล่าง ส่งผลทำให้การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาท์พุทสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สดังสมการ

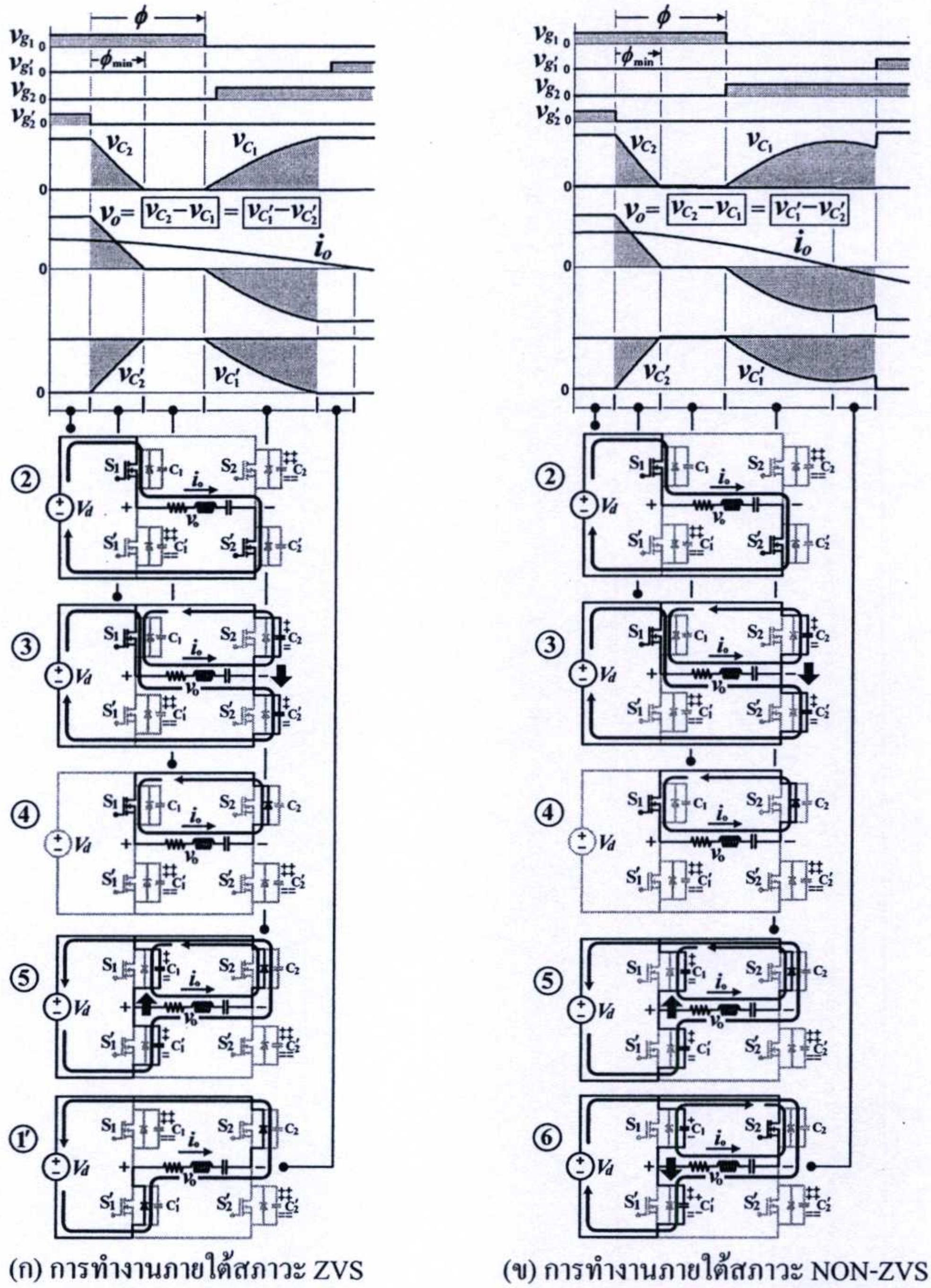
$$v_o = v_{C_2} \quad \text{หรือ} \quad v_o = v_{C_1'} - v_{C_2'} = V_d - v_{C_2'}$$

ย่านที่ 2 เป็นการทำงานในโหมด ④ ในย่านนี้จะไม่มีการขนถ่ายประจุเกิดขึ้นระหว่างตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สในแต่ละกิ่งของอินเวอร์เตอร์ ส่งผลทำให้ไม่มีการเปลี่ยนแปลงของทั้งแรงดันเอาท์พุทและแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สดังสมการ

$$v_o = 0 \quad \text{หรือ} \quad v_o = v_{C_1'} - v_{C_2'} = V_d - V_d$$

ย่านที่ 3 เป็นการทำงานในโหมด ⑤ สำหรับการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และโหมด ⑤⑥ สำหรับการทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในย่านนี้จะมีการขนถ่ายประจุเกิดขึ้นระหว่างตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สในกิ่งที่ 1 ของอินเวอร์เตอร์ที่มีทิศทางการขนถ่ายจากตัวเก็บประจุตัวล่างไปยังตัวบนในโหมด ⑤ และขนกลับจากตัวบนลงไปยังตัวล่างในโหมด ⑥ ส่งผลทำให้การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาท์พุทสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สดังสมการ

$$v_o = -v_{C_1} \quad \text{หรือ} \quad v_o = v_{C_1'} - v_{C_2'} = v_{C_1'} - V_d$$

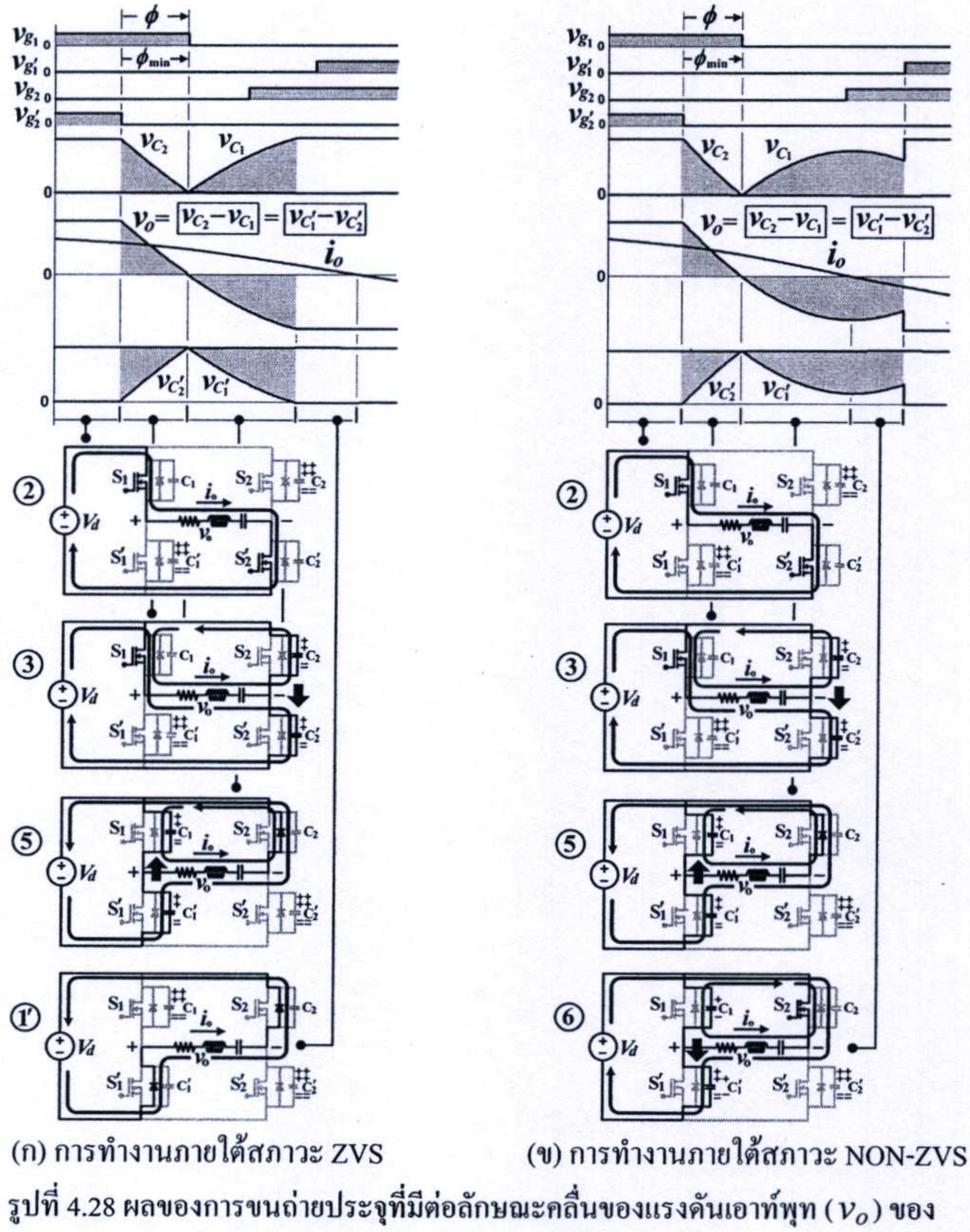


รูปที่ 4.27 ผลของการขนถ่ายประจุที่มีต่อลักษณะคลื่นของแรงดันเอาท์พุท (v_o) ของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป

ในทำนองเดียวกันสำหรับกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ในขณะที่แรงดันเอาท์พุทเปลี่ยนแปลงจาก $+V_d$ ไปยัง 0 และจาก 0 ไปยัง $-V_d$ จะมีสัญญาณควบคุมเกท คลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์ส คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมทั้งวงจรแสดงการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ 4.28(ก) สำหรับการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และรูปที่ 4.28(ข) สำหรับการทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS โดยแรงดันเอาท์พุทในระหว่างขบวนการขนถ่ายประจุนี้ประกอบด้วย 2 ย่านที่แตกต่างกันดังนี้

ย่านที่ 1 เป็นการทำงานในโหมด ③ ในย่านนี้จะมีการขนถ่ายประจุเกิดขึ้นระหว่างตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สในกิ่งที่ 2 ของอินเวอร์เตอร์ที่มีทิศทางการขนถ่ายจากตัวเก็บประจุตัวบนไปยังตัวล่าง ส่งผลทำให้การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาท์พุทสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สดังสมการ

$$v_o = v_{C_2} \quad \text{หรือ} \quad v_o = v_{C_1'} - v_{C_2'} = V_d - v_{C_2'}$$



(ก) การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS (ข) การทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

รูปที่ 4.28 ผลของการขนถ่ายประจุที่มีต่อลักษณะคลื่นของแรงดันเอาท์พุท (v_o) ของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ

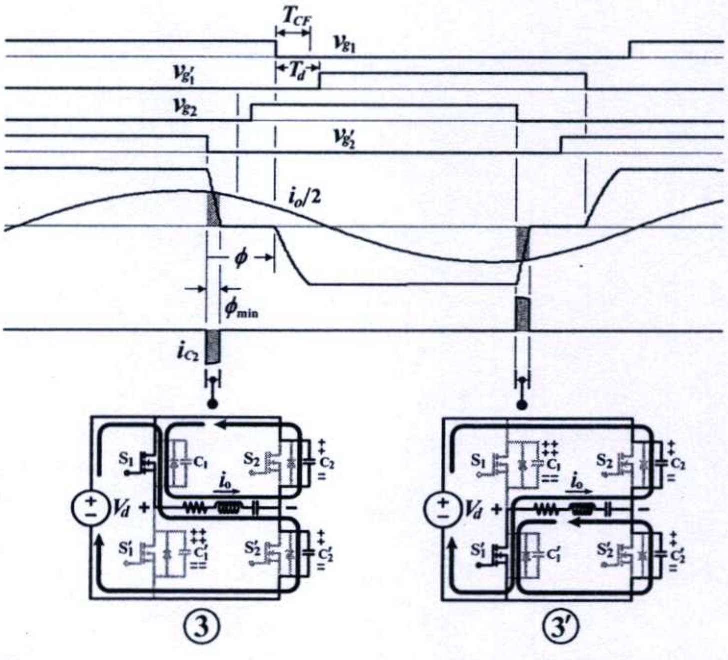
ย่านที่ 2 เป็นการทำงานในโหมด ⑤ สำหรับการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และโหมด ⑤⑥ สำหรับการทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในย่านนี้จะมีการขนถ่ายประจุเกิดขึ้นระหว่างตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สในกิ่งที่ 1 ของอินเวอร์เตอร์ที่มีทิศทางการขนถ่ายจากตัวเก็บประจุตัวล่าง

ไปยังตัวบนในโหมด ⑤ และขนกลับจากตัวบนลงไปยังตัวล่างในโหมด ⑥ ส่งผลทำให้การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาท์พุทสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สดังสมการ

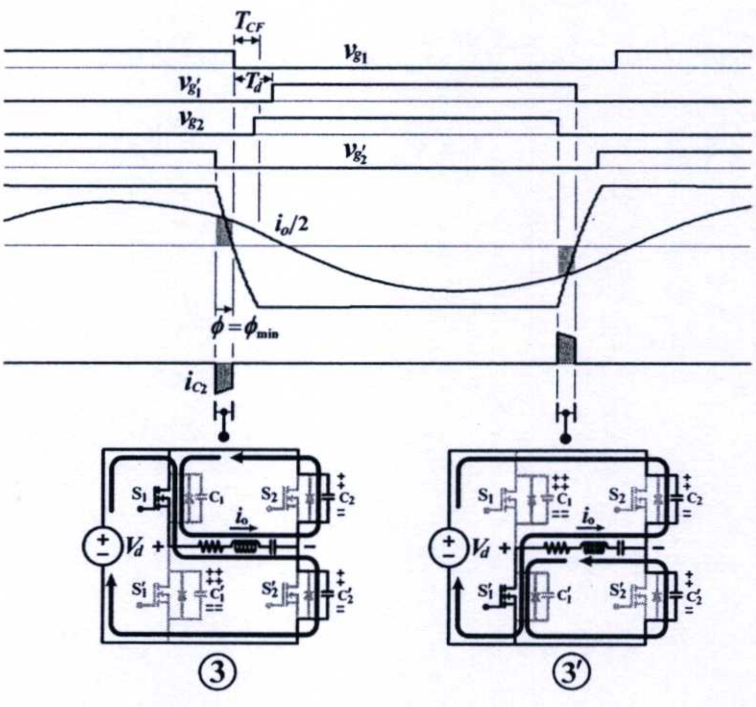
$$v_o = -v_{C_1} \quad \text{หรือ} \quad v_o = v_{C_1'} - v_{C_2'} = v_{C_1'} - V_d$$

4.3.2 การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของสวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์

ในขณะที่แรงดันเอาท์พุทเปลี่ยนแปลงจาก $+V_d$ ไปยัง 0 ในรูปที่ 4.29 และรูปที่ 4.30 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อตามลำดับ ซึ่งแสดงการขนถ่ายประจุที่สำเร็จของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์จาก C_2 ไปยัง C_2' ส่งผลทำให้สวิทช์ S_2 เริ่มนำกระแสภายใต้สภาวะ ZVS การขนถ่ายประจุนี้เกิดขึ้นตรงกับการทำงานในโหมด ③ และในขณะที่แรงดันเอาท์พุทเปลี่ยนแปลงจาก $-V_d$ ไปยัง 0 ยังแสดงการขนถ่ายที่สำเร็จของประจุจาก C_2' ไปยัง C_2 ส่งผลทำให้สวิทช์ S_2' เริ่มนำกระแสภายใต้สภาวะ ZVS การขนถ่ายประจุนี้เกิดขึ้นตรงกับการทำงานในโหมด ③' ดังนั้นการเริ่มนำกระแสของสวิทช์ S_2 และ S_2' จะอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS เสมอ เนื่องจากการขนถ่ายประจุในกิ่งที่สองของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สจะเกิดขึ้นใกล้ ๆ กับตำแหน่งพีคของครึ่งหนึ่งของกระแสเอาท์พุทในลักษณะคลื่นไซน์ $i_o/2$ ซึ่งมีค่ากระแสชาร์จ-ดิสชาร์จประจุที่สูงกว่าเมื่อเปรียบเทียบกับค่ากระแสชาร์จ-ดิสชาร์จประจุที่ต่ำกว่าในบริเวณใกล้ ๆ กับตำแหน่งจุดตัดศูนย์ของกระแสนี้



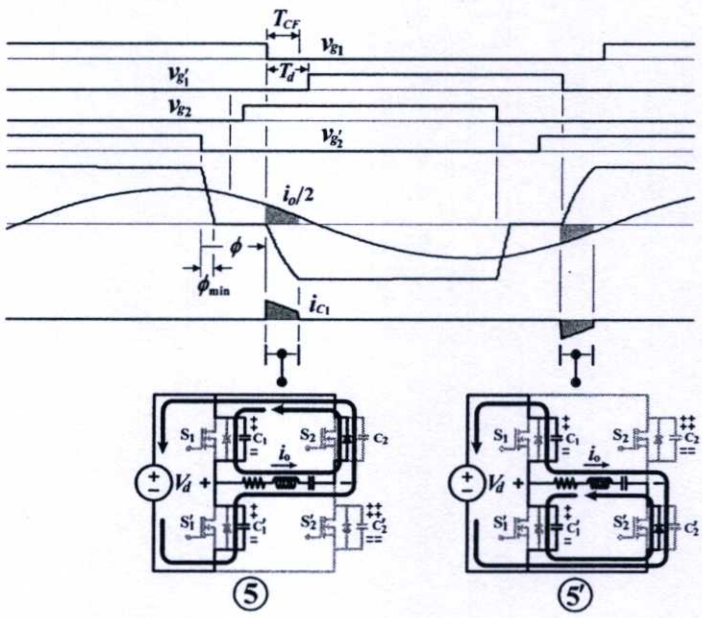
รูปที่ 4.29 การขนถ่ายประจุที่สำเร็จของการทำงานในโหมด ③ จาก C_2 ไปยัง C_2' และโหมด ③' จาก C_2' ไปยัง C_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป



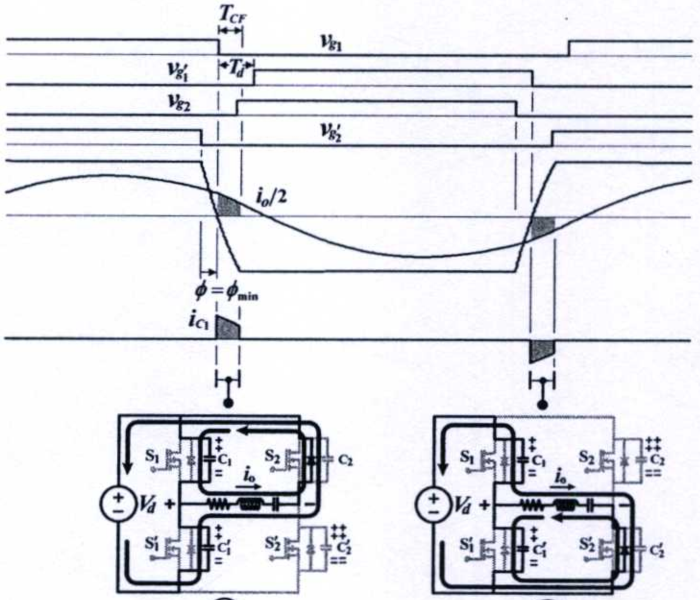
รูปที่ 4.30 การขนถ่ายประจุที่สำเร็จของการทำงานในโหมด ③ จาก C_2 ไปยัง C'_2 และโหมด ③' จาก C'_2 ไปยัง C_2 ในกึ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ

4.3.3 การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของสวิทช์มอสเฟทในกึ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์

พิจารณาคลื่นแรงดันเอาท์พุทในขณะที่เปลี่ยนแปลงจาก 0 ไปยัง $-V_d$ ในรูปที่ 4.31 และรูปที่ 4.32 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อตามลำดับ ซึ่งแสดงการขนถ่ายประจุที่สำเร็จของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สในกึ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์จาก C'_1 ไปยัง C_1 และตรงกับการทำงานในโหมด ⑤ การขนถ่ายประจุได้สำเร็จจนกระทั่งแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าสูงขึ้นเท่ากับ V_d และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C'_1 มีค่าลดลงเท่ากับ 0 เมื่อสิ้นสุดโหมดการทำงานนี้ ส่งผลทำให้สวิทช์ S'_1 เริ่มนำกระแสในโหมดเพาเวอริ่งถัดไปได้อย่างปลอดภัยภายใต้สภาวะ ZVS และในรูปเดียวกันนี้ยังได้แสดงการขนถ่ายประจุที่สำเร็จของตัวเก็บประจุจาก C_1 ไปยัง C'_1 ตรงกับการทำงานในโหมด ⑤' และตรงกับช่วงเวลาที่แรงดันเอาท์พุทเปลี่ยนแปลงจาก 0 ไปยัง $+V_d$ ทำนองเดียวกันการขนถ่ายประจุได้สำเร็จดังกล่าวเมื่อสิ้นสุดโหมดการทำงานนี้จะทำให้มีแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C'_1 มีค่าเท่ากับ V_d และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเท่ากับ 0 ส่งผลทำให้สวิทช์ S_1 เริ่มนำกระแสในโหมดเพาเวอริ่งถัดไปได้อย่างปลอดภัยภายใต้สภาวะ ZVS



รูปที่ 4.31 การขนถ่ายประจุที่สำเร็จของการทำงานในโหมด ⑤ จาก C_1' ไปยัง C_1 และโหมด ⑤' จาก C_1 ไปยัง C_1' ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป

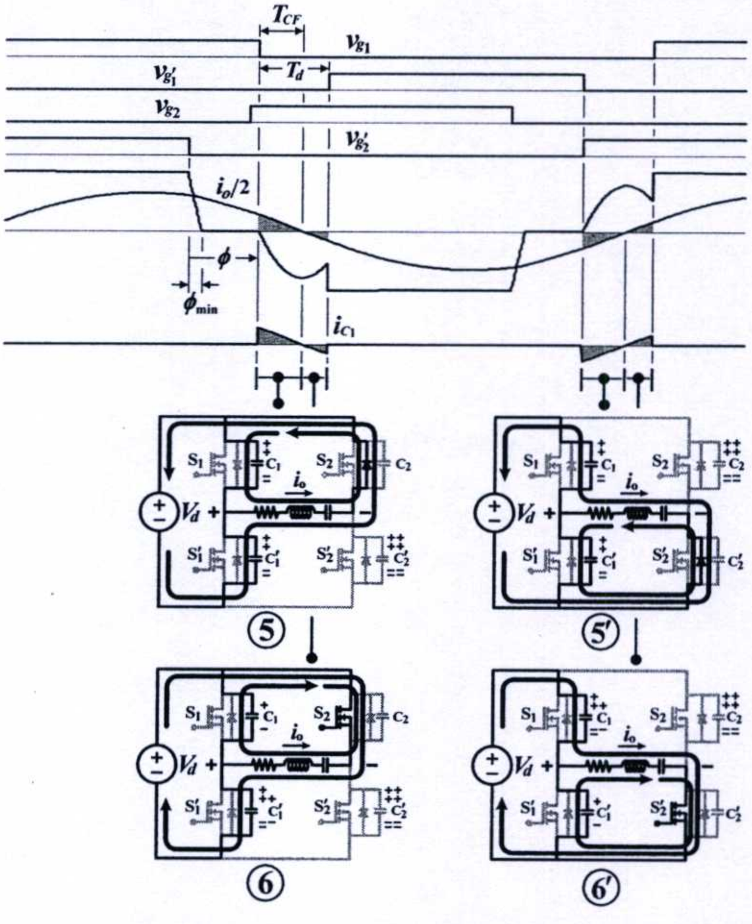


รูปที่ 4.32 การขนถ่ายประจุที่สำเร็จของการทำงานในโหมด ⑤ จาก C_1' ไปยัง C_1 และโหมด ⑤' จาก C_1 ไปยัง C_1' ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ

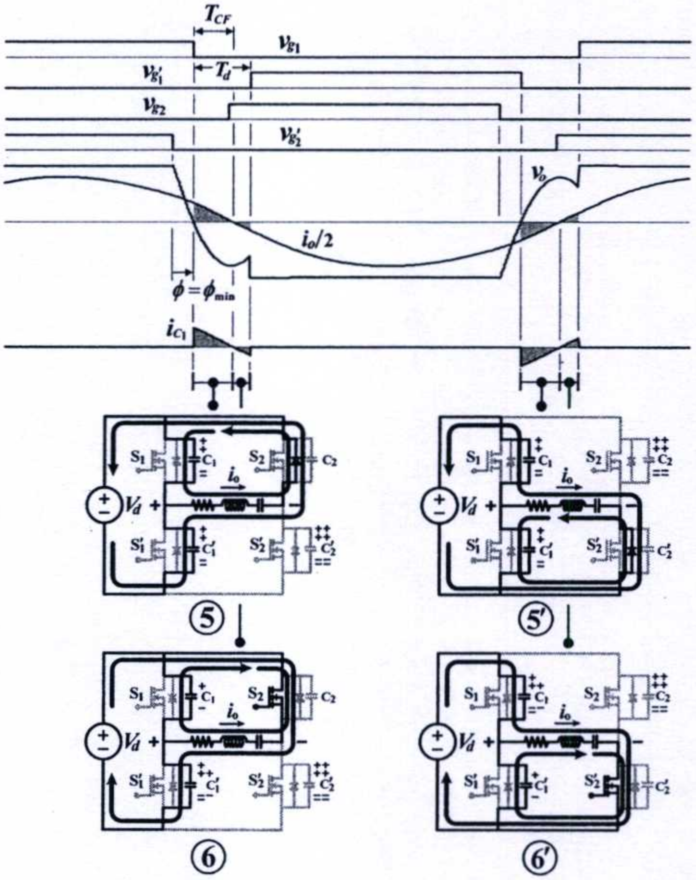
4.3.4 การทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ของสวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์

พิจารณาคลื่นแรงดันเอาท์พุทในขณะที่กำลังเปลี่ยนระดับจาก 0 ไปยัง $-V_d$ ในรูปที่ 4.33 และรูปที่ 4.34 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อตามลำดับ ซึ่ง

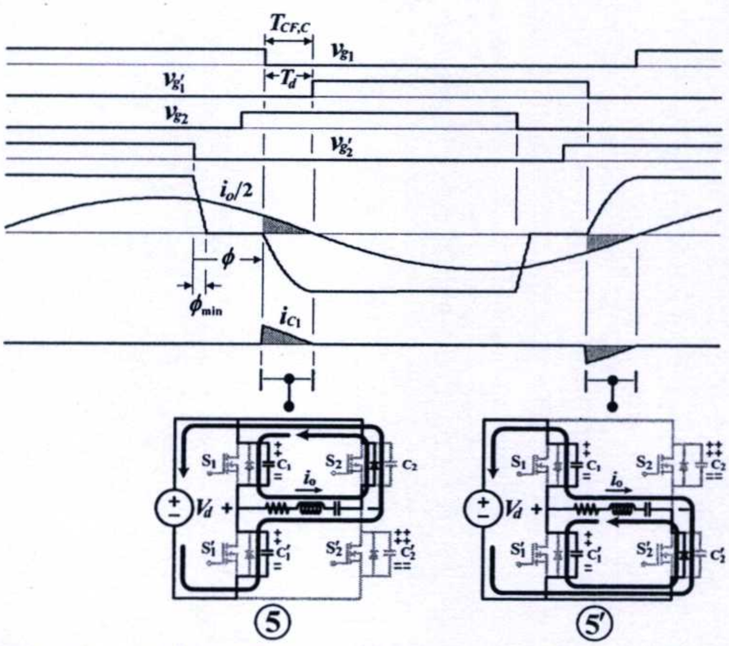
แสดงการขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์จาก C_1' ไปยัง C_1 ในโหมด ⑤ การขนถ่ายประจุยังไม่สำเร็จแต่กระแสที่ใช้ในการชาร์จ-ดิสชาร์จ ($i_o/2$) กลับทิศทางก่อน ทำให้มีการขนถ่ายประจุกลับจาก C_1 ไปยัง C_1' ในโหมด ⑥ การขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จดังกล่าวนี้ทำให้ยังคงมีแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1' ส่งผลทำให้สวิทซ์ S_1' เริ่มนำกระแสในโหมดเพาเวอริ่งถัดไปภายใต้สภาวะ NON-ZVS และในรูปเดียวกันนี้ยังได้แสดงการขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จของตัวเก็บประจุจาก C_1 ไปยัง C_1' ในโหมด ⑤' และมีการขนถ่ายประจุกลับจาก C_1' ไปยัง C_1 ในโหมด ⑥' ตรงกับช่วงเวลาที่แรงดันเอาท์พุทเปลี่ยนระดับจาก 0 ไปยัง $+V_d$ ทำนองเดียวกันการขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จดังกล่าวนี้ทำให้ยังคงมีแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 ส่งผลทำให้สวิทซ์ S_1 เริ่มนำกระแสในโหมดเพาเวอริ่งถัดไปภายใต้สภาวะ NON-ZVS ซึ่งเป็นสภาวะการทำงานที่ไม่ปลอดภัยต่ออุปกรณ์สวิทซ์



รูปที่ 4.33 การขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จในโหมด ⑤ จาก C_1' ไปยัง C_1 แต่มีการขนกลับในโหมด ⑥ และการขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จในโหมด ⑤' จาก C_1 ไปยัง C_1' แต่มีการขนกลับในโหมด ⑥' ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป



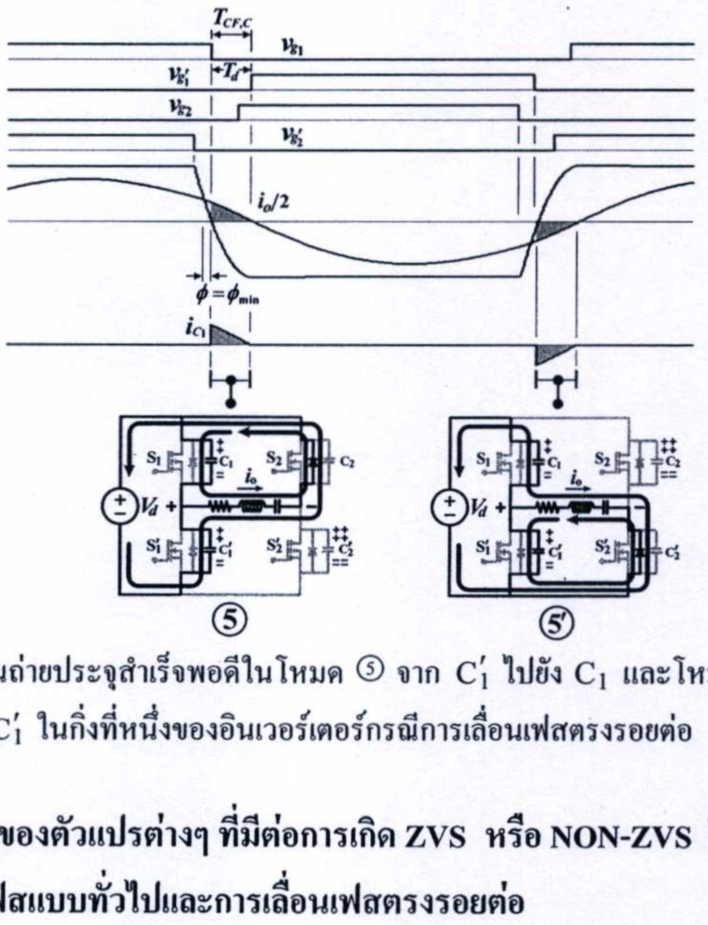
รูปที่ 4.34 การขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จในโหมด ⑤ จาก C_1' ไปยัง C_1 แต่มีการขนกลับในโหมด ⑥ และการขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จในโหมด ⑤′ จาก C_1 ไปยัง C_1' แต่มีการขนกลับ ในโหมด ⑥′ ในกึ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ



รูปที่ 4.35 การขนถ่ายประจุสำเร็จพอดีในโหมด ⑤ จาก C_1' ไปยัง C_1 และโหมด ⑤′ จาก C_1 ไปยัง C_1' ในกึ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป

4.3.5 การทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS ของสวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์

รูปที่ 4.35 และรูปที่ 4.36 แสดงการขนถ่ายประจุระหว่าง C_1 และ C_1' ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อตามลำดับ การทำงานของวงจรในกรณีนี้เหมือนกับกรณี ZVS หัวข้อ 4.3.3 เว้นแต่ว่าการขนถ่ายประจุในกรณีนี้เสร็จพอดีที่จุดสิ้นสุดซึ่งเป็นจุดที่กระแสที่ใช้ในการชาร์จ-ดิสชาร์จ ($i_o/2$) กลับทิศทาง



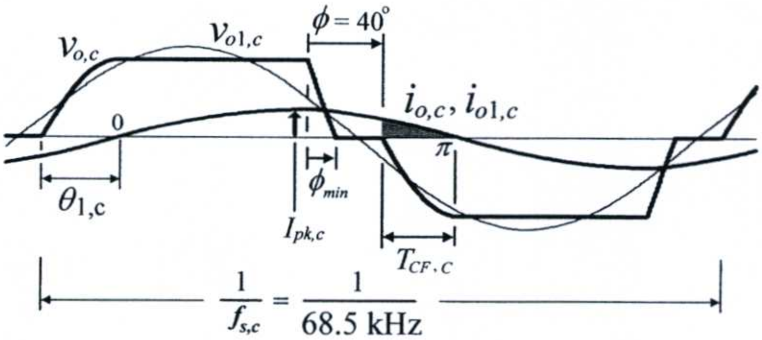
รูปที่ 4.36 การขนถ่ายประจุสำเร็จพอดีในโหมด ⑤ จาก C_1' ไปยัง C_1 และโหมด ⑤' จาก C_1 ไปยัง C_1' ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ

4.4 ผลกระทบของตัวแปรต่างๆ ที่มีต่อการเกิด ZVS หรือ NON-ZVS ในระหว่างที่มีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ

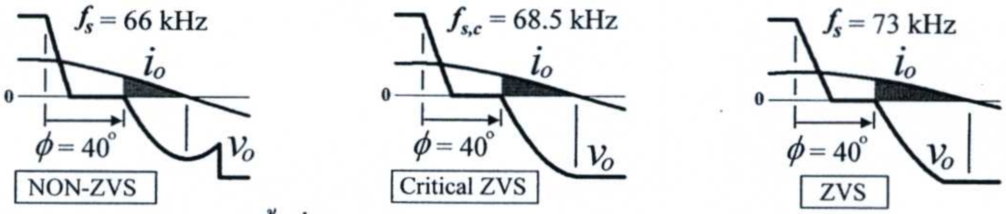
4.4.1 การกำหนดจุดแบ่งรอยต่อระหว่างสภาวะ ZVS และ NON-ZVS โดยใช้สภาวะ Critical ZVS ในการพิจารณา

จากที่ได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ผ่านมาถึงการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการพิจารณาผลที่เกิดจากการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์ส ($C_{ds} = C_1 = C_1' = C_2 = C_2'$) ของสวิทช์มอสเฟทซึ่งสามารถแบ่งสภาวะการทำงานของวงจรออกได้เป็น 2 สภาวะที่แตกต่างกันคือ ZVS และ NON-ZVS โดยมีจุดแบ่งตรงกลางระหว่าง 2 สภาวะนี้เรียกว่า Critical ZVS ซึ่งจุดแบ่งนี้ขึ้นอยู่กับตัวแปรวิกฤติ 4 ตัวแปรได้แก่ ค่าความถี่สวิทชิ่งวิกฤติ ($f_{s,c}$) ค่าพีคของกระแสโหลดวิกฤติ ($I_{pk,c}$) ค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลวิกฤติ ($\theta_{1,c}$) และค่าเวลาการชาร์จประจุวิกฤติ ($T_{CF,c}$) โดยนิยามของค่าตัวแปรวิกฤติเหล่านี้สามารถกำหนดจากคลื่นแรงดันและ

กระแสเอาท์พุทวิกฤติดังแสดงในรูปที่ 4.37(ก) สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและรูปที่ 4.38(ก) สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ

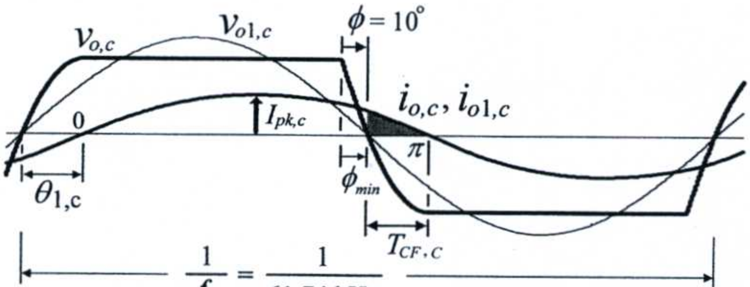


(ก) นิยามของตัวแปรวิกฤติ $f_{s,c}$, $I_{pk,c}$, $\theta_{1,c}$ และ $T_{CF,C}$

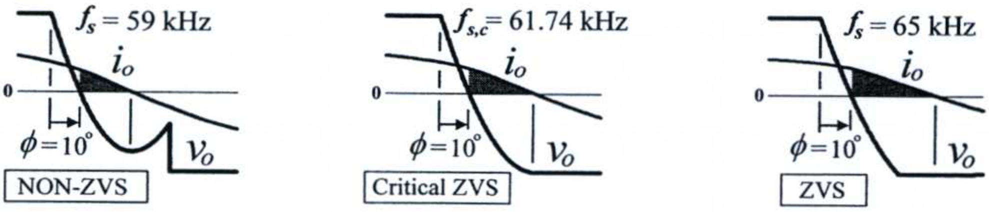


(ข) current-time area (เนื้อที่กระแสเวลา) ขณะ $f_s < f_{s,c}$, $f_s = f_{s,c}$ และ $f_s > f_{s,c}$

รูปที่ 4.37 นิยามของตัวแปรวิกฤติและขนาดของ current-time area สำหรับกรณีของการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{\min} < \phi$)

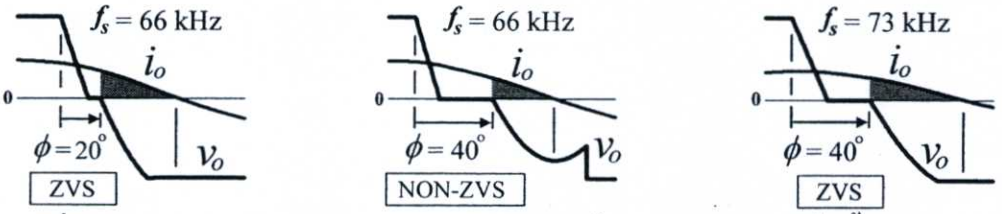


(ก) นิยามของตัวแปรวิกฤติ $f_{s,c}$, $I_{pk,c}$, $\theta_{1,c}$ และ $T_{CF,C}$



(ข) current-time area ขณะ $f_s < f_{s,c}$, $f_s = f_{s,c}$ และ $f_s > f_{s,c}$

รูปที่ 4.38 นิยามของตัวแปรวิกฤติและขนาดของ current-time area สำหรับกรณีของการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{\min}$)



รูปที่ 4.39 ขนาด current-time area ขณะปรับค่ามุมเลื่อนเฟสจาก 20° เพิ่มขึ้นเป็น 40°

4.4.2 การวิเคราะห์หาเส้นแบ่งรอยต่อระหว่างสภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งกำหนดด้วยตัวแปรวิกฤติของสภาวะ Critical ZVS

การวิเคราะห์หาเส้นแบ่งรอยต่อระหว่างการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีการควบคุมแบบเลื่อนเฟสในย่านการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{\min} < \phi$) และการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{\min}$) สามารถทำได้โดยการพิจารณาจากค่าตัวแปรวิกฤติ 4 ตัวแปรของคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทที่ได้จากการคำนวณขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ

ตารางที่ 4.1 ค่าของพารามิเตอร์ต่างๆ ของเครื่องต้นแบบที่ใช้ในการทดลอง

พารามิเตอร์ในการทดลอง		ค่าของพารามิเตอร์
MOSFET IRFP460	V_{DSS}	500 V
	I_D	20 A
	C_{oss}	870 pF
drain-source capacitor ($C_{ds} = C_1 = C_1' = C_2 = C_2'$)		$(2 \times C_{oss}) + 4700$ pF = 6440 pF
blocking capacitor (C_b)		6.6 μF
resonant capacitor (C')		4.4 μF
equivalent resonant capacitor (C)		$\frac{(N_2/N_1)^2 C' C_b}{(N_2/N_1)^2 C' + C_b}$ = 0.0437 μF
dc link voltage (V_d)		150 V
high-frequency step down transformer	ferrite core	2 × EE80
	turn ratio	10
iron work-piece	diameter	2.5 cm
	lenth	15 cm
heating coil	turns	4
	diameter	4 cm
operating temperature		400 °C

Critical ZVS พร้อมยืนยันความถูกต้องของหลักการด้วยผลการทดลองของเครื่องต้นแบบที่มีค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ดังแสดงในตารางที่ 4.1 โดยการวิเคราะห์เพื่อหาค่าของตัวแปรวิกฤติที่ค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ) ใดๆ สามารถสรุปเป็นขั้นตอนได้ดังตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ขั้นตอนการวิเคราะห์หาค่าตัวแปรวิกฤติขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS

ขั้นตอนที่	รายละเอียด
1	ตั้งค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ)
2	ปรับความถี่สวิทชิ่ง (f_s) จนกระทั่ง $f_s = f_{s,c}$ ซึ่งจะทำให้ได้คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทวิกฤติ ($v_{o,c}, i_{o,c}$) มีลักษณะดังแสดงในรูปที่ 4.37(ก)และ 4.38(ก) โดยอุณหภูมิของชิ้นงานเท่ากับ 400 °C
3	บันทึกคลื่น $v_{o,c}, i_{o,c}$ พร้อมข้อมูลของคลื่นในรูปแบบ ASCII ด้วยดิจิตอลออสซิโลสโคป
4	อ่านค่า $I_{pk,c}$ และ $T_{CF,C}$ จากคลื่นทดลองของ $v_{o,c}, i_{o,c}$
5	วิเคราะห์หาค่า V_{o1} , I_{o1} และ $\theta_{1,c}$ จากข้อมูลในรูป ASCII ของคลื่น $v_{o,c}, i_{o,c}$ วิกฤติด้วย FFT
6	นำค่า V_{o1} , I_{o1} และ $\theta_{1,c}$ ไปคำนวณหาค่าความต้านทานสมมูล (R) และค่าความเหนี่ยวนำสมมูล (L) ของโหลดโดยใช้สมการ (4.45) และ (4.46) ตามลำดับ ซึ่งจะได้ค่า R และ L เหล่านี้ดังแสดงในตารางที่ 4.3
7	พล็อตคลื่น $v_{o,c}, i_{o,c}$ ขณะทำการเปลี่ยนค่าความถี่สวิทชิ่งจนกระทั่ง $f_s = f_{s,c}$ โดยใช้ค่า R และ L สมมูลและสมการแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรในหัวข้อ 4.2.6 และใช้โปรแกรม MATLAB ช่วยในขบวนการคำนวณ
8	อ่านค่า $I_{pk,c}$ และ $T_{CF,C}$ จากคลื่นคำนวณของ $v_{o,c}, i_{o,c}$ ซึ่งค่า $T_{CF,C}$ จะสอดคล้องกับสมการ (4.48)
9	วิเคราะห์หาค่า $\theta_{1,c}$ จากคลื่น $v_{o,c}$, $i_{o,c}$ ที่ได้จากการคำนวณด้วย FFT ซึ่งค่า $\theta_{1,c}$ นี้จะสอดคล้องกับสมการ (4.47)
10	พล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรวิกฤติจากการคำนวณ ($f_{s,c}, I_{pk,c}, \theta_{1,c}, T_{CF,C}$) และมุมเลื่อนเฟส ($\phi$) ซึ่งค่าของตัวแปรวิกฤติเหล่านี้คำนวณไว้แล้วในขั้นตอนที่ 7-9
11	พล็อตกราฟความสัมพันธ์ระหว่างค่าตัวแปรวิกฤติจากการทดลอง ($f_{s,c}, I_{pk,c}, \theta_{1,c}, T_{CF,C}$) และมุมเลื่อนเฟส ($\phi$) ลงในกราฟเดียวกันกับการคำนวณ ซึ่งค่าของตัวแปรวิกฤติจากการทดลองเหล่านี้วัดค่าไว้แล้วในขั้นตอนที่ 2 , 4 และ 5

$$R = \frac{V_{o1}}{I_{o1}}\cos\theta_{1,c} \tag{4.45}$$

$$L = \frac{\frac{V_{o1}}{I_{o1}}\sin\theta_{1,c} + \frac{1}{2\pi f_{s,c}C}}{2\pi f_{s,c}} \tag{4.46}$$

$$\theta_{1,c} = \tan^{-1}\left(\frac{2\pi f_{s,c}L - \frac{1}{2\pi f_{s,c}C}}{R}\right) \tag{4.47}$$

$$T_{CF,C} = \frac{\cos^{-1}\left(1 - \frac{4\pi f_{s,c}C_{ds}V_d}{I_{pk,c}}\right)}{2\pi f_{s,c}} \tag{4.48}$$

ตารางที่ 4.3 ค่าความต้านทานสมมูล (R) และค่าความเหนี่ยวนำสมมูล (L) ของโหลดที่ได้จากการวัดขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS

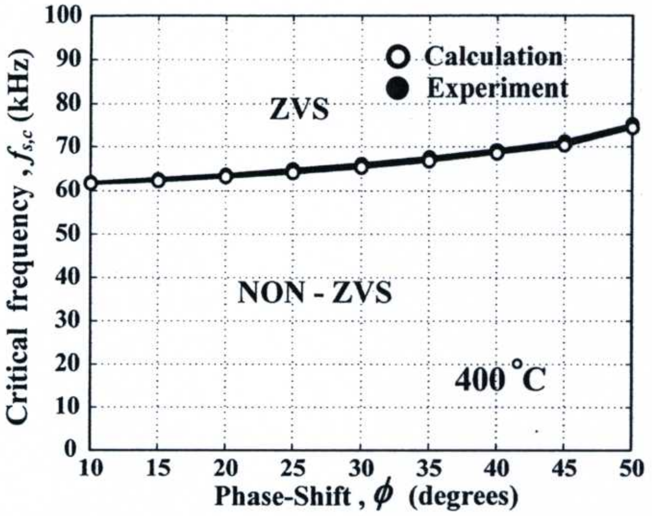
ϕ	10°	15°	20°	25°	30°	35°	40°	45°	50°
R (Ω)	24.65	24.98	25.24	25.69	26.09	26.56	26.94	27.45	27.86
L (μH)	177.43	179.58	180.78	181.87	184.38	187.41	190.34	194.67	199.89

เนื่องจากที่อุณหภูมิต่ำกว่า 600 °C ค่าความซึมซาบได้ทางแม่เหล็ก (μ) ของวัสดุชิ้นงานจะมีค่าเกือบคงที่ [1], [2] ซึ่งจะส่งผลต่อการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานสมมูล (R) และค่าความเหนี่ยวนำสมมูล (L) ของโหลดไม่มาก ดังนั้นในงานวิจัยนี้จึงทำการทดสอบขณะที่อุณหภูมิของชิ้นงานคงที่เท่ากับ 400 °C สำหรับกรณีที่มุมเลื่อนเฟสอยู่ในย่านการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อจาก $10^\circ - 50^\circ$ สามารถคำนวณหาค่าตัวแปรวิกฤติทั้งสี่ได้ตามขั้นตอนที่แสดงไว้ในตารางที่ 4.2 ผลจากการคำนวณสามารถพล็อตเส้นกราฟที่แตกต่างกันได้แก่ ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่วิกฤติ ($f_{s,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ) ดังแสดงในรูปที่ 4.40 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าพีคของกระแสโหลดวิกฤติ ($I_{pk,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ) ดังแสดงในรูปที่ 4.41 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลวิกฤติ ($\theta_{1,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ) ดังแสดงในรูปที่ 4.42 และความสัมพันธ์ระหว่างค่าเวลาการชาร์จประจุวิกฤติ ($T_{CF,C}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ) ดังแสดงในรูปที่ 4.43 และสุดท้ายผลการคำนวณยังได้เปรียบ

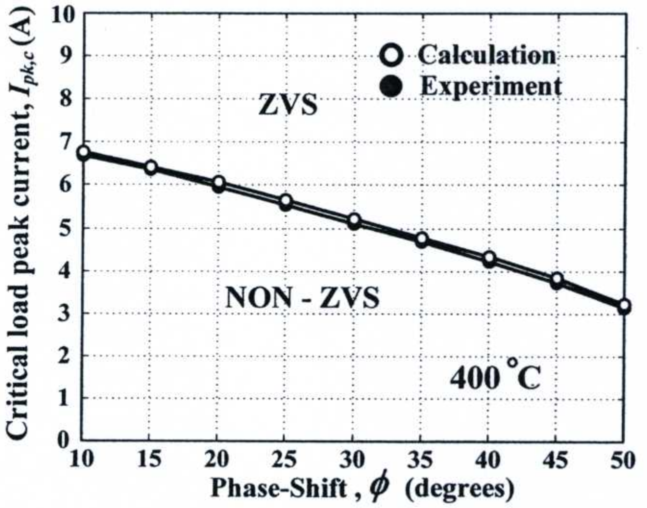
เทียบกับผลการทดลองเพื่อยืนยันความถูกต้องของผลทางทฤษฎี โดยพล็อตเปรียบเทียบในกราฟรูปเดียวกัน ผลที่ได้ทั้งสองปรากฏว่าใกล้เคียงกันสำหรับในแต่ละกรณี

ตลอดย่านการควบคุมแบบเลื่อนเฟสทั้งการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อและการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป การทำงานของวงจรอาจจะเข้าไปอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของตัวแปรวิกฤติ 4 ตัว รายละเอียดของเงื่อนไขเหล่านี้สามารถอธิบายให้เข้าใจได้ด้วย current-time area ที่แรเงาของคลื่นกระแสเอาท์พุทวิกฤติ ($i_{o,c}$) ดังแสดงในรูปที่ 4.37(ก) สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi = 40^\circ$) และในรูปที่ 4.38(ก) สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = 10^\circ$) ซึ่ง current-time area ของกระแสเอาท์พุทวิกฤตินี้จะตรงกับจุดทำงานในเส้นกราฟรูปที่ 4.40–4.43 ในขณะที่จุดทำงานอื่นๆ ในเส้นกราฟเหล่านี้จะมี current-time area เท่ากันตลอด ในกรณีที่ค่าของตัวแปรวิกฤติไม่ได้อยู่ในเส้นกราฟที่ใช้ในการแบ่งสภาวะการทำงานออกเป็นสองสภาวะ ZVS และ NON-ZVS เหล่านี้จะส่งผลทำให้การทำงานของวงจรเข้าไปอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS อย่างใดอย่างหนึ่ง กล่าวคือถ้าค่าความถี่สวิทชิ่งต่ำกว่าค่าวิกฤติ ($f_s < f_{s,c}$) ค่าพีคของกระแสโหลดต่ำกว่าค่าวิกฤติ ($I_{pk} < I_{pk,c}$) ค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลต่ำกว่าค่าวิกฤติ ($\theta_1 < \theta_{1,c}$) และค่าเวลาการชาร์จประจุมากกว่าค่าวิกฤติ ($T_{CF} > T_{CF,C}$) จะทำให้ current-time area ของกระแสเอาท์พุทเล็กกว่า current-time area วิกฤติ ดังแสดงด้วยพื้นที่แรเงาในรูปซ้ายของรูปที่ 4.37(ข) และรูปที่ 4.38(ข) ส่งผลทำให้การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เข้าไปอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในทางกลับกันถ้าค่าความถี่สวิทชิ่งสูงกว่าค่าวิกฤติ ($f_s > f_{s,c}$) ค่าพีคของกระแสโหลดสูงกว่าค่าวิกฤติ ($I_{pk} > I_{pk,c}$) ค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลสูงกว่าค่าวิกฤติ ($\theta_1 > \theta_{1,c}$) และค่าเวลาการชาร์จประจุต่ำกว่าค่าวิกฤติ ($T_{CF} < T_{CF,C}$) จะทำให้ current-time area ของกระแสเอาท์พุทใหญ่กว่า current-time area วิกฤติ ดังแสดงด้วยพื้นที่แรเงาในรูปขวาของรูปที่ 4.37(ข) และรูปที่ 4.38(ข) ส่งผลทำให้การทำงานของวงจรเข้าไปอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS

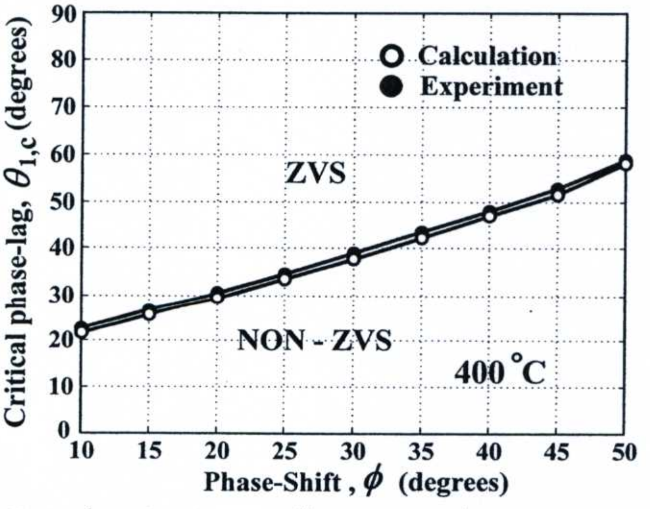
ในการใช้งานโดยทั่วไปของการปรับลดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทด้วยวิธีการปรับเพิ่มมุมเลื่อนเฟสจะต้องปรับความถี่สวิทชิ่งเพิ่มขึ้นเล็กน้อยเพื่อควบคุมให้วงจรยังคงทำงานภายใต้สภาวะ ZVS รายละเอียดของประเด็นนี้เริ่มต้นด้วยการพิจารณา current-time area ของกระแสเอาท์พุทรูปซ้ายในรูปที่ 4.39 ซึ่งเป็นกรณีวงจรทำงานที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 20^\circ$ และความถี่สวิทชิ่ง $f_s = 66$ kHz เมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสเพิ่มขึ้นไปยัง $\phi = 40^\circ$ โดยไม่มีการเพิ่มความถี่สวิทชิ่ง จะส่งผลทำให้ current-time area เล็กกว่า current-time area วิกฤติ (รูปกลางในรูปที่ 4.39) ผลดังกล่าวนี้ทำให้การทำงานของวงจรเปลี่ยนจากสภาวะ ZVS ไปเป็น NON-ZVS แต่เมื่อเพิ่มความถี่สวิทชิ่งขึ้นจาก 66 kHz ไปยัง 73 kHz จะทำให้ current-time area ใหญ่กว่า current-time area วิกฤติ (รูปขวาในรูปที่ 4.39) ส่งผลทำให้การทำงานของวงจรกลับไปยังสภาวะ ZVS ได้เช่นเดิม



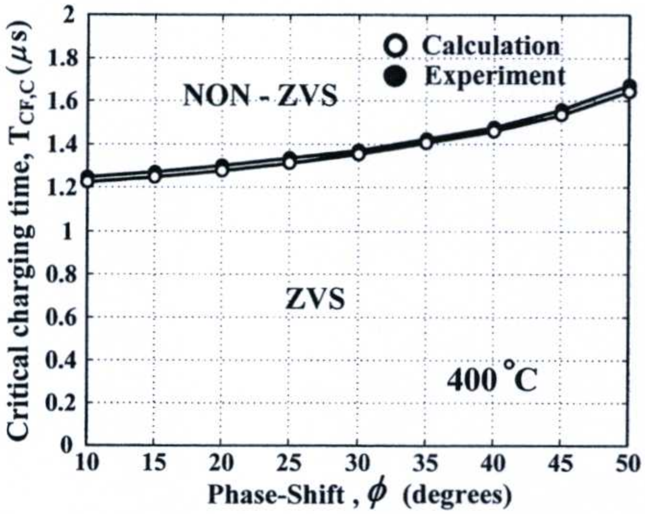
รูปที่ 4.40 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่สวิทชิ่งวิกฤติ ($f_{s,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ)



รูปที่ 4.41 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าพีคของกระแสโหลดวิกฤติ ($I_{pk,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ)



รูปที่ 4.42 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลวิกฤติ ($\theta_{1,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ)



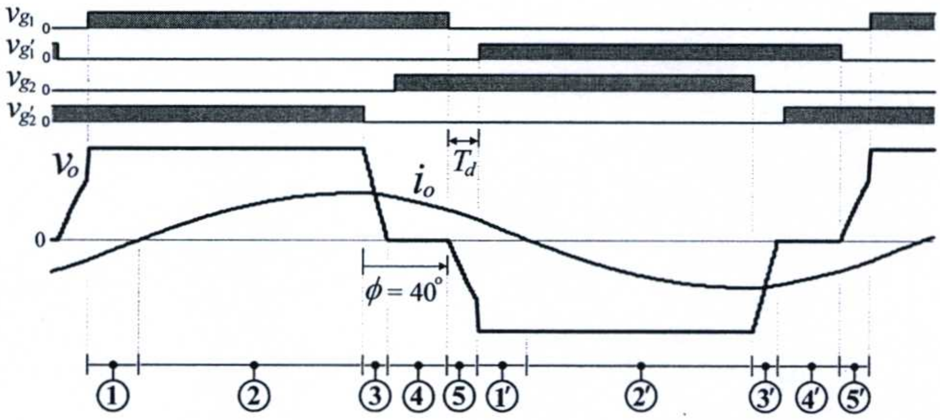
รูปที่ 4.43 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเวลาการชาร์จประจุวิกฤติ ($T_{CF,C}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ)

4.5 ผลกระทบของค่าเดดไทม์ที่มีต่อการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของอินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ

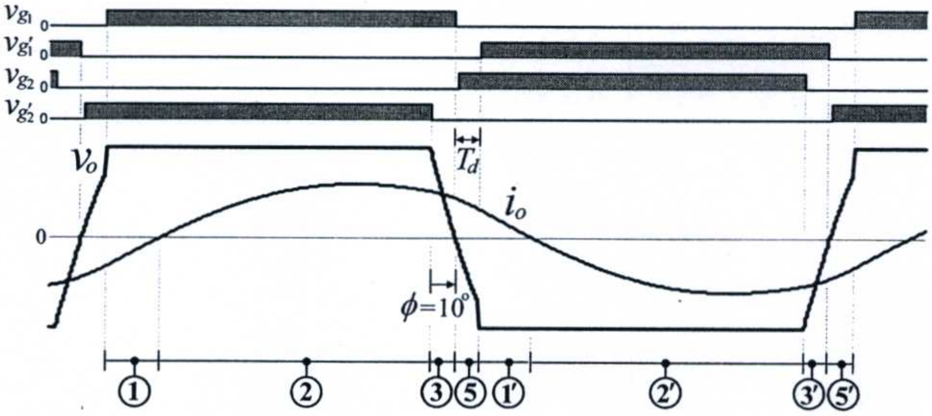
การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์จะอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS นอกจากจะขึ้นอยู่กับค่าตัวแปรวิกฤติ 4 ตัวแปรดังที่กล่าวมาแล้วนั้น ยังขึ้นอยู่กับค่าเดดไทม์ (T_d) ของสัญญาณควบคุมเกทด้วย โดยหลักการในการควบคุมการทำงานของอินเวอร์เตอร์นี้เพื่อให้สวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่หนึ่ง (S_1 หรือ S_1') เริ่มนำกระแสภายใต้สภาวะ ZVS นั้น สัญญาณควบคุมเกทให้นำกระแสของสวิทช์มอสเฟทตัวที่จะเริ่มนำกระแส (v_{g1} หรือ v_{g1}') จะต้องมาหลังจากที่การขนถ่ายประจุออกจากตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของมอสเฟทตัวนั้นเสร็จสมบูรณ์และสัญญาณควบคุมนี้จะต้องมาก่อนที่คลื่นกระแสเอาท์พุทจะกลับทิศทางหรือมาในช่วงเวลาที่ไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับมอสเฟทตัวนั้นกำลังนำกระแสของการทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทีฟ (โหมด ① หรือ ①') ทั้งนี้เพื่อให้การถ่ายโอนกระแสจากไดโอดไปยังมอสเฟทเป็นไปอย่างต่อเนื่อง การมีสัญญาณควบคุมเกทในช่วงเวลาที่ถูกต้องดังกล่าวนี้จะเกิดจากการกำหนดค่าเดดไทม์ที่ถูกต้อง ดังที่ได้แสดงค่าเดดไทม์ที่ถูกต้องนี้ไว้ในรูปที่ 4.18 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและรูปที่ 4.23 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ

ถ้ากำหนดค่าเดดไทม์ของสัญญาณควบคุมเกทน้อยเกินไปจะทำให้มีเวลาไม่เพียงพอสำหรับการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของการทำงานในโหมด ⑤ หรือ ⑤' ให้เสร็จสมบูรณ์ สัญญาณควบคุมเกทมาเร็วเกินไปทำให้สวิทช์มอสเฟททำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ดังแสดงในรูปที่ 4.44 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและรูปที่ 4.45 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ในทางกลับกันถ้าค่าเดดไทม์นี้มากเกินไป สัญญาณควบคุมเกทมาหลังจากคลื่นกระแสเอาท์พุทกลับทิศทางแต่สวิทช์มอสเฟทยังไม่สามารถนำกระแสได้เนื่องจากยังไม่มีสัญญาณควบคุมเกททำให้เกิดการขนถ่ายประจุกลับเข้าไปยังตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สซึ่งตรงกับการทำงานในโหมด ⑥ หรือ ⑥' ส่งผลทำให้สวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่หนึ่งเริ่มนำกระแสภายใต้

สภาวะ NON-ZVS เมื่อมีสัญญาณควบคุมเกทมาหลังจากนั้น ดังแสดงในรูปที่ 4.46 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและรูปที่ 4.47 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ

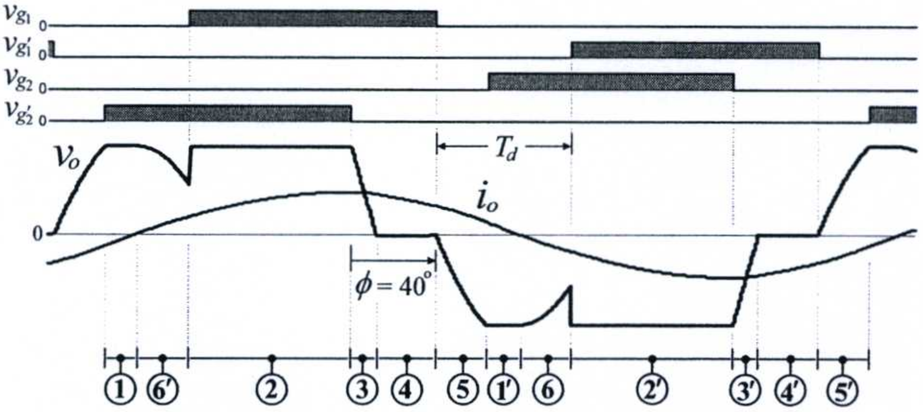


รูปที่ 4.44 สัญญาณควบคุมเกท แรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมโหมดการทำงานของวงจร กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์ไม่เพียงพอ

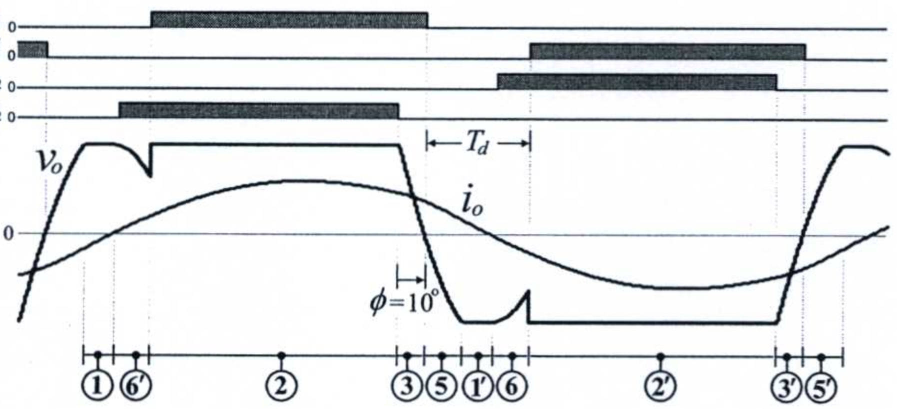


รูปที่ 4.45 สัญญาณควบคุมเกท แรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมโหมดการทำงานของวงจร กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์ไม่เพียงพอ

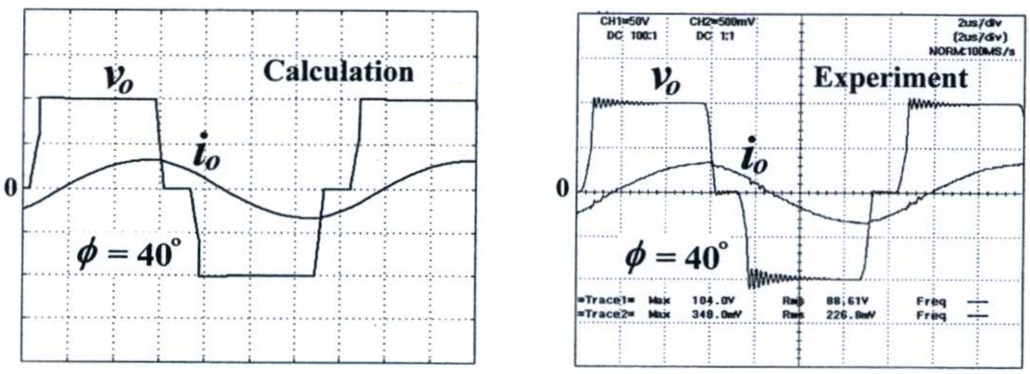
เพื่อยืนยันความถูกต้องของหลักการดังกล่าวข้างต้นเกี่ยวกับผลกระทบของค่าเดดไทม์ที่มีต่อการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง สามารถแสดงคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o, i_o) ที่ได้จากการคำนวณพร้อมทั้งยืนยันความถูกต้องด้วยผลการทดลอง โดยในกรณีที่ค่าเดดไทม์ไม่เพียงพอซึ่งส่งผลทำให้วงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.48 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและรูปที่ 4.49 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ



รูปที่ 4.46 สัญญาณควบคุมเกท แรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมโหมดการทำงานของวงจร กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์มากเกินไป

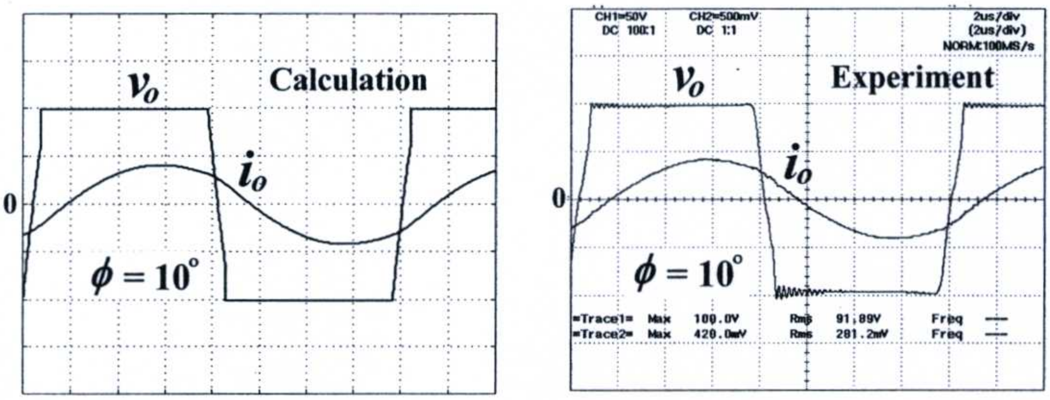


รูปที่ 4.47 สัญญาณควบคุมเกท แรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมโหมดการทำงานของวงจร กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์มากเกินไป



(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

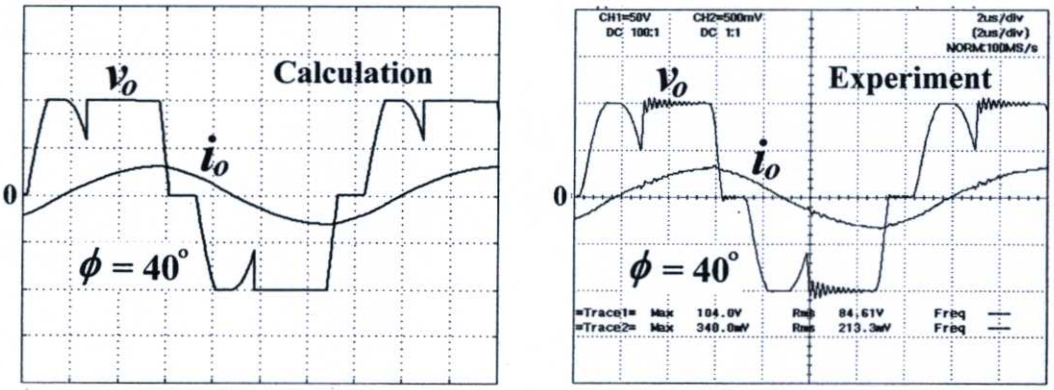
รูปที่ 4.48 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o, i_o) กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์ไม่เพียงพอ ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 40°$ และค่าเดดไทม์ $T_d = 0.54$ μs สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μs/Div



(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

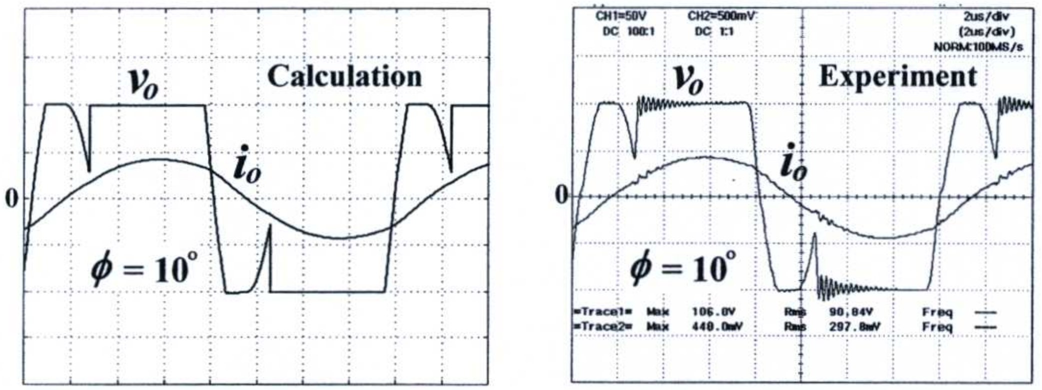
รูปที่ 4.49 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o, i_o) กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์ไม่เพียงพอ ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 10^\circ$ และค่าเดดไทม์ $T_d = 0.54$ μs สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div , 2 μs/Div

ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o, i_o) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการคำนวณพร้อมทั้งยืนยันความถูกต้องด้วยผลการทดลองในกรณีที่ค่าเดดไทม์มากเกินไปซึ่งส่งผลทำให้วงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 4.50 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและรูปที่ 4.51 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ



(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

รูปที่ 4.50 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o, i_o) กรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์มากเกินไป ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 40^\circ$ และค่าเดดไทม์ $T_d = 2.5$ μs สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div , 2 μs/Div



(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

รูปที่ 4.51 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o , i_o) กรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์มากเกินไป ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 10^\circ$ และค่าเดดไทม์ $T_d = 2.5\ \mu s$ สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div , 2 μs/Div

4.6 สรุป

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS โดยมีการควบคุมการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{\min} < \phi$) และการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{\min}$) เพื่อใช้ในงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง มี 8 ประเด็นสำคัญหลักที่สามารถสรุปได้ดังนี้

1. ในกรณีของการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สจะเกิดขึ้นทีละกิ่งจากทั้งหมดสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์นี้ โดยจะเริ่มขนถ่ายประจุในกิ่งที่สองก่อน

2. การทำงานของอินเวอร์เตอร์นี้ภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปจะมีทั้งหมด 10 โหมด ส่วนในกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อจะมีทั้งหมด 8 โหมด

3. ถ้ากำหนดให้ค่าแรงดันดีซีอินพุทคงที่และค่าของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของสวิทช์มอสเฟทแต่ละตัวคงที่ จะทำให้ current-time area ของกระแสเอาท์พุทที่ใช้ในการขนถ่ายประจุในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์นี้ขณะทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS จะมีขนาดพื้นที่เท่ากันตลอดย่านการปรับค่ามุมเลื่อนเฟส ถ้า current-time area ของกระแสเอาท์พุทนี้มีขนาดโตกว่าจุดวิกฤติจะทำให้การทำงานของวงจรอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS แต่ถ้า current-time area ของกระแสเอาท์พุทนี้มีขนาดเล็กกว่าจุดวิกฤติจะทำให้การทำงานของวงจรอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS

4. การที่วงจรอินเวอร์เตอร์นี้จะทำงานภายใต้สภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS นั้นสามารถกำหนดได้โดยค่าตัวแปรวิกฤติ 4 ตัวแปร โดยที่การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์จะอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ได้ก็ต่อเมื่อค่าความถี่สวิทชิ่ง (f_s) ค่าพีคของกระแสโหลด (I_{pk}) และค่ามุมเฟสล้า

หลังขององค์ประกอบหลักมูล (θ_1) ต้องมีค่ามากกว่าค่าวิกฤติของมัน ในขณะที่ค่าเวลาการชาร์จประจุ (T_{CF}) ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ต้องมีค่าน้อยกว่าค่าวิกฤติของมัน

5. การทำงานของอินเวอร์เตอร์นี้ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ทั้งกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและกรณีการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อจะเกิดขึ้นกับสวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่หนึ่ง (S_1 หรือ S_1') เนื่องจากลำดับในการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของสวิทช์ในกิ่งที่หนึ่งนี้เกิดขึ้นทีหลังและตรงกับช่วงเวลาที่ระดับของกระแสเอาท์พุทมีค่าต่ำบริเวณใกล้กับจุดผ่านศูนย์ของกระแสนี้ ทำให้มีโอกาสเกิดการขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จได้

6. สำหรับการปรับลดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทด้วยการปรับเพิ่มมุมเลื่อนเฟสโดยไม่ได้เพิ่มค่าความถี่สวิทชิ่งเป็นผลให้ความถี่สวิทชิ่งและค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลต่ำกว่าค่าวิกฤติของมันทำให้ขนาด current-time area ของกระแสเอาท์พุทที่ใช้ในการขนถ่ายประจุในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์นี้มีขนาดพื้นที่ต่ำกว่าจุดวิกฤติ ส่งผลให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์ไปอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS

7. สำหรับการปรับลดกำลังไฟฟ้าให้ต่ำลงมากๆ ด้วยการปรับเพิ่มมุมเลื่อนเฟสไปมากๆ ในย่านการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป จะทำให้กระแสเอาท์พุทในกรณีนี้ไม่เพียงพอสำหรับการขนถ่ายประจุให้เสร็จสมบูรณ์ได้ถึงแม้จะทำการปรับเพิ่มความถี่สวิทชิ่งขึ้นแล้วก็ตาม ส่งผลทำให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์ไปอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS

8. ค่าเดดไทม์ของสัญญาณควบคุมเกทที่ถูกต้องนั้น สัญญาณควบคุมเกทให้นำกระแสของสวิทช์มอสเฟทตัวที่จะเริ่มนำกระแสจะต้องมาหลังจากที่การขนถ่ายประจุออกจากตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของมอสเฟทตัวนั้นเสร็จสมบูรณ์และสัญญาณควบคุมนี้จะต้องมาก่อนที่คลื่นกระแสเอาท์พุทจะกลับทิศทางหรือมาในช่วงเวลาที่ไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับมอสเฟทตัวนั้นกำลังนำกระแสซึ่งจะส่งผลทำให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์อยู่ภายใต้สภาวะ ZVS

บทที่ 5

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS โดยมีการควบคุมการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0 < \phi < \phi_{\min}$) และการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$)

5.1 บทนำ

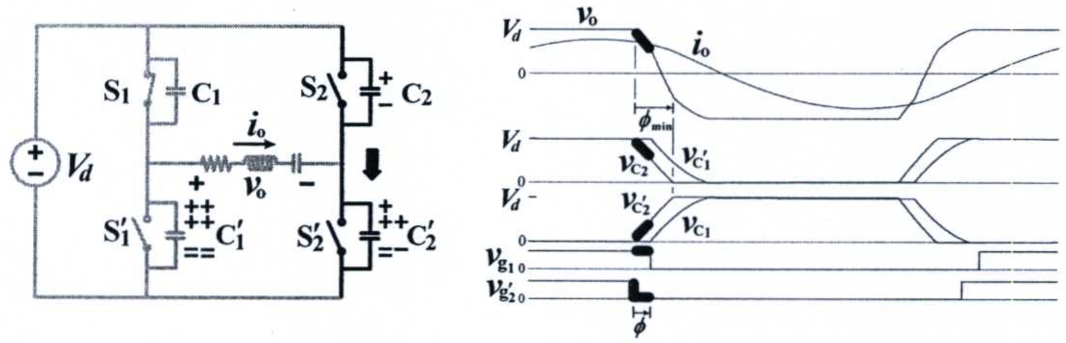
การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0 < \phi < \phi_{\min}$) และการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$) ที่จะกล่าวถึงในบทนี้เป็นย่านการปรับมุมเลื่อนเฟสที่ต่อเนื่องจากการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{\min} < \phi$) และการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{\min}$) ที่ได้วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 4 แต่จะมีความแตกต่างกันของขบวนการขนถ่ายประจุ โดยในบทนี้จะเริ่มจากการศึกษาขบวนการขนถ่ายประจุ C_{ds} ของสวิทช์มอสเฟททั้ง 4 ตัวในแต่ละจังหวะการทำงานของวงจรภายในหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุท จากความเข้าใจในขบวนการขนถ่ายประจุทำให้สามารถวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานในแต่โหมดในหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทได้ จากนั้นทำการวิเคราะห์หาสมการของแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ในวงจรทั้งหมด สามารถพล็อตคลื่นแรงดันและกระแสจากสมการเหล่านี้โดยใช้โปรแกรม MATLAB และใช้คลื่นคำนวณของแรงดันและกระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS ในการพิจารณาตัวแปรวิกฤติ 4 ตัวแปรได้แก่ ค่าความถี่สวิทชิ่งวิกฤติ ($f_{s,c}$) ค่าพีคของกระแสโหลดวิกฤติ ($I_{pk,c}$) ค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลวิกฤติ (θ_1 ,c) และค่าเวลาการชาร์จประจุวิกฤติ ($T_{CF,C}$) ซึ่งตัวแปรวิกฤติเหล่านี้จะอยู่บนเส้นแบ่งรอยต่อระหว่างสภาวะ ZVS และ NON-ZVS ตลอดย่านของการปรับค่ามุมเลื่อนเฟส ในตอนท้ายของบทนี้ยังได้กล่าวถึงผลกระทบของค่าเดดไทม์ของสัญญาณควบคุมเกทที่ส่งผลกระทบต่อการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของอินเวอร์เตอร์นี้ด้วย

5.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS

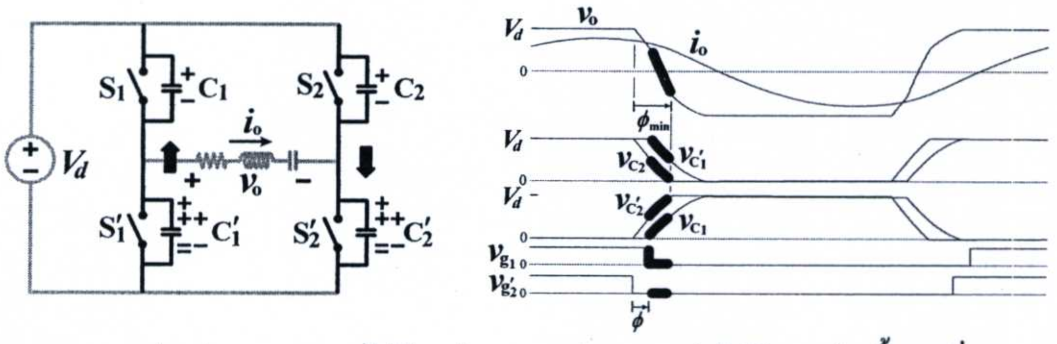
5.2.1 ขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของสวิทช์มอสเฟท

ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายซึ่งมีมุมเลื่อนเฟสอยู่ในย่าน $0 < \phi < \phi_{\min}$ ขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สจะเกิดขึ้นสองลักษณะคือขนถ่ายทีละหนึ่งกิ่งและขนถ่ายพร้อมกันสองกิ่ง สามารถแสดงลำดับการขนถ่ายประจุในกรณีนี้ได้ดังรูปที่ 5.1 ในขณะที่คลื่นแรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น $-V_d$ จะมีการขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C_2' และจาก C_1' ไปยัง C_1 เพื่อให้สวิทช์มอสเฟท S_2 และ S_1' เริ่มนำกระแสใน

ลำดับถัดไปได้อย่างปลอดภัยภายใต้สภาวะ ZVS โดยจะมีช่วงเวลาในการขนถ่ายประจุแบ่งออกเป็น 3 ช่วงคือ ช่วงที่ 1 ขนถ่ายประจุในกิ่งที่สองจาก C_2 ไปยัง C_2' ดังแสดงในรูปที่ 5.1(ก) ช่วงที่ 2 ขนถ่ายประจุทั้งในกิ่งที่สองและกิ่งที่หนึ่งไปพร้อมกันจาก C_2 ไปยัง C_2' และจาก C_1' ไปยัง C_1 ดังแสดงในรูปที่ 5.1(ข) และช่วงที่ 3 ขนถ่ายประจุในกิ่งที่หนึ่งจาก C_1' ไปยัง C_1 ดังแสดงในรูปที่ 5.1(ค) ในทำนองเดียวกันในขณะที่คลื่นแรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น $+V_d$ จะมีการขนถ่ายประจุจาก C_2' ไปยัง C_2 และจาก C_1 ไปยัง C_1' เพื่อให้สวิทช์มอสเฟท S_1 และ S_2' เริ่มนำกระแสในลำดับถัดไปได้อย่างปลอดภัยภายใต้สภาวะ ZVS จะมีลักษณะการขนถ่ายประจุแบ่งเป็น 3 ช่วงเช่นกันคือ ช่วงที่ 1 ขนถ่ายประจุในกิ่งที่สองจาก C_2' ไปยัง C_2 ดังแสดงในรูปที่ 5.1(ง) ช่วงที่ 2 ขนถ่ายประจุทั้งในกิ่งที่สองและกิ่งที่หนึ่งไปพร้อมกันจาก C_2' ไปยัง C_2 และจาก C_1 ไปยัง C_1' ดังแสดงในรูปที่ 5.1(จ) และช่วงที่ 3 ขนถ่ายประจุในกิ่งที่หนึ่งจาก C_1 ไปยัง C_1' ดังแสดงในรูปที่ 5.1(ฉ)

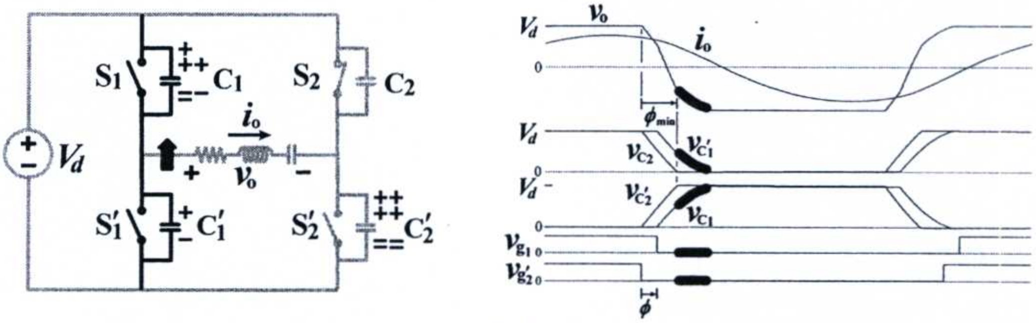


(ก) การขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C_2' ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่แรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น $-V_d$

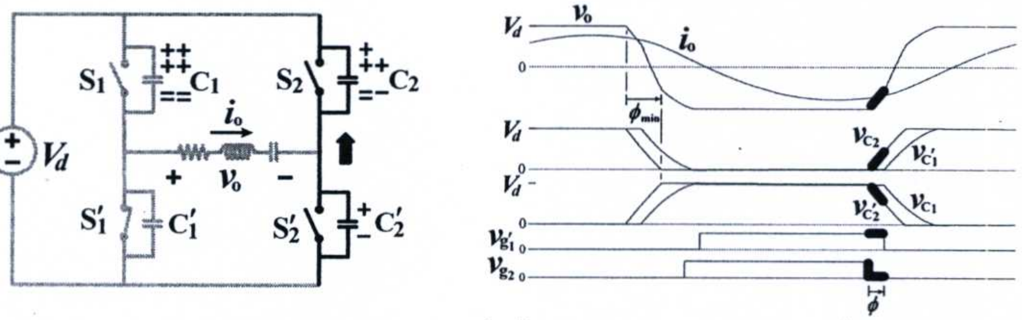


(ข) การขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C_2' และขนถ่ายจาก C_1' ไปยัง C_1 ในทั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่แรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น $-V_d$

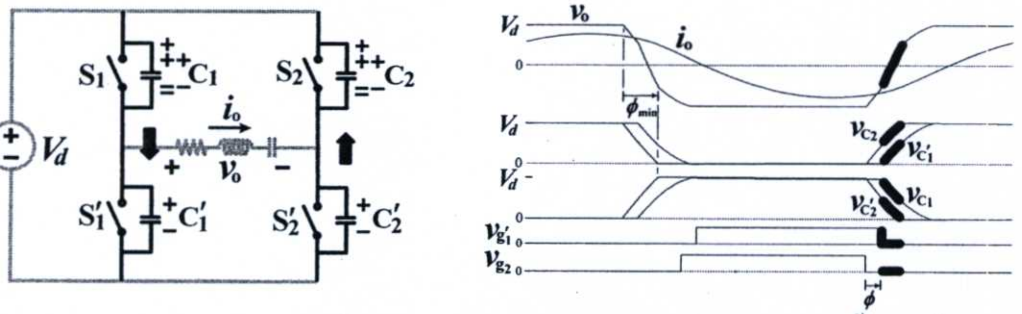
รูปที่ 5.1 ลำดับการขนถ่ายประจุในแต่ละกิ่งของตัวเก็บประจุสวิทช์ภายในหนึ่งไซเคิลของแรงดันเอาท์พุท กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0 < \phi < \phi_{\min}$)



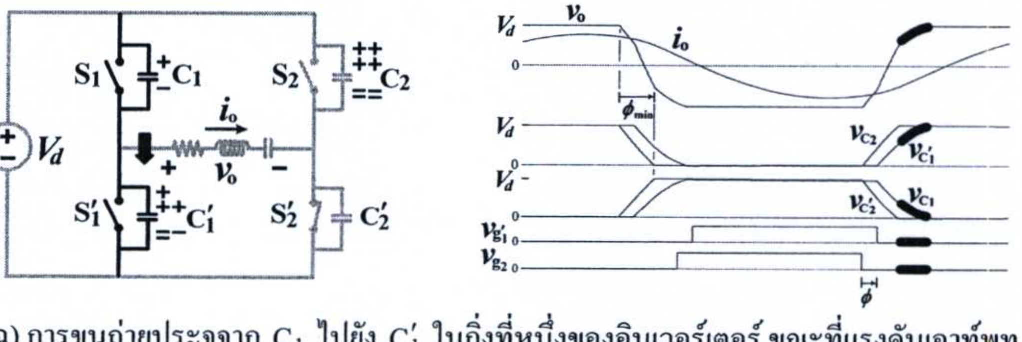
(ค) การขนถ่ายประจุจาก C_1' ไปยัง C_1 ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่แรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น $-V_d$



(ง) การขนถ่ายประจุจาก C_2' ไปยัง C_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่แรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น $+V_d$



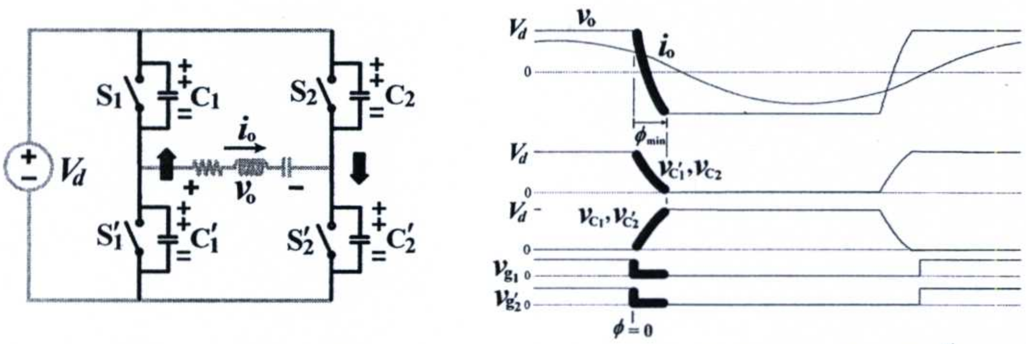
(จ) การขนถ่ายประจุจาก C_2' ไปยัง C_2 และขนถ่ายจาก C_1 ไปยัง C_1' ในทั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่แรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น $+V_d$



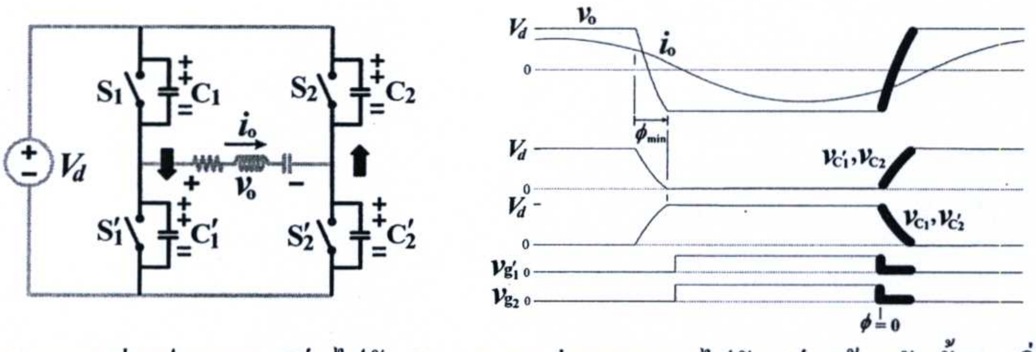
(ฉ) การขนถ่ายประจุจาก C_1 ไปยัง C_1' ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่แรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น $+V_d$

รูปที่ 5.1 ลำดับการขนถ่ายประจุในแต่ละกิ่งของตัวเก็บประจุสวิทช์ภายในหนึ่งไซเคิลของแรงดันเอาท์พุท กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0<\phi<\phi_{\min}$) (ต่อ)

ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$) ขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์ส จะเกิดขึ้นพร้อมกันทั้งสองกิ่งของวงจร สามารถแสดงลำดับการขนถ่ายประจุในกรณีนี้ได้ดังรูปที่ 5.2 ในขณะที่คลื่นแรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น $-V_d$ จะมีการขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C_2' ในกิ่งที่สองและจาก C_1' ไปยัง C_1 ในกิ่งที่หนึ่งพร้อมกันทั้งสองกิ่งดังแสดงในรูปที่ 5.2(ก) การขนถ่ายประจุนี้เพื่อให้สวิทช์มอสเฟท S_2 และ S_1' เริ่มนำกระแสในลำดับถัดไปได้อย่างปลอดภัยภายใต้สภาวะ ZVS ในทำนองเดียวกันในขณะที่คลื่นแรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น $+V_d$ จะมีการขนถ่ายประจุจาก C_2' ไปยัง C_2 ในกิ่งที่สองและจาก C_1 ไปยัง C_1' ในกิ่งที่หนึ่งดังแสดงในรูปที่ 5.2(ข) การขนถ่ายประจุนี้เพื่อให้สวิทช์มอสเฟท S_1 และ S_2' เริ่มนำกระแสในลำดับถัดไปได้อย่างปลอดภัยภายใต้สภาวะ ZVS



(ก) การขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C_2' และขนถ่ายจาก C_1' ไปยัง C_1 พร้อมกันทั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่แรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น $-V_d$



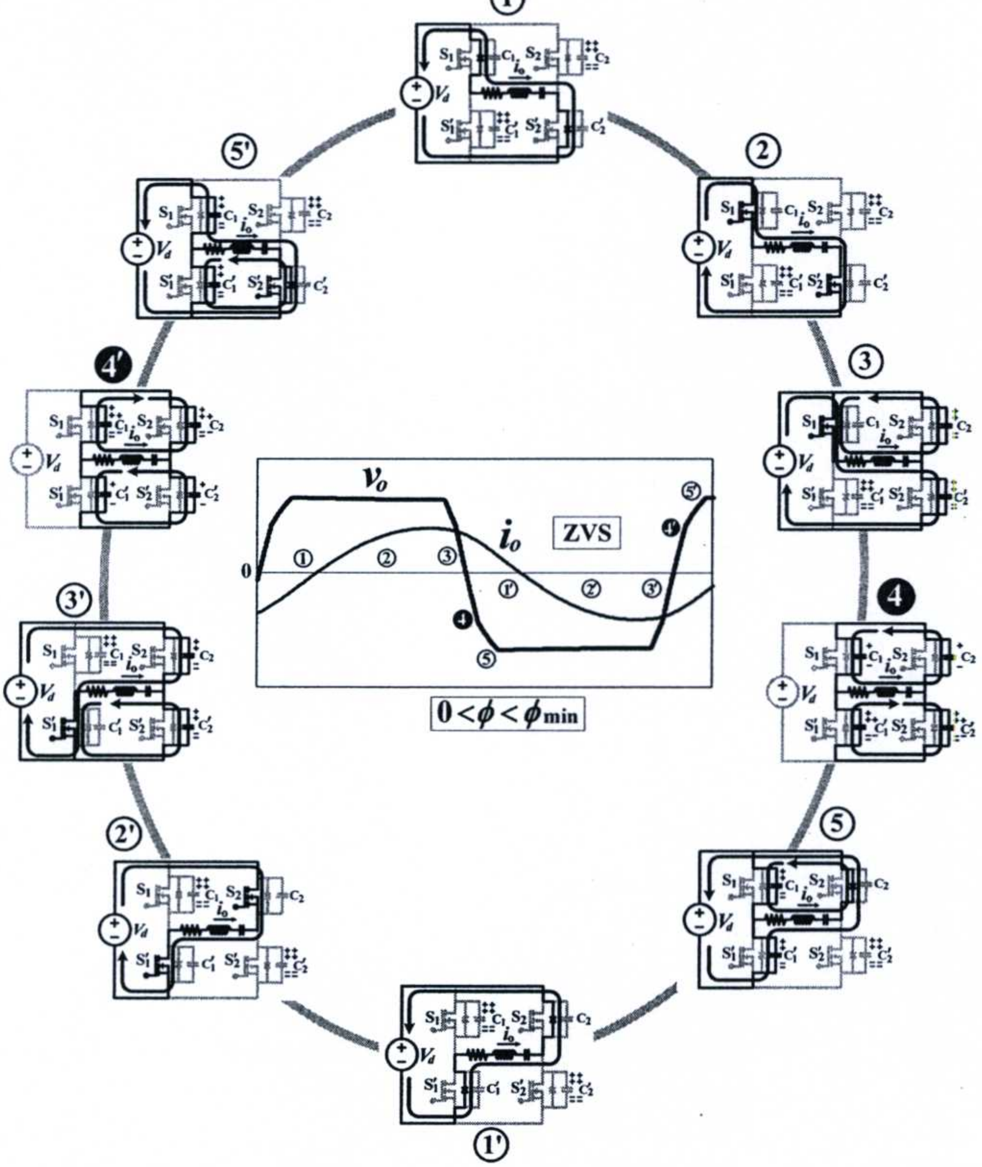
(ข) การขนถ่ายประจุจาก C_2' ไปยัง C_2 และขนถ่ายจาก C_1 ไปยัง C_1' พร้อมกันทั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์ ขณะที่แรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น $+V_d$

รูปที่ 5.2 ลำดับการขนถ่ายประจุในแต่ละกิ่งของตัวเก็บประจุสวิทช์ภายในหนึ่งไซเคิลของแรงดันเอาท์พุท กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$)

5.2.2 การวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในโหมดต่างๆ ภายใต้สภาวะ ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย

จากความเข้าใจในเงื่อนไขและลำดับของการขนถ่ายประจุของ C_{ds} ในวงจรอินเวอร์เตอร์ดังกล่าวข้างต้นทำให้สามารถวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานในโหมดต่างๆ ในหนึ่งไซเคิลของ

คลื่นแรงดันเอาท์พุทได้ โดยโหมดการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของวงจรทั้งหมดสำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0 < \phi < \phi_{\min}$) แสดงได้ดังรูปที่ 5.3 ซึ่งมีทั้งหมด 10 โหมดได้แก่ โหมด ①②③❹⑤ และ ①'②'③'❹'⑤'

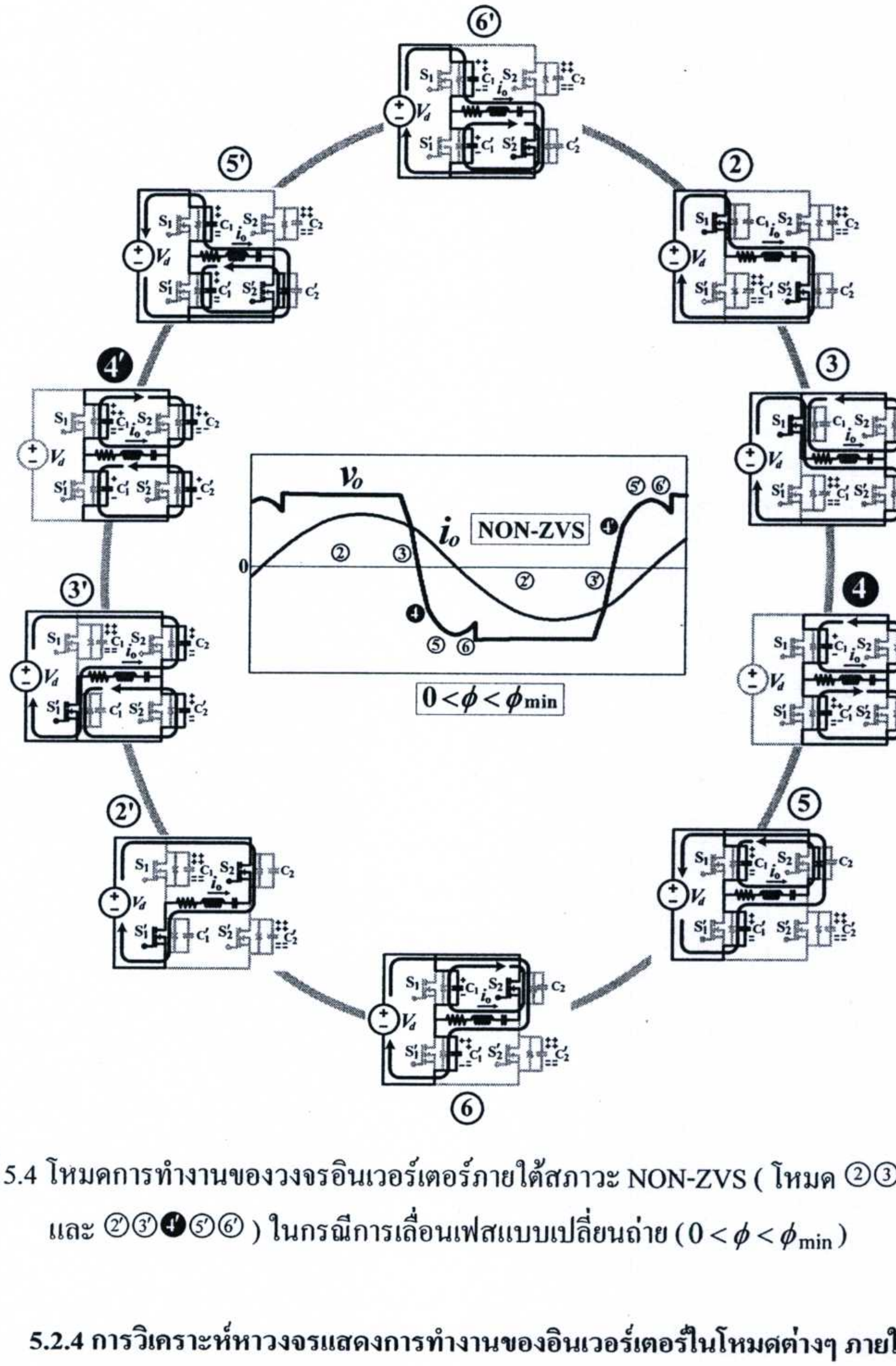


รูปที่ 5.3 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS (โหมด ①②③❹⑤ และ ①'②'③'❹'⑤') ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0 < \phi < \phi_{\min}$)

5.2.3 การวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในโหมดต่างๆ ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย

วงจรแสดงการทำงานในโหมดต่างๆ ในหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายนี้ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.4 มีทั้งหมด 10 โหมดได้แก่โหมด ②③❹⑤⑥ และ ②'③'❹'⑤'⑥' โดยไม่มี

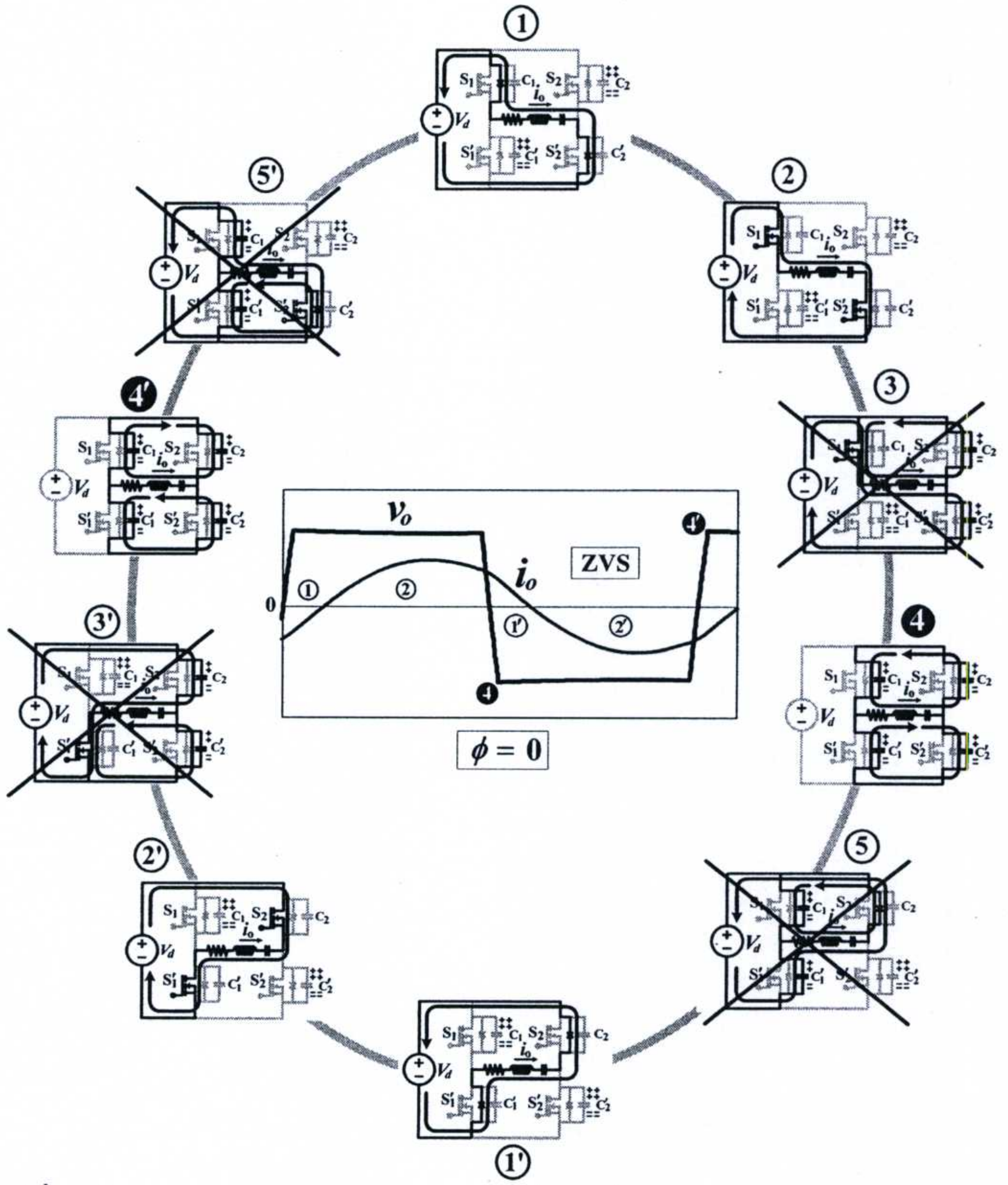
การทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทีฟ (โหมด ① และ ①') เมื่อเปรียบเทียบกับการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS แต่จะมีโหมดขนถ่ายประจุกลับ (โหมด ⑥ และ ⑥') เพิ่มขึ้นมาแทน



รูปที่ 5.4 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ NON-ZVS (โหมด ②③❹⑤⑥ และ ②'③'❹'⑤'⑥') ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0<\phi<\phi_{\min}$)

5.2.4 การวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในโหมดต่างๆ ภายใต้สภาวะ ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi=0$)

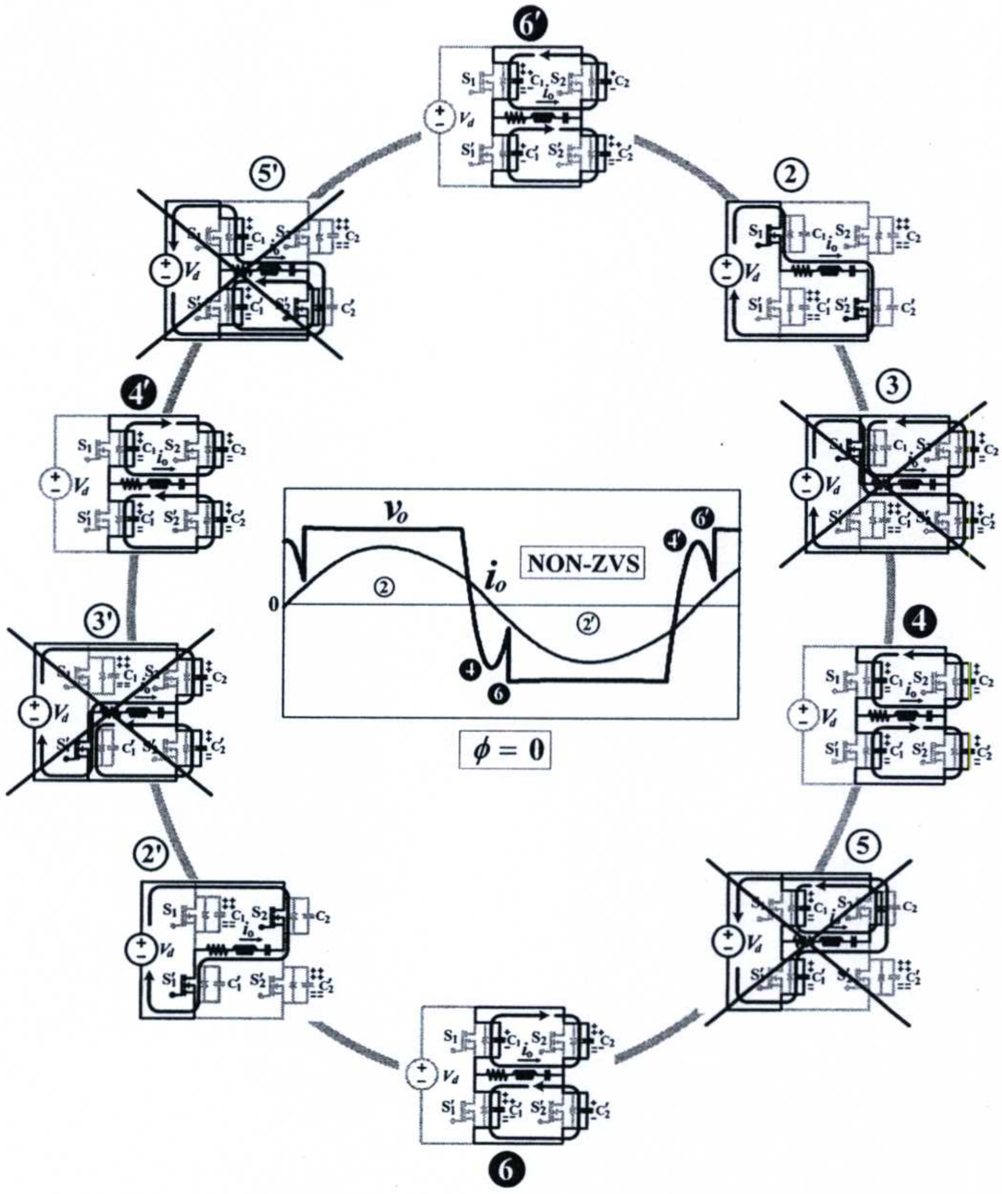
วงจรแสดงการทำงานในโหมดต่าง ๆ ในหนึ่งไซเคิลของแรงดันเอาท์พุทขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi=0$) สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.5 มีทั้งหมด 6 โหมดได้แก่โหมด ①②❹ และ ①'②'❹' โดยไม่มีการทำงานในโหมด ③⑤ และ ③'⑤' เมื่อเปรียบเทียบกับกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายในรูปที่ 5.3



รูปที่ 5.5 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS (โหมด ①②❹ และ ①'②'❹') ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$)

5.2.5 การวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานของอินเวอร์เตอร์ในโหมดต่างๆ ภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$)

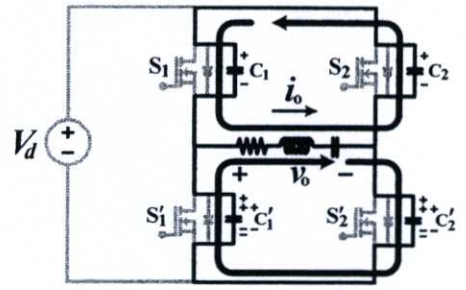
วงจรแสดงการทำงานในโหมดต่างๆ ในหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.6 ซึ่งมีทั้งหมด 6 โหมดได้แก่โหมด ②❹❻ และ ②'❹'❻' โดยไม่มีการทำงานในโหมดรีเจนเนอเรทีฟ (โหมด ① และ ①') เมื่อเปรียบเทียบกับการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS แต่จะมีโหมดขนถ่ายประจุกลับ (โหมด ❻ และ ❻') เพิ่มขึ้นมาแทน



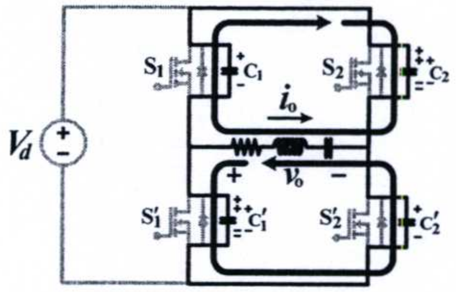
รูปที่ 5.6 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ NON-ZVS (โหมด ②❹❻ และ ②'❹'❻') ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$)

5.2.6 การวิเคราะห์หาสมการแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ในแต่ละโหมดการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายและการเลื่อนเฟสศูนย์

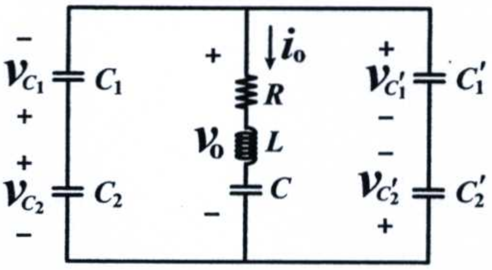
จากวงจรแสดงการทำงานในแต่ละโหมดในหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทสำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0 < \phi < \phi_{\min}$) และการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$) ดังแสดงในรูปที่ 5.3-5.6 จะพบว่ามีโหมดการทำงานของวงจรบางส่วนที่แตกต่างจากโหมดการทำงานของกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป ($\phi_{\min} < \phi$) และการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ ($\phi = \phi_{\min}$) ดังที่แสดงไว้ในรูปที่ 4.6-4.9 ในหัวข้อ 4.2.5 โดยมีโหมดการทำงานที่เพิ่มขึ้นมาคือโหมด ❹❻ และ ❹'❻' ซึ่งสามารถวิเคราะห์หาสมการแรงดันและกระแสในส่วนต่าง ๆ ของวงจรเฉพาะโหมดที่เพิ่มขึ้นมาได้ดังนี้



(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ❹



(ข) วงจรแสดงการทำงานในโหมด ❻



(ค) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด ❹ และ ❻

รูปที่ 5.7 วงจรแสดงการทำงานในโหมด ❹ และ ❻ พร้อมทั้งวงจรสมมูล

จากวงจรแสดงการทำงานของโหมด ❹ และ ❻ ในรูปที่ 5.7(ก) และ 5.7(ข) ตามลำดับ ซึ่งมีวงจรสมมูลของทั้งสองโหมดเหมือนกันดังแสดงในรูปที่ 5.7(ค) สามารถวิเคราะห์หาสมการกระแสเอาท์พุท (i_o) ขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด ❹ และ ❻ นี้ได้ดังสมการ

$$i_o = \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_3}\left[\left(\frac{-2V - V_1 + V_2 + V_1' - V_2'}{2L} - \alpha I\right)\sin\omega_3 t + \omega_3 I\cos\omega_3 t\right] \tag{5.1}$$

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 5.7(ค) สามารถวิเคราะห์หาสมการแรงดันเอาท์พุท (v_o) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานในโหมด ❹ และ ❻ นี้ได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} v_o &= v_{C_2} - v_{C_1} \\ &= \left(\frac{C_1 + C_2}{C_1 C_2}\right)\left(\frac{1}{\alpha^2 + \omega_3^2}\right)\left[e^{-\alpha t}\left(A_5\sin\omega_3 t + B_5\cos\omega_3 t\right) + D_5\right] + (V_2 - V_1) \end{aligned} \tag{5.2}$$

นอกจากนั้นยังสามารถคำนวณหาค่าแรงดันเอาท์พุท (v_o) ขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด ❹ และ ❻ เดียวกันนี้ได้จากผลรวมของแรงดันคร่อม R L และ C สมมูลของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมของโหลดดังสมการ

$$v_o = v_R + v_L + v_C \tag{5.3}$$

โดยที่แรงดันคร่อมตัวต้านทานสมมูลของโหลด (v_R) แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์สมมูล (v_L) และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์สมมูล (v_C) ของการทำงานในโหมด ❹ และ ❻ สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$v_R = \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_3}\left[\left(\frac{-2V - V_1 + V_2 + V_1' - V_2'}{2L} - \alpha I\right)\sin\omega_3 t + \omega_3 I\cos\omega_3 t\right]R \tag{5.4}$$

$$\begin{aligned} v_L = &\left(\frac{-2V - V_1 + V_2 + V_1' - V_2' - 4\alpha LI}{2}\right)e^{-\alpha t}\cos\omega_3 t \\ &+\left(\frac{(\alpha/2)\left(2V + V_1 - V_2 - V_1' + V_2'\right) + LI\left(\alpha^2 - \omega_3^2\right)}{\omega_3}\right)e^{-\alpha t}\sin\omega_3 t \end{aligned} \tag{5.5}$$

$$\begin{aligned} v_C = &\frac{\left(-2V - V_1 + V_2 + V_1' - V_2'\right)}{2LC\left(\alpha^2 + \omega_3^2\right)}\left[1 - e^{-\alpha t}\cos\omega_3 t - \frac{\alpha}{\omega_3}e^{-\alpha t}\sin\omega_3 t\right] \\ &+\frac{I}{C\omega_3}e^{-\alpha t}\sin\omega_3 t + V \end{aligned} \tag{5.6}$$

โดยที่

$$\omega_3 = \sqrt{\left(\frac{1}{LC} + \frac{1}{LC_{ds}}\right) - \left(\frac{R}{2L}\right)^2}$$

$$A_5 = \frac{\begin{bmatrix} RC_{ds}(V_1 - V_2 + V_1' - V_2')(\alpha^2 + \omega_3^2) - 2LI(\alpha^2 + \omega_3^2) - 2\alpha(V + V_1 - V_2) \\ -\alpha(C_{ds}/C)(V_1 - V_2 + V_1' - V_2') - \alpha C_{ds}L(V_1 - V_2 + V_1' - V_2')(\alpha^2 + \omega_3^2) \end{bmatrix}}{4\omega_3 L}$$

$$B_5 = \frac{\begin{bmatrix} (-C_{ds}/C)\left(V_1 - V_2 + V_1' - V_2'\right) - 2\left(V + V_1 - V_2\right) \\ +C_{ds}L\left(V_1 - V_2 + V_1' - V_2'\right)\left(\alpha^2 + \omega_3^2\right) \end{bmatrix}}{4L}$$

$$D_5 = \frac{(C_{ds}/C)\left(V_1 - V_2 + V_1' - V_2'\right) + 2\left(V + V_1 - V_2\right)}{4L}$$

I คือค่าเริ่มต้นของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ในแต่ละโหมดการทำงาน

V คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ในแต่ละโหมดการทำงาน

V_1 คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อม C_1

V_1' คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อม C_1'

V_2 คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อม C_2

V_2' คือค่าเริ่มต้นของแรงดันคร่อม C_2'

การทำงานของวงจรในโหมด ❹ จะมีการขนถ่ายประจุระหว่างตัวเก็บประจุของสวิทช์ทั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์พร้อมกันโดยขนถ่ายประจุจาก C_2 ไปยัง C_2' ในกิ่งที่สองและขนถ่ายประจุจาก C_1' ไปยัง C_1 ในกิ่งที่หนึ่ง ส่วนการทำงานของวงจรในโหมด ❻ จะเกิดการขนถ่ายประจุกลับ

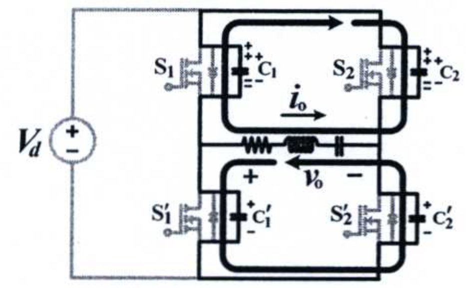
ของตัวเก็บประจุของสวิทช์ทั้งสองกิ่ง ทำให้ค่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุของสวิทช์แต่ละตัวของการทำงานทั้งสองโหมดมีการเปลี่ยนแปลงดังนี้

$$v_{C_1} = \frac{-1}{C_1\left(\alpha^2+\omega_3^2\right)}\left[e^{-\alpha t}\left(A_5\sin\omega_3 t+B_5\cos\omega_3 t\right)+D_5\right]+V_1$$

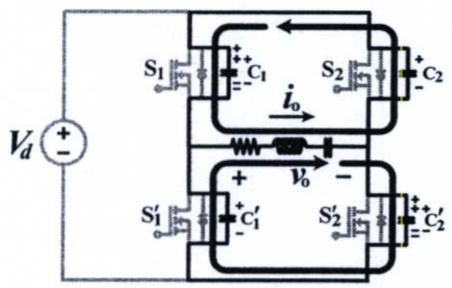
$$v_{C_1'} = \frac{1}{C_1'\left(\alpha^2+\omega_3^2\right)}\left[e^{-\alpha t}\left(A_6\sin\omega_3 t+B_6\cos\omega_3 t\right)+D_6\right]+V_1'$$

$$v_{C_2} = \frac{1}{C_2\left(\alpha^2+\omega_3^2\right)}\left[e^{-\alpha t}\left(A_5\sin\omega_3 t+B_5\cos\omega_3 t\right)+D_5\right]+V_2$$

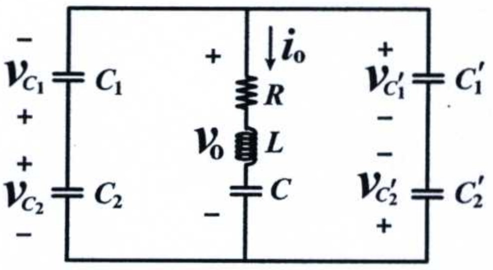
$$v_{C_2'} = \frac{-1}{C_2'\left(\alpha^2+\omega_3^2\right)}\left[e^{-\alpha t}\left(A_6\sin\omega_3 t+B_6\cos\omega_3 t\right)+D_6\right]+V_2'$$



(ก) วงจรแสดงการทำงานในโหมด 4'



(ข) วงจรแสดงการทำงานในโหมด 6'



(ค) วงจรสมมูลของการทำงานในโหมด 4' และ 6'

รูปที่ 5.8 วงจรแสดงการทำงานในโหมด 4' และ 6' พร้อมทั้งวงจรสมมูล

จากวงจรแสดงการทำงานของโหมด 4' และ 6' ในรูปที่ 5.8(ก) และ 5.8(ข) ตามลำดับ ซึ่งมีวงจรสมมูลของทั้งสองโหมดเหมือนกันดังแสดงในรูปที่ 5.8(ค) สามารถวิเคราะห์หาสมการกระแสเอาท์พุท (i_o) ขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด 4' และ 6' นี้ได้ดังสมการ

$$i_o = \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_3}\left[\left(\frac{-2V-V_1+V_2+V_1'-V_2'}{2L}-\alpha I\right)\sin\omega_3 t+\omega_3 I\cos\omega_3 t\right] \tag{5.7}$$

จากวงจรสมมูลในรูปที่ 5.8(ค) สามารถวิเคราะห์หาสมการแรงดันเอาท์พุท (v_o) ของวงจรอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานในโหมด ❹' และ ❻' นี้ได้ดังสมการ

$$\begin{aligned} v_O &= v_{C_1'} - v_{C_2'} \\ &= \left(\frac{C_1'+C_2'}{C_1'C_2'}\right)\left(\frac{1}{\alpha^2+\omega_3^2}\right)\left[e^{-\alpha t}\left(A_6\sin\omega_3 t + B_6\cos\omega_3 t\right)+D_6\right]+\left(V_1'-V_2'\right) \end{aligned} \tag{5.8}$$

และยังสามารถคำนวณหาค่าแรงดันเอาท์พุท (v_o) ขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานในโหมด ❹' และ ❻' เดียวกันนี้ได้จากผลรวมของแรงดันคร่อม R L และ C สมมูลของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมของโหลดดังสมการ

$$v_o = v_R + v_L + v_C \tag{5.9}$$

โดยที่แรงดันคร่อมตัวต้านทานสมมูลของโหลด (v_R) แรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์สมมูล (v_L) และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเรโซแนนท์สมมูล (v_C) ของการทำงานในโหมด ❹' และ ❻' สามารถคำนวณได้จากสมการ

$$v_R = \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_3}\left[\left(\frac{-2V-V_1+V_2+V_1'-V_2'}{2L}-\alpha I\right)\sin\omega_3 t+\omega_3 I\cos\omega_3 t\right]R \tag{5.10}$$

$$\begin{aligned} v_L = &\left(\frac{-2V-V_1+V_2+V_1'-V_2'-4\alpha LI}{2}\right)e^{-\alpha t}\cos\omega_3 t \\ &+\left(\frac{(\alpha/2)\left(2V+V_1-V_2-V_1'+V_2'\right)+LI\left(\alpha^2-\omega_3^2\right)}{\omega_3}\right)e^{-\alpha t}\sin\omega_3 t \end{aligned} \tag{5.11}$$

$$\begin{aligned} v_C = &\frac{\left(-2V-V_1+V_2+V_1'-V_2'\right)}{2LC\left(\alpha^2+\omega_3^2\right)}\left[1-e^{-\alpha t}\cos\omega_3 t-\frac{\alpha}{\omega_3}e^{-\alpha t}\sin\omega_3 t\right] \\ &+\frac{I}{C\omega_3}e^{-\alpha t}\sin\omega_3 t+V \end{aligned} \tag{5.12}$$

โดยที่

$$A_6 = \frac{\begin{bmatrix} RC_{ds}(V_2'-V_1'+V_2-V_1)(\alpha^2+\omega_3^2)-2LI(\alpha^2+\omega_3^2)-2\alpha(V+V_2'-V_1') \\ -\alpha(C_{ds}/C)(V_2'-V_1'+V_2-V_1)-\alpha C_{ds}L(V_2'-V_1'+V_2-V_1)(\alpha^2+\omega_3^2) \end{bmatrix}}{4\omega_3 L}$$

$$B_6 = \frac{\begin{bmatrix} (-C_{ds}/C)\left(V_2'-V_1'+V_2-V_1\right)-2\left(V+V_2'-V_1'\right) \\ +C_{ds}L\left(V_2'-V_1'+V_2-V_1\right)\left(\alpha^2+\omega_3^2\right) \end{bmatrix}}{4L}$$

$$D_6 = \frac{(C_{ds}/C)\left(V_2'-V_1'+V_2+V_1\right)+2\left(V-V_2'-V_1'\right)}{4L}$$

การทำงานของวงจรในโหมด ❹ จะมีการขนถ่ายประจุระหว่างตัวเก็บประจุของสวิทช์ทั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์พร้อมกันโดยขนถ่ายประจุจาก C_2' ไปยัง C_2 ในกิ่งที่สองและขนถ่ายประจุจาก C_1 ไปยัง C_1' ในกิ่งที่หนึ่ง ส่วนการทำงานของวงจรในโหมด ❻ จะเกิดการขนถ่ายประจุกลับของตัวเก็บประจุของสวิทช์ทั้งสองกิ่ง ทำให้ค่าแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุของสวิทช์แต่ละตัวของการทำงานในทั้งสองโหมดนี้มีการเปลี่ยนแปลงดังนี้

$$v_{C_1} = \frac{-1}{C_1\left(\alpha^2+\omega_3^2\right)}\left[e^{-\alpha t}\left(A_5\sin\omega_3 t + B_5\cos\omega_3 t\right)+D_5\right]+V_1$$

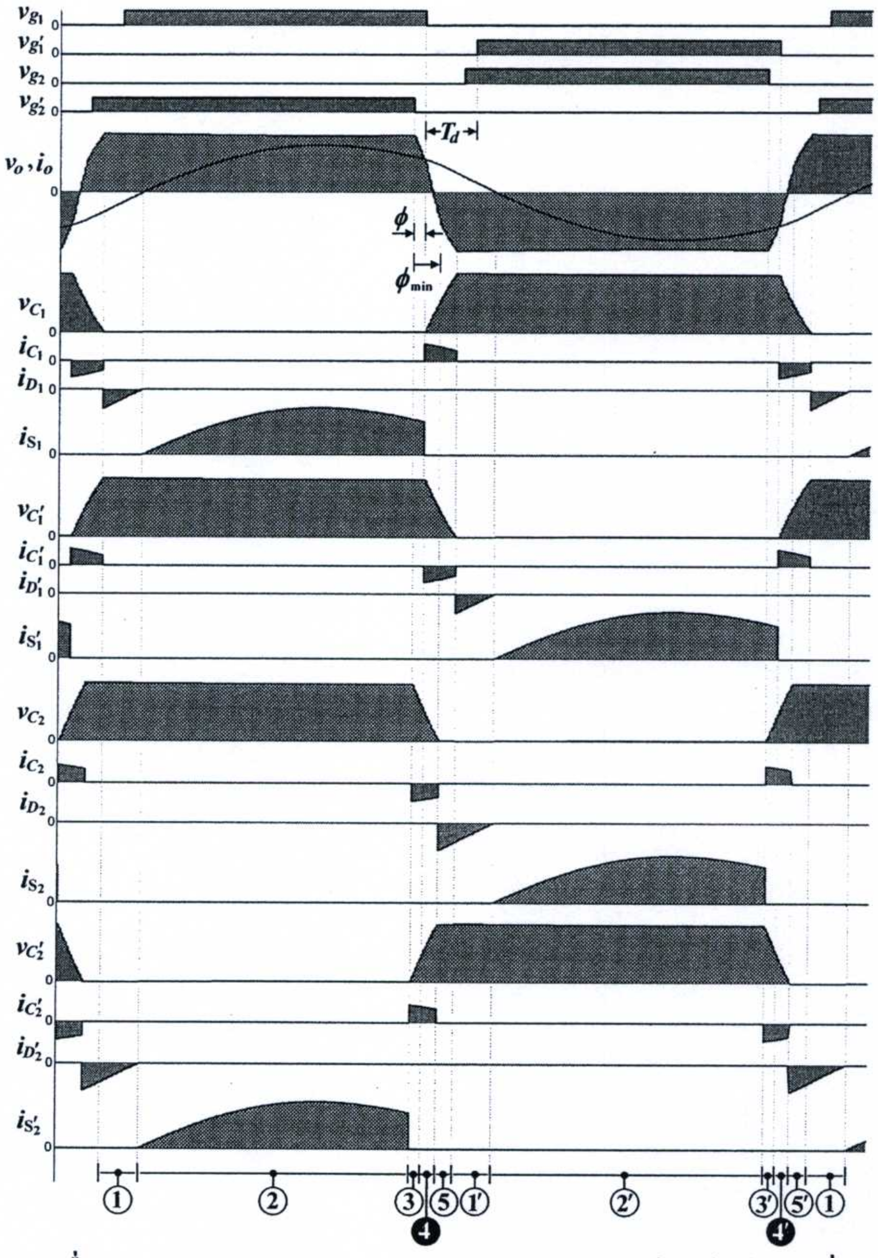
$$v_{C_1'} = \frac{1}{C_1'\left(\alpha^2+\omega_3^2\right)}\left[e^{-\alpha t}\left(A_6\sin\omega_3 t + B_6\cos\omega_3 t\right)+D_6\right]+V_1'$$

$$v_{C_2} = \frac{1}{C_2\left(\alpha^2+\omega_3^2\right)}\left[e^{-\alpha t}\left(A_5\sin\omega_3 t + B_5\cos\omega_3 t\right)+D_5\right]+V_2$$

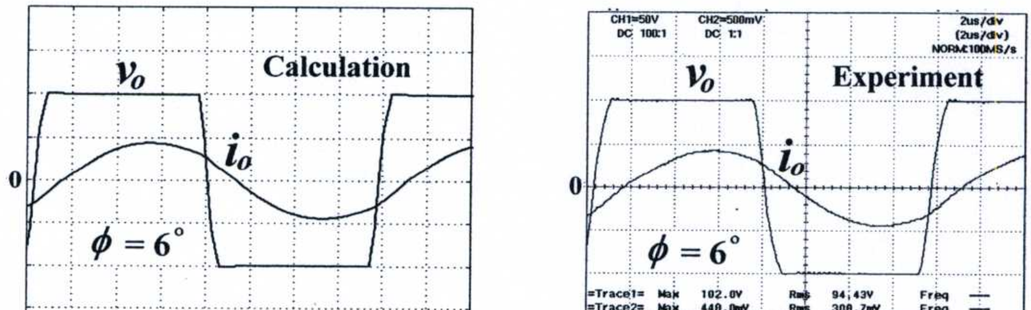
$$v_{C_2'} = \frac{-1}{C_2'\left(\alpha^2+\omega_3^2\right)}\left[e^{-\alpha t}\left(A_6\sin\omega_3 t + B_6\cos\omega_3 t\right)+D_6\right]+V_2'$$

5.2.7 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์จากการคำนวณและทดลองภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย

จากสมการแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ในแต่ละโหมดการทำงานภายในหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทดังที่วิเคราะห์ไว้ข้างต้น สามารถใช้โปรแกรม MATLAB ช่วยในการคำนวณและพล็อตคลื่นแรงดันและกระแสเหล่านี้ได้ โดยที่คลื่นแรงดันและกระแสทั้งหมดนี้สอดคล้องกับขั้วอ้างอิงของแรงดันและทิศทางอ้างอิงของกระแสที่กำหนดไว้ในวงจรรูปที่ 4.2 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0<\phi<\phi_{\min}$) ขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ ZVS สามารถแสดงคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรจากการคำนวณพร้อมทั้งสัญญาณควบคุมเกทของสวิทช์มอสเฟทแต่ละตัวได้ดังรูปที่ 5.9 และแสดงคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทจากการคำนวณที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi=6^\circ$ ได้ดังรูปที่ 5.10(ก) ยืนยันความถูกต้องของการวิเคราะห์นี้ด้วยคลื่นทดลองในรูปที่ 5.10(ข) ส่วนกรณีที่วงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ของการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายนี้สามารถแสดงคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรจากการคำนวณพร้อมทั้งสัญญาณควบคุมเกทของสวิทช์แต่ละตัวได้ดังรูปที่ 5.11 และแสดงคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทจากการคำนวณที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi=6^\circ$ ได้ดังรูปที่ 5.12(ก) ยืนยันความถูกต้องของการวิเคราะห์นี้ด้วยคลื่นทดลองในรูปที่ 5.12(ข)



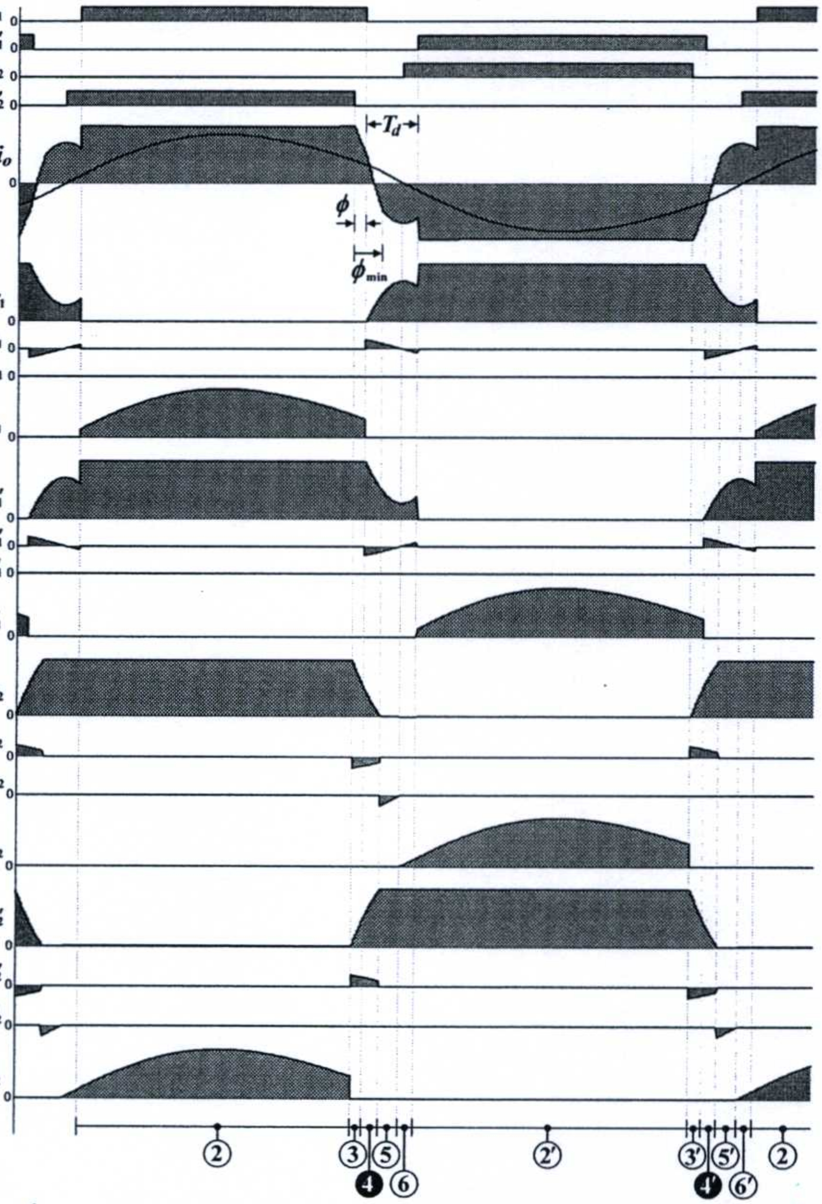
รูปที่ 5.9 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟส แบบเปลี่ยนถ่าย ขณะทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 6^\circ$



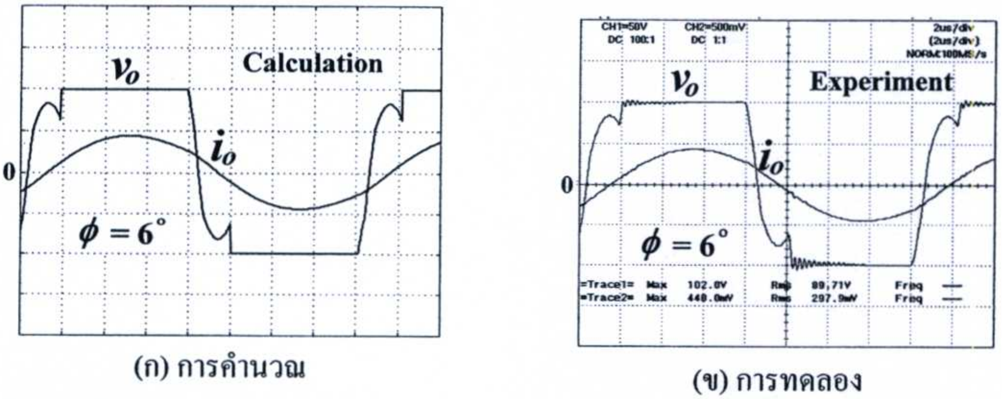
(ก) การคำนวณ

(ข) การทดลอง

รูปที่ 5.10 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 6^\circ$ สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μs/Div



รูปที่ 5.11 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 6^\circ$



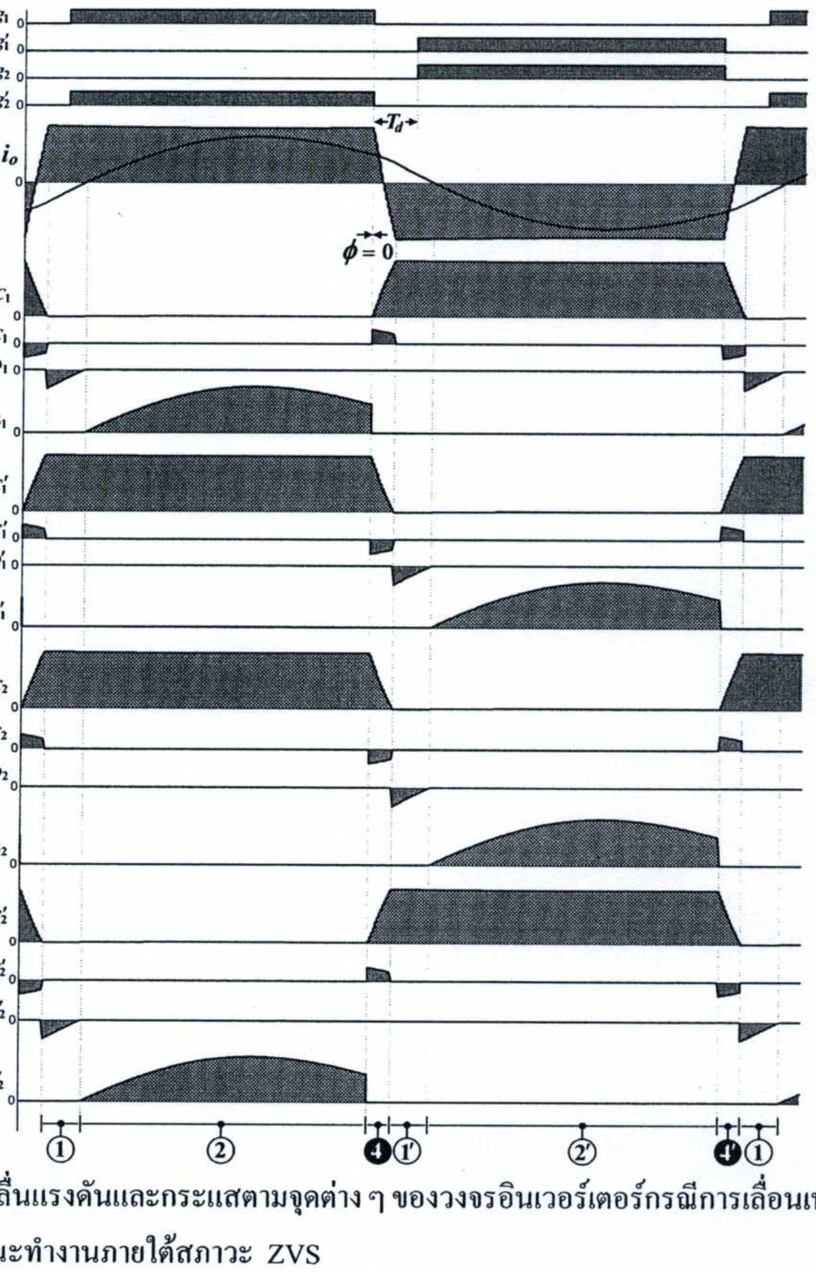
(ก) การคำนวณ

(ข) การทดลอง

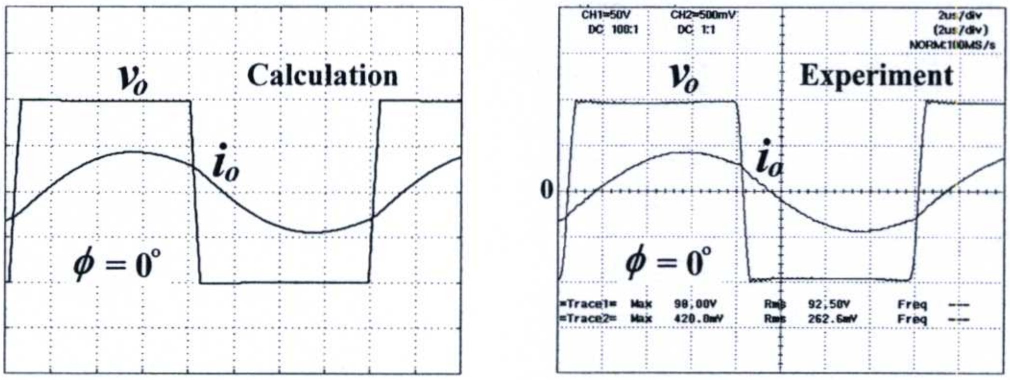
รูปที่ 5.12 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ที่มุมเลื่อนเฟส $\phi = 6^\circ$ สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μs/Div

4.2.8 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์จากการคำนวณและทดลองภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์

คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ได้จากการคำนวณพร้อมทั้งสัญญาณควบคุมเกทของสวิทช์มอสเฟทแต่ละตัว สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$) ขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ ZVS สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.13 และแสดงคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทจากการคำนวณได้ดังรูปที่ 5.14(ก) ยืนยันความถูกต้องของการวิเคราะห์นี้ด้วยคลื่นทดลองในรูปที่ 5.14(ข) ส่วนกรณีที่วงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ของการเลื่อนเฟสศูนย์นี้สามารถแสดงคลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ของวงจรจากการคำนวณพร้อมทั้งสัญญาณควบคุมเกทของสวิทช์แต่ละตัวได้ดังรูปที่ 5.15 และแสดงคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทจากการคำนวณได้ดังรูปที่ 5.16(ก) ยืนยันความถูกต้องของการวิเคราะห์นี้ด้วยคลื่นทดลองในรูปที่ 5.16(ข)

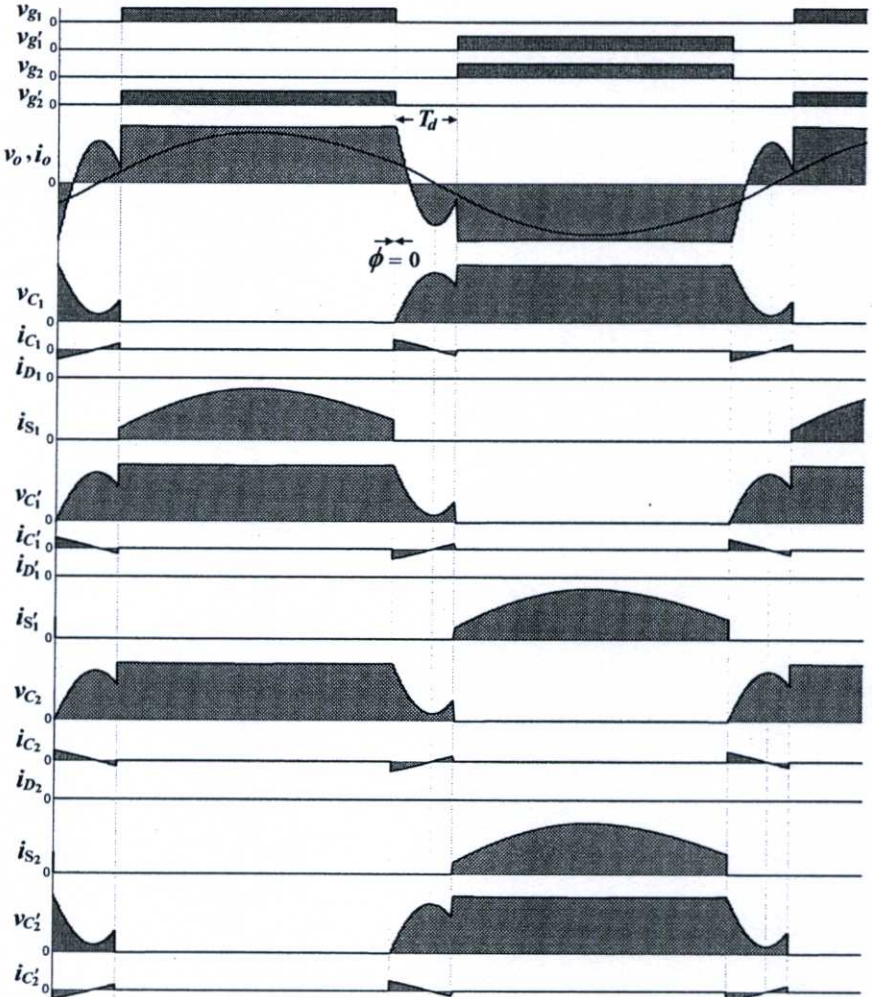


รูปที่ 5.13 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ขณะทำงานภายใต้สภาวะ ZVS

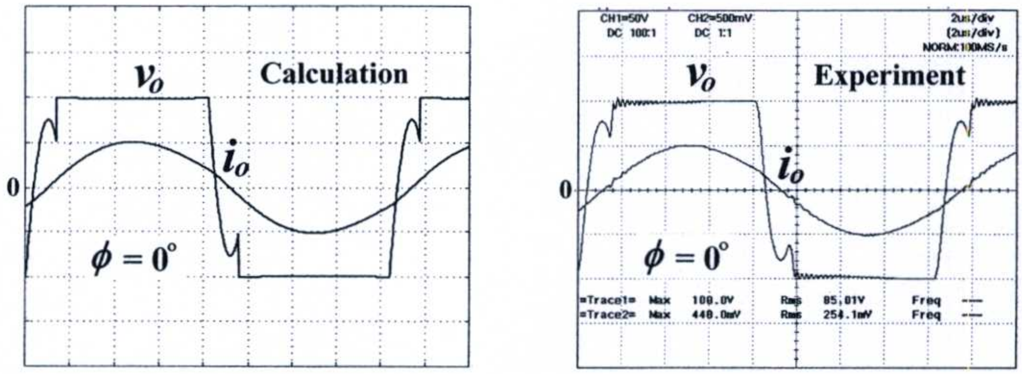


(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

รูปที่ 5.14 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0^\circ$) ทำงานภายใต้สภาวะ ZVS สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μs/Div



รูปที่ 5.15 คลื่นแรงดันและกระแสตามจุดต่าง ๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS



(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

รูปที่ 5.16 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทคำนวณและทดลองกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0^\circ$) ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div, 2 μs/Div

5.3 หลักการพิจารณาการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS, NON-ZVS และ Critical ZVS

5.3.1 ผลของการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สที่มีต่อลักษณะคลื่นของแรงดันเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์

การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ขณะที่ควบคุมให้แรงดันเอาท์พุทเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น $-V_d$ จะมีสัญญาณควบคุมเกท v_{g_1} , $v_{g_1'}$, v_{g_2} , $v_{g_2'}$ คลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์ส v_{C_2} , v_{C_1} , $v_{C_1'}$, $v_{C_2'}$ คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท v_o , i_o และวงจรแสดงการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ 5.17(ก) สำหรับการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และรูปที่ 5.17(ข) สำหรับการทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS โดยการเปลี่ยนแปลงของคลื่นแรงดันเอาท์พุทในระหว่างขบวนการขนถ่ายประจุนี้ประกอบด้วย 3 ย่านที่แตกต่างกันดังนี้

ย่านที่ 1 เป็นการทำงานในโหมด ③ ในย่านนี้จะมีการขนถ่ายประจุเกิดขึ้นระหว่างตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สในกิ่งที่ 2 ของอินเวอร์เตอร์ที่มีทิศทางการขนถ่ายประจุจากตัวเก็บประจุตัวบน (C_2) ไปยังตัวล่าง (C_2') ส่งผลทำให้การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาท์พุทสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สดังสมการ

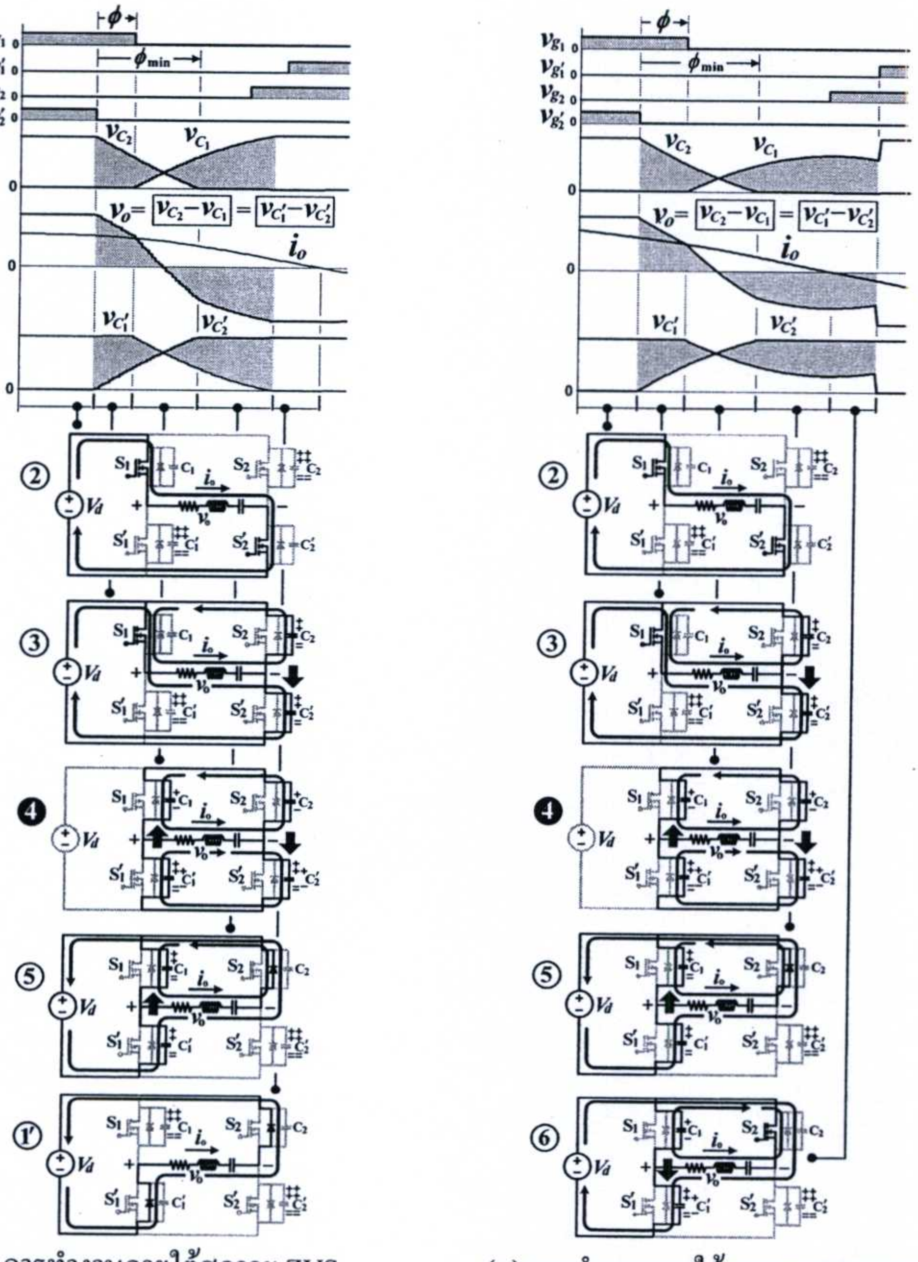
$$v_o = v_{C_2} \quad \text{หรือ} \quad v_o = v_{C_1'} - v_{C_2'} = V_d - v_{C_2'}$$

ย่านที่ 2 เป็นการทำงานในโหมด ❹ ในย่านนี้จะมีการขนถ่ายประจุเกิดขึ้นระหว่างตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สพร้อมกันทั้งสองกิ่งของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยมีทิศทางการขนถ่ายประจุจากตัวเก็บประจุตัวบน (C_2) ไปยังตัวล่าง (C_2') สำหรับกิ่งที่สองและขนถ่ายประจุจากตัวเก็บประจุตัวล่าง (C_1') ไปยังตัวบน (C_1) สำหรับกิ่งที่หนึ่ง ส่งผลทำให้การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาท์พุทสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สดังสมการ

$$v_o = v_{C_2} - v_{C_1} \quad \text{หรือ} \quad v_o = v_{C_1'} - v_{C_2'}$$

ย่านที่ 3 เป็นการทำงานในโหมด ⑤ สำหรับการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS หรือโหมด ⑤⑥ สำหรับการทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในย่านนี้จะมีการขนถ่ายประจุเกิดขึ้นระหว่างตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ที่มีทิศทางการขนถ่ายจากตัวเก็บประจุตัวล่าง (C_1') ไปยังตัวบน (C_1) ในโหมด ⑤ และขนกลับจากตัวบนลงไปยังตัวล่างในโหมด ⑥ ส่งผลทำให้การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาท์พุทสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สดังสมการ

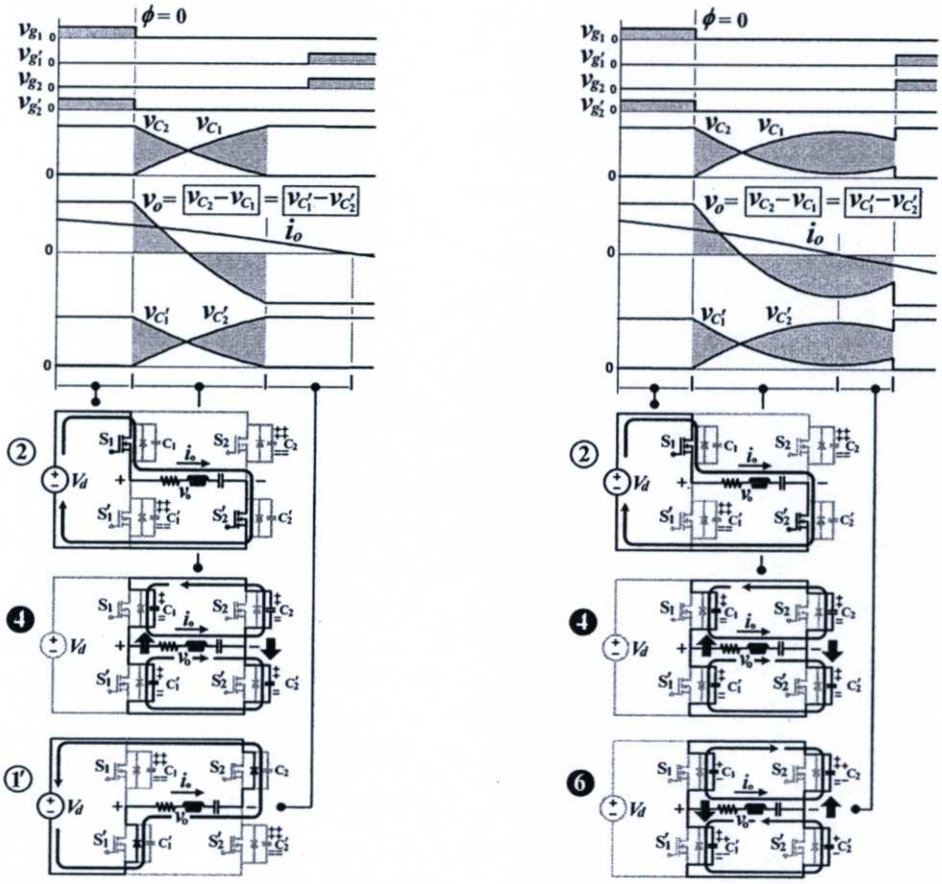
$$v_o = -v_{C_1} \quad \text{หรือ} \quad v_o = v_{C_1'} - v_{C_2'} = v_{C_1'} - V_d$$



รูปที่ 5.17 ผลของการขนถ่ายประจุที่มีต่อลักษณะคลื่นแรงดันเอาท์พุท (v_o) ของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย

การทำงานของอินเวอร์เตอร์สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ในขณะที่ควบคุมให้แรงดันเอาท์พุทเปลี่ยนแปลงจาก $+V_d$ ไปยัง $-V_d$ จะมีสัญญาณควบคุมเกท คลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์ส คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมทั้งวงจรแสดงการทำงานแสดงได้ดังรูปที่ 5.18(ก) สำหรับการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และรูปที่ 5.18(ข) สำหรับการทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS โดยการเปลี่ยนแปลงของคลื่นแรงดันเอาท์พุทในระหว่างขบวนการขนถ่ายประจุนี้จะมีเพียงย่านเดียวเท่านั้น และตรงกับการทำงานในโหมด ❹ สำหรับการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS หรือโหมด ❹❻ สำหรับการทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ซึ่งในย่านนี้จะมีการขนถ่ายประจุเกิดขึ้นระหว่างตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สพร้อมกันทั้งสองกิ่งของวงจรอินเวอร์เตอร์ โดยการทำงานในโหมด ❹ จะมีทิศทางการขนถ่ายประจุจากตัวเก็บประจุตัวบน (C_2) ไปยังตัวล่าง (C_2') สำหรับกิ่งที่สองและขนถ่ายประจุจากตัวเก็บประจุตัวล่าง (C_1') ไปยังตัวบน (C_1) สำหรับกิ่งที่หนึ่ง และขนถ่ายประจุในทิศทางกลับกันในโหมด ❻ ส่งผลทำให้การเปลี่ยนแปลงของแรงดันเอาท์พุทสัมพันธ์กับการเปลี่ยนแปลงของแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สดังสมการ

$$v_o = v_{C_2} - v_{C_1} \quad \text{หรือ} \quad v_o = v_{C_1'} - v_{C_2'}$$

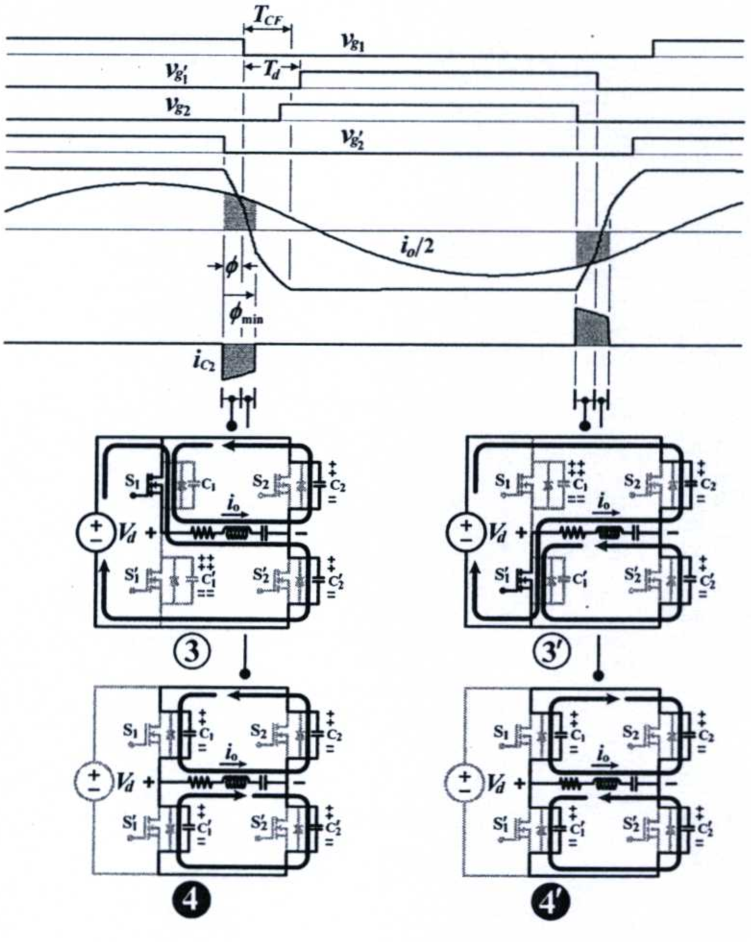


(ก) การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS (ข) การทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS

รูปที่ 5.18 ผลของการขนถ่ายประจุที่มีต่อลักษณะคลื่นแรงดันเอาท์พุท (v_o) ของอินเวอร์เตอร์กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์

5.3.2 การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของสวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย

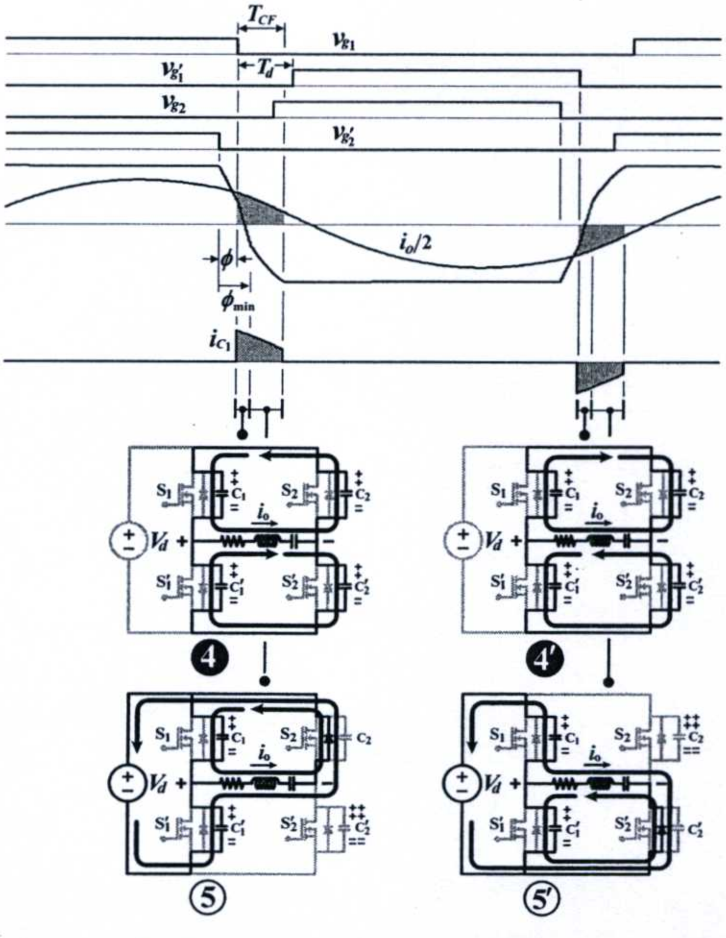
ในตำแหน่งที่คลื่นแรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น $-V_d$ สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายในรูปที่ 5.19 เป็นการแสดงการขนถ่ายประจุที่สำเร็จของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์จาก C_2 ไปยัง C'_2 ส่งผลทำให้สวิทช์ S_2 เริ่มนำกระแสภายใต้สภาวะ ZVS ซึ่งการขนถ่ายประจุนี้เกิดขึ้นตรงกับการทำงานในโหมด ③❹ และในตำแหน่งที่คลื่นแรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น $+V_d$ ยังแสดงการขนถ่ายที่สำเร็จของประจุจาก C'_2 ไปยัง C_2 ส่งผลทำให้สวิทช์ S'_2 เริ่มนำกระแสภายใต้สภาวะ ZVS ซึ่งการขนถ่ายประจุนี้เกิดขึ้นตรงกับการทำงานในโหมด ③'❹' เนื่องจากการขนถ่ายประจุในกิ่งที่สองของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สในกรณีนี้จะเกิดขึ้นก่อนและตรงกับระดับที่สูงกว่าของกระแส $i_o/2$ ซึ่งใช้สำหรับการชาร์จ-ดิสชาร์จประจุ ดังนั้นจึงส่งผลทำให้การเริ่มนำกระแสของสวิทช์ S_2 และ S'_2 จะอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS เสมอ



รูปที่ 5.19 การขนถ่ายประจุที่สำเร็จของการทำงานในโหมด ③❹ จาก C_2 ไปยัง C'_2 และโหมด ③'❹' จาก C'_2 ไปยัง C_2 ในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย

5.3.3 การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของสวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย

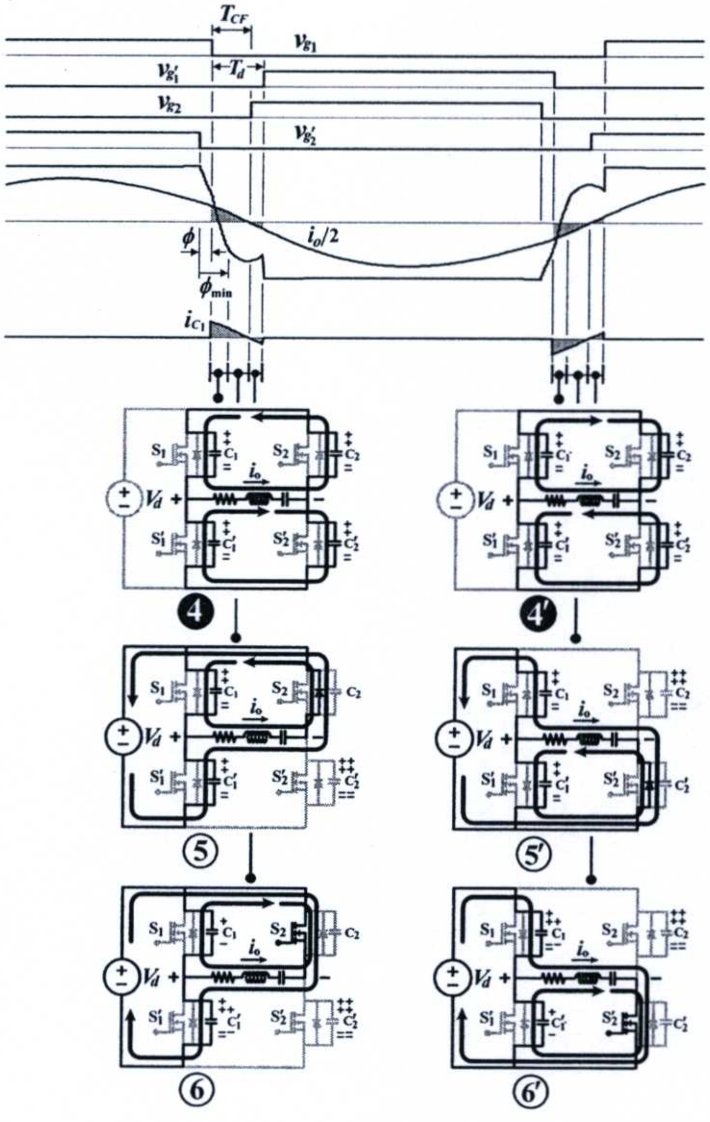
พิจารณาคลื่นแรงดันเอาท์พุทในตำแหน่งที่กำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น $-V_d$ สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายในรูปที่ 5.20 เป็นการแสดงการขนถ่ายประจุที่สำเร็จของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์จาก C_1' ไปยัง C_1 ซึ่งเกิดขึ้นตรงกับการทำงานในโหมด ❹⑤ การขนถ่ายประจุทำได้สำเร็จจนกระทั่งแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าสูงขึ้นเท่ากับ V_d และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1' มีค่าลดลงเท่ากับ 0 เมื่อสิ้นสุดโหมดการทำงานนี้ ส่งผลทำให้สวิทช์ S_1' เริ่มนำกระแสในโหมดเพาเวอริ่งถัดไปได้อย่างปลอดภัยภายใต้สภาวะ ZVS และในรูปเดียวกันนี้ยังได้แสดงการขนถ่ายประจุที่สำเร็จของตัวเก็บประจุจาก C_1 ไปยัง C_1' ซึ่งเกิดขึ้นตรงกับการทำงานในโหมด ❹′⑤′ และตรงกับตำแหน่งที่แรงดันเอาท์พุทกำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น $+V_d$ ทำนองเดียวกันการขนถ่ายประจุทำได้สำเร็จดังกล่าว เมื่อสิ้นสุดโหมดการทำงานนี้จะทำให้มีแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1' มีค่าเท่ากับ V_d และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าเท่ากับ 0 ส่งผลทำให้สวิทช์ S_1 เริ่มนำกระแสในโหมดเพาเวอริ่งถัดไปได้อย่างปลอดภัยภายใต้สภาวะ ZVS



รูปที่ 5.20 การขนถ่ายประจุที่สำเร็จของการทำงานในโหมด ❹⑤ จาก C_1' ไปยัง C_1 และโหมด ❹′⑤′ จาก C_1 ไปยัง C_1' ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย

5.3.4 การทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ของสวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย

พิจารณาคลื่นแรงดันเอาท์พุทในตำแหน่งที่กำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น $-V_d$ ของการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายในรูปที่ 5.21 ซึ่งแสดงการขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์จาก C_1' ไปยัง C_1 ในโหมด ❹⑤ การขนถ่ายประจุยังไม่สำเร็จแต่กระแสที่ใช้ในการชาร์จ-ดิสชาร์จ $(i_o/2)$ กลับทิศทางก่อน ทำให้มีการขนถ่ายประจุ



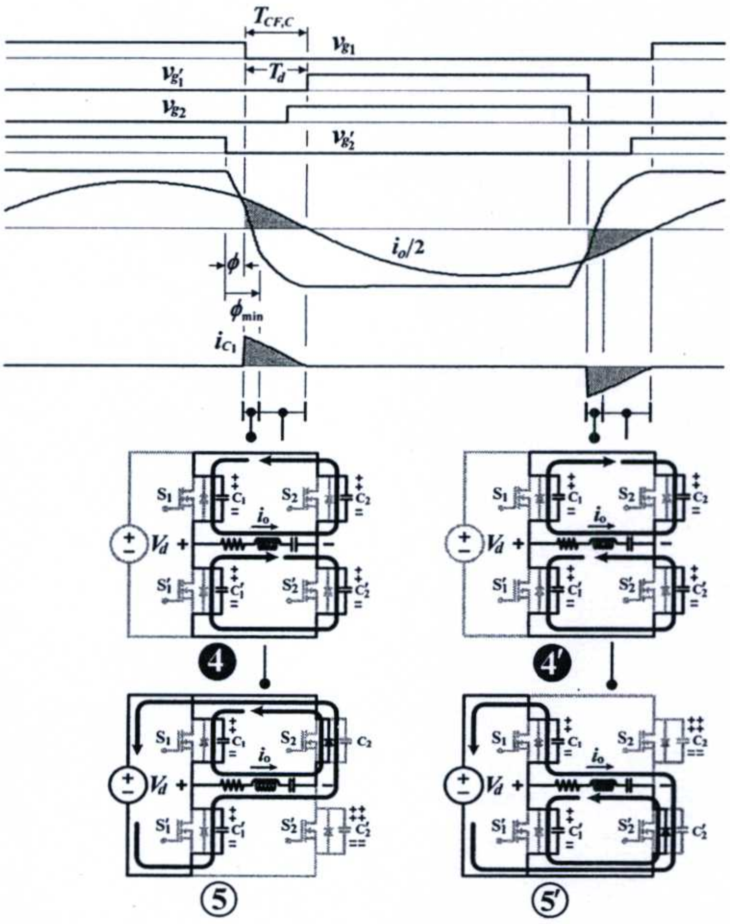
รูปที่ 5.21 การขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จในโหมด ❹⑤ จาก C_1' ไปยัง C_1 แต่มีการขนกลับในโหมด ⑥ และการขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จในโหมด ❹'⑤' จาก C_1 ไปยัง C_1' แต่มีการขนกลับในโหมด ⑥' ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย

กลับจาก C_1 ไปยัง C_1' ในโหมด ⑥ การขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จดังกล่าวนี้ทำให้ยังคงมีแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1' ส่งผลทำให้สวิทช์ S_1' เริ่มนำกระแสในโหมดเพาเวอริ่งถัดไปภายใต้

สภาวะ NON-ZVS และในรูปเดียวกันนี้ยังได้แสดงการขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จของตัวเก็บประจุจาก C_1 ไปยัง C_1' ในโหมด ❹′⑤′ และมีการขนถ่ายประจุกลับจาก C_1' ไปยัง C_1 ในโหมด ⑥ ตรงกับตำแหน่งบนคลื่นแรงดันเอาท์พุทที่กำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น $+V_d$ ทำนองเดียวกันการขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จดังกล่าวนี้ทำให้ยังคงมีแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 ส่งผลทำให้สวิทช์ S_1 เริ่มนำกระแสในโหมดเพาเวอริ่งถัดไปภายใต้สภาวะ NON-ZVS ซึ่งเป็นสภาวะการทำงานที่ไม่ปลอดภัยต่อสวิทช์มอสเฟท

5.3.5 การทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS ของสวิทช์มอสเฟทในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย

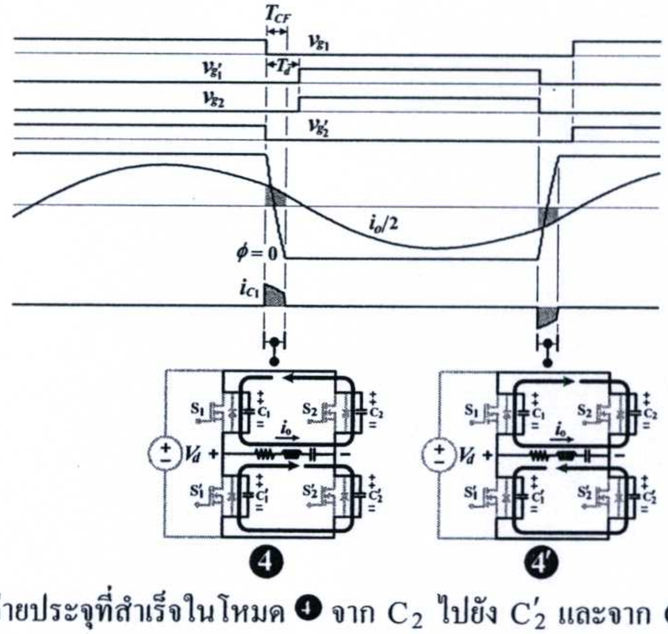
รูปที่ 5.22 แสดงการขนถ่ายประจุระหว่าง C_1 และ C_1' ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย การทำงานของวงจรในกรณีนี้เหมือนกับกรณี ZVS หัวข้อ 5.3.3 เว้นแต่ว่าการขนถ่ายประจุในกรณีนี้เสร็จพอดีที่จุดสิ้นสุดซึ่งเป็นจุดที่กระแสที่ใช้ในการชาร์จ-ดิสชาร์จ $(i_o/2)$ กลับทิศทาง



รูปที่ 5.22 การขนถ่ายประจุสำเร็จพอดีในโหมด ❹⑤ จาก C_1' ไปยัง C_1 และโหมด ❹′⑤′ จาก C_1 ไปยัง C_1' ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย

5.3.6 การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของสวิทช์มอสเฟททั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์

พิจารณาคลื่นแรงดันเอาท์พุทในตำแหน่งที่กำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น $-V_d$ สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ในรูปที่ 5.23 เป็นการแสดงการขนถ่ายประจุที่สำเร็จของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สพร้อมกันทั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์โดยในกิ่งที่หนึ่งขนถ่ายจาก C_1' ไปยัง C_1 และในกิ่งที่สองจาก C_2 ไปยัง C_2' ซึ่งเกิดขึ้นตรงกับการทำงานในโหมด ❹ การขนถ่ายประจุนี้ทำได้สำเร็จจนกระทั่งแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2' มีค่าสูงขึ้นเท่ากับ V_d และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1' และ C_2 มีค่าลดลงเท่ากับ 0 เมื่อสิ้นสุดโหมดการทำงานนี้ ส่งผลทำให้สวิทช์ S_1' และ S_2 เริ่มนำกระแสในโหมดเพาเวอริ่งถัดไปได้อย่างปลอดภัยภายใต้สภาวะ ZVS และในรูปเดียวกันนี้ยังได้แสดงการขนถ่ายประจุที่สำเร็จของตัวเก็บประจุจาก C_1 ไปยัง C_1' และจาก C_2' ไปยัง C_2 ซึ่งเกิดขึ้นตรงกับการทำงานในโหมด ❹' และตรงกับตำแหน่งบนคลื่นแรงดันเอาท์พุทที่กำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น $+V_d$ ทำนองเดียวกันการขนถ่ายประจุได้สำเร็จดังกล่าวเมื่อสิ้นสุดโหมดการทำงานนี้จะทำให้มีแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1' และ C_2 มีค่าเท่ากับ V_d และแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2' มีค่าเท่ากับ 0 ส่งผลทำให้สวิทช์ S_1 และ S_2' เริ่มนำกระแสในโหมดเพาเวอริ่งถัดไปได้อย่างปลอดภัยภายใต้สภาวะ ZVS

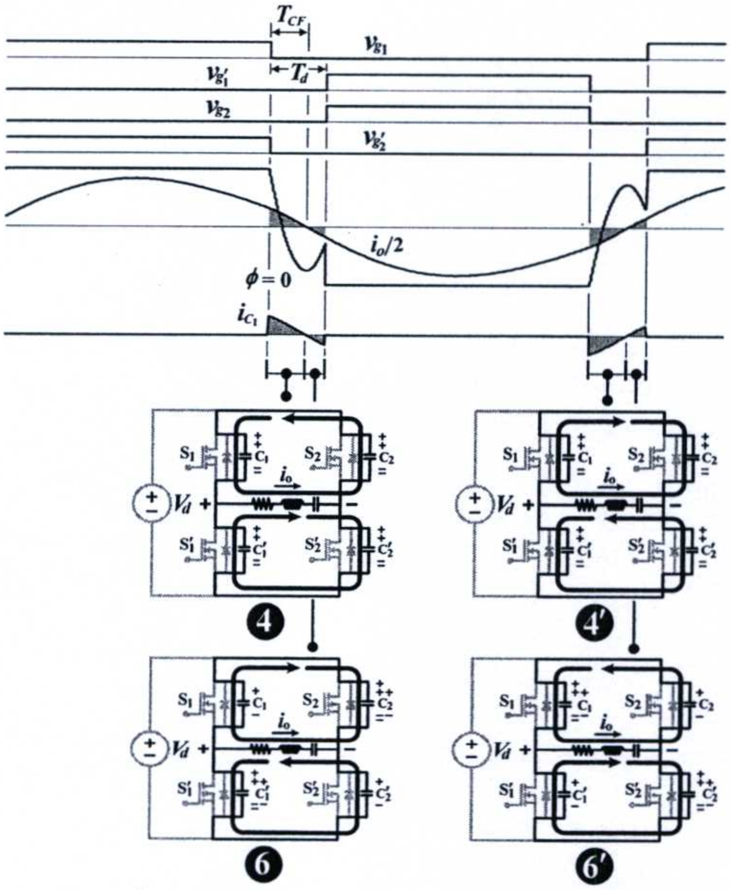


รูปที่ 5.23 การขนถ่ายประจุที่สำเร็จในโหมด ❹ จาก C_2 ไปยัง C_2' และจาก C_1' ไปยัง C_1 และการขนถ่ายในโหมด ❹' จาก C_2' ไปยัง C_2 และจาก C_1 ไปยัง C_1' พร้อมกันทั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์ กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์

5.3.7 การทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ของสวิทช์มอสเฟททั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์

พิจารณาคลื่นแรงดันเอาท์พุทในตำแหน่งที่กำลังเปลี่ยนระดับจาก $+V_d$ ไปเป็น $-V_d$ ของการเลื่อนเฟสศูนย์ในรูปที่ 5.24 เป็นการแสดงการขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จของตัวเก็บประจุ

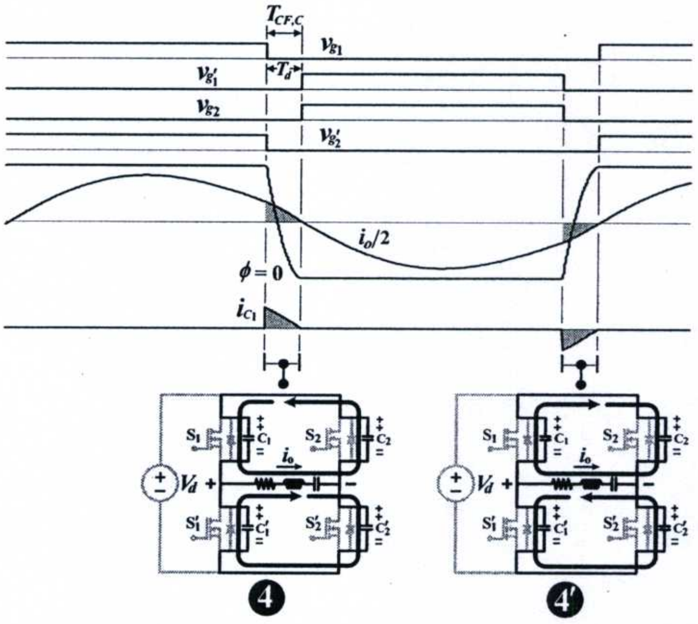
เดรน-ซอร์สพร้อมกันทั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์โดยในกิ่งที่หนึ่งขนถ่ายจาก C_1' ไปยัง C_1 และในกิ่งที่สองจาก C_2 ไปยัง C_2' ซึ่งเกิดขึ้นตรงกับการทำงานในโหมด ❹ การขนถ่ายประจุยังไม่สำเร็จแต่กระแสที่ใช้ในการชาร์จ-ดิสชาร์จ $(i_o/2)$ กลับทิศทางก่อน จึงเกิดการขนถ่ายประจุกลับจาก C_1 ไปยัง C_1' และจาก C_2' ไปยัง C_2 เกิดขึ้นตรงกับการทำงานในโหมด ❻ การขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จดังกล่าวนี้ทำให้ยังคงมีแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1' และ C_2 ส่งผลทำให้สวิทช์ S_1' และ S_2 เริ่มนำกระแสในโหมดเพาเวอริ่งถัดไปภายใต้สภาวะ NON-ZVS และในรูปเดียวกันนี้ยังได้แสดงการขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จของตัวเก็บประจุในกิ่งที่หนึ่งจาก C_1 ไปยัง C_1' และในกิ่งที่สองจาก C_2' ไปยัง C_2 ซึ่งเกิดขึ้นตรงกับการทำงานในโหมด ❹' และมีการขนถ่ายประจุกลับจาก C_1' ไปยัง C_1 และจาก C_2 ไปยัง C_2' ตรงกับการทำงานในโหมด ❻' และตรงกับตำแหน่งบนคลื่นแรงดันเอาท์พุทที่กำลังเปลี่ยนระดับจาก $-V_d$ ไปเป็น $+V_d$ ทำนองเดียวกันการขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จดังกล่าวนี้ทำให้ยังคงมีแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุ C_1 และ C_2' ส่งผลทำให้สวิทช์ S_1 และ S_2' เริ่มนำกระแสในโหมดเพาเวอริ่งถัดไปภายใต้สภาวะ NON-ZVS ซึ่งเป็นสภาวะการทำงานที่ไม่ปลอดภัยต่อสวิทช์มอสเฟท



รูปที่ 5.24 การขนถ่ายประจุที่ไม่สำเร็จในโหมด ❹ จาก C_2 ไปยัง C_2' และจาก C_1' ไปยัง C_1 แต่มีการขนกลับในโหมด ❻ และการขนถ่ายในโหมด ❹' จาก C_2' ไปยัง C_2 และจาก C_1 ไปยัง C_1' แต่มีการขนกลับในโหมด ❻' กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์

5.3.8 การทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS ของสวิทช์มอสเฟททั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์

รูปที่ 5.25 แสดงการขนถ่ายประจุพร้อมกันทั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์ได้สำเร็จพอดีสำหรับกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ โดยการทำงานในโหมด ❹ เกิดการขนถ่ายประจุจาก C_1' ไปยัง C_1 และจาก C_2 ไปยัง C_2' ในขณะที่การทำงานในโหมด ❹′ เกิดการขนถ่ายประจุจาก C_1 ไปยัง C_1' และจาก C_2' ไปยัง C_2 การทำงานของวงจรในกรณีนี้เหมือนกับกรณี ZVS หัวข้อ 5.3.6 เว้นแต่ว่าการขนถ่ายประจุในกรณีนี้เสร็จพอดีที่จุดสิ้นสุดซึ่งเป็นจุดที่คลื่นกระแสที่ใช้ในการชาร์จ-ดิสชาร์จ ($i_o/2$) กลับทิศทาง



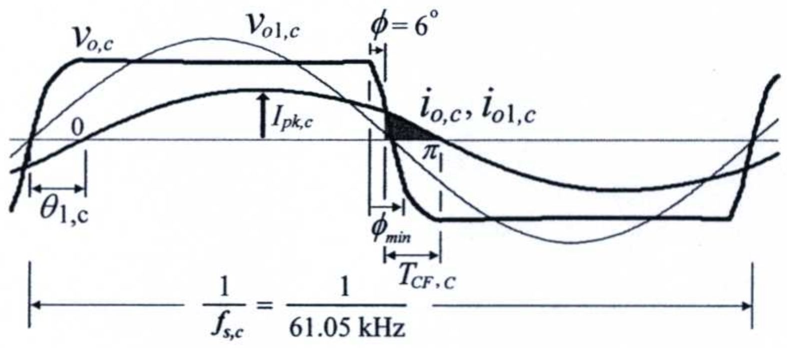
รูปที่ 5.25 การขนถ่ายประจุสำเร็จพอดีในโหมด ❹ จาก C_2 ไปยัง C_2' และจาก C_1' ไปยัง C_1 และการขนถ่ายในโหมด ❹′ จาก C_2' ไปยัง C_2 และจาก C_1 ไปยัง C_1' พร้อมกันทั้งสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์ กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์

5.4 ผลกระทบของตัวแปรต่างๆ ที่มีต่อการเกิด ZVS หรือ NON-ZVS ในระหว่างที่มีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายและการเลื่อนเฟสศูนย์

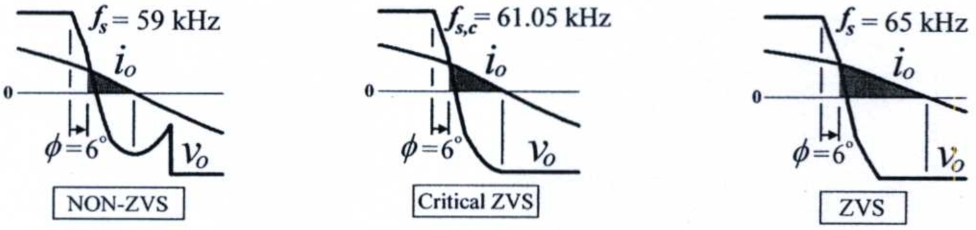
5.4.1 การกำหนดจุดแบ่งรอยต่อระหว่างสภาวะ ZVS และ NON-ZVS โดยใช้สภาวะ Critical ZVS ในการพิจารณา

วงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีการควบคุมการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายและการเลื่อนเฟสศูนย์ระหว่างการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS จะมีตำแหน่งรอยต่อของสองสภาวะนี้ซึ่งเรียกว่าสภาวะ Critical ZVS ซึ่งจุดแบ่งนี้ขึ้นอยู่กับตัวแปรวิกฤติ 4 ตัวแปรได้แก่ ค่าความถี่สวิทชิ่งวิกฤติ ($f_{s,c}$) ค่าพีคของกระแสโหลดวิกฤติ ($I_{pk,c}$) ค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลวิกฤติ ($\theta_{1,c}$) และค่าเวลาการชาร์จประจุวิกฤติ ($T_{CF,C}$) เช่นเดียวกับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อที่วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 4 โดยนิยามของค่าตัวแปรวิกฤติเหล่านี้

สามารถกำหนดจากคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทวิกฤติดังแสดงในรูปที่ 5.26(ก) สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบแบบเปลี่ยนถ่ายและรูปที่ 5.27(ก) สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์

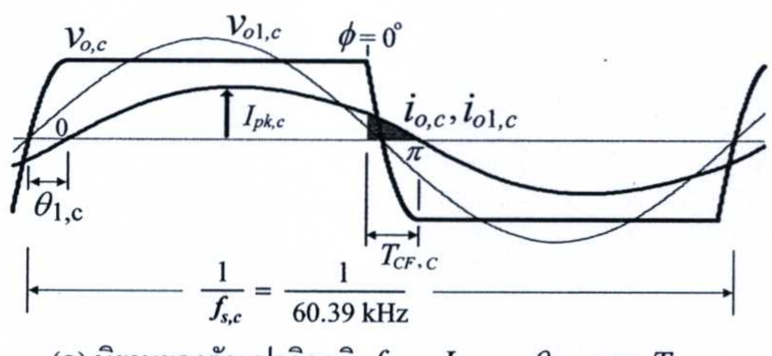


(ก) นิยามของตัวแปรวิกฤติ $f_{s,c}$, $I_{pk,c}$, $\theta_{1,c}$ และ $T_{CF,C}$

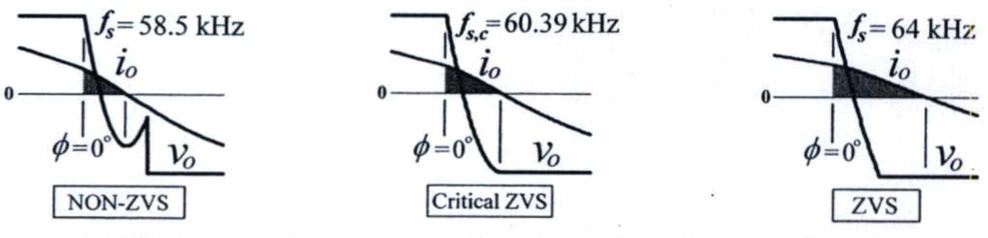


(ข) ขนาด current-time area ขณะ $f_s < f_{s,c}$, $f_s = f_{s,c}$ และ $f_s > f_{s,c}$

รูปที่ 5.26 นิยามของตัวแปรวิกฤติและขนาดของ current-time area สำหรับกรณีของการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0 < \phi < \phi_{\min}$)

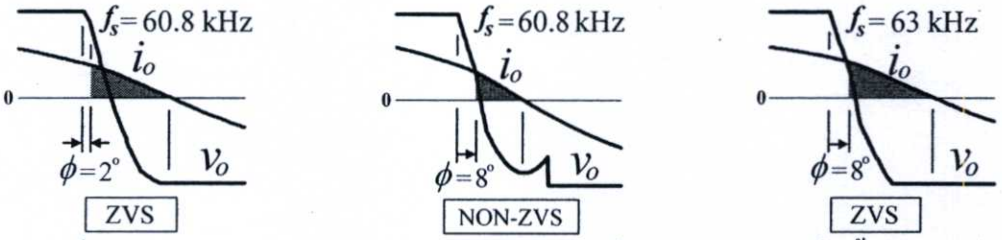


(ก) นิยามของตัวแปรวิกฤติ $f_{s,c}$, $I_{pk,c}$, $\theta_{1,c}$ และ $T_{CF,C}$



(ข) ขนาด current-time area ขณะ $f_s < f_{s,c}$, $f_s = f_{s,c}$ และ $f_s > f_{s,c}$

รูปที่ 5.27 นิยามของตัวแปรวิกฤติและขนาดของ current-time area สำหรับกรณีของการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$)



รูปที่ 5.28 ขนาด current-time area ขณะปรับค่ามุมเลื่อนเฟสจาก 2° เพิ่มขึ้นเป็น 8°

5.4.2 การวิเคราะห์หาเส้นแบ่งรอยต่อระหว่างสภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งกำหนดด้วยตัวแปรวิกฤติของสภาวะ Critical ZVS

การวิเคราะห์หาเส้นแบ่งรอยต่อระหว่างการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีการควบคุมการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายและการเลื่อนเฟสศูนย์ สามารถทำได้โดยการพิจารณาจากค่าตัวแปรวิกฤติ 4 ตัวแปรของคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทที่ได้จากการคำนวณขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS พร้อมยืนยันความถูกต้องของหลักการด้วยผลการทดลองจากเครื่องต้นแบบเดียวกันกับกรณีของการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อที่วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 4 ซึ่งค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของเครื่องต้นแบบนี้แสดงไว้ในตารางที่ 4.1 และการวิเคราะห์เพื่อหาค่าของตัวแปรวิกฤติที่ค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ) ใดๆ ของการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายและการเลื่อนเฟสศูนย์ซึ่งมีค่ามุมเลื่อนเฟสในย่าน $0^\circ - 10^\circ$ นี้จะมีขั้นตอนที่เหมือนกันกับกรณีของการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อซึ่งมีค่ามุมเลื่อนเฟสอยู่ในย่าน $10^\circ - 50^\circ$ ที่วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 4 เช่นเดียวกัน ในขบวนการวิเคราะห์นี้สามารถแสดงค่าความต้านทานสมมูล (R) และค่าความเหนี่ยวนำสมมูล (L) ของโหลดขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS ตลอดย่านการปรับมุมเลื่อนเฟสได้ดังตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 ค่าความต้านทานสมมูล (R) และค่าความเหนี่ยวนำสมมูล (L) ของโหลดที่ได้จากการวัดขณะอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS

ϕ	0°	2°	4°	6°	8°	10°	15°
R (Ω)	24.12	24.20	24.38	24.45	24.56	24.65	24.98
L (μH)	174.58	175.18	176.21	176.51	177.21	177.43	179.58

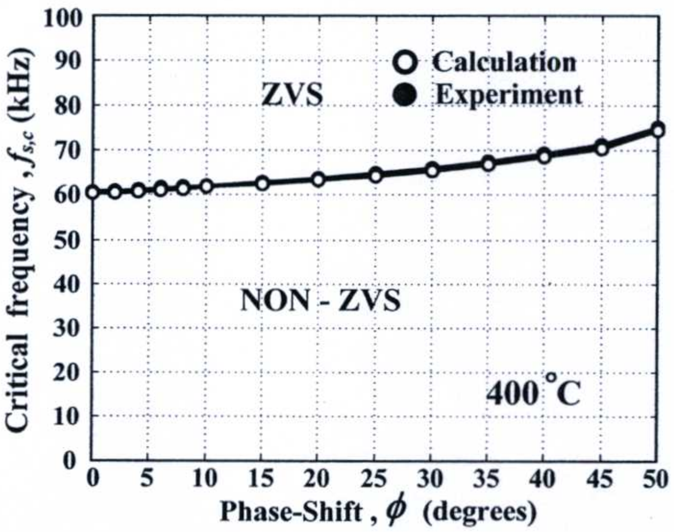
ϕ	20°	25°	30°	35°	40°	45°	50°
R (Ω)	25.24	25.69	26.09	26.56	26.94	27.45	27.86
L (μH)	180.78	181.87	184.38	187.41	190.34	194.67	199.89

ที่อุณหภูมิของชิ้นงานคงที่เท่ากับ 400 °C และมุมเลื่อนเฟสอยู่ในย่านการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายและการเลื่อนเฟสศูนย์จาก $0^{\circ}-10^{\circ}$ ต่อเนื่องจากการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อจาก $10^{\circ}-50^{\circ}$ ผลจากการคำนวณในทั้งสองย่านของค่าตัวแปรวิกฤติทั้ง 4 ตัวแปร สามารถพล็อตเส้นกราฟที่แตกต่างกันได้แก่ ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่วิกฤติ ($f_{s,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ) แสดงได้ดังรูปที่ 5.29 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าพีคของกระแสโหลดวิกฤติ ($I_{pk,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ) แสดงได้ดังรูปที่ 5.30 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลวิกฤติ ($\theta_{1,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ) แสดงได้รูปที่ 5.31 และความสัมพันธ์ระหว่างค่าเวลาการชาร์จประจุวิกฤติ ($T_{CF,C}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ) แสดงได้ดังรูปที่ 5.32 และสุดท้ายผลการคำนวณยังได้เปรียบเทียบกับผลการทดลองเพื่อยืนยันความถูกต้องของผลทางทฤษฎี โดยพล็อตเปรียบเทียบในกราฟรูปเดียวกัน ผลที่ได้ทั้งสองปรากฏว่าใกล้เคียงกันสำหรับในแต่ละกรณี

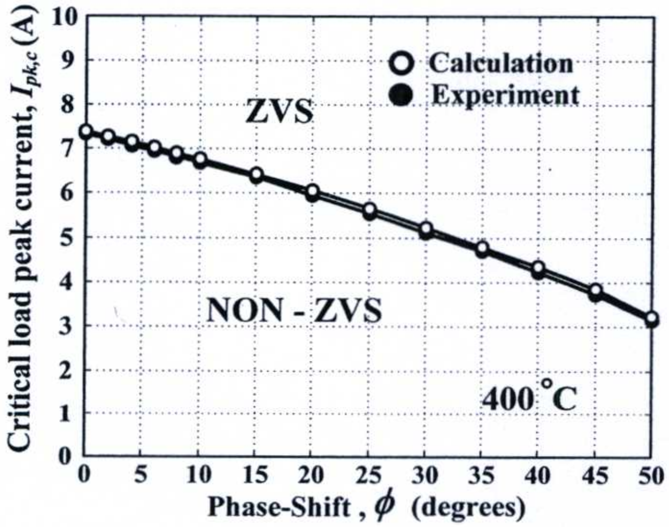
ในกรณีที่มุมเลื่อนเฟสอยู่ในย่านการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายและการเลื่อนเฟสศูนย์ การทำงานของวงจรอาจจะเข้าไปอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS ขึ้นอยู่กับเงื่อนไขของตัวแปรวิกฤติ 4 ตัวเช่นเดียวกับกรณีการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ รายละเอียดของเงื่อนไขเหล่านี้สามารถอธิบายให้เข้าใจได้ด้วย current-time area ที่แรเงาของคลื่นกระแสเอาท์พุทวิกฤติ ($i_{o,c}$) ดังแสดงในรูปที่ 5.26(ก) สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($\phi=6^{\circ}$) และในรูปที่ 5.27(ก) สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi=0^{\circ}$) ซึ่ง current-time area ของกระแสเอาท์พุทวิกฤตินี้จะตรงกับจุดทำงานในเส้นกราฟรูปที่ 5.29–5.32 ในขณะที่จุดทำงานอื่นๆ ในเส้นกราฟเหล่านี้จะมี current-time area วิกฤติเท่ากันตลอดย่านการปรับค่ามุมเลื่อนเฟส ถ้าค่าความถี่สวิทชิ่งต่ำกว่าค่าวิกฤติ ($f_s < f_{s,c}$) ค่าพีคของกระแสโหลดต่ำกว่าค่าวิกฤติ ($I_{pk} < I_{pk,c}$) ค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลต่ำกว่าค่าวิกฤติ ($\theta_1 < \theta_{1,c}$) และค่าเวลาการชาร์จประจุมากกว่าค่าวิกฤติ ($T_{CF} > T_{CF,C}$) จะทำให้ current-time area ของกระแสเอาท์พุทเล็กกว่า current-time area วิกฤติ ดังแสดงด้วยพื้นที่แรเงาในรูปซ้ายของรูปที่ 5.26(ข) และรูปที่ 5.27(ข) จะส่งผลทำให้วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ในทางกลับกันถ้าค่าความถี่สวิทชิ่งสูงกว่าค่าวิกฤติ ($f_s > f_{s,c}$) ค่าพีคของกระแสโหลดสูงกว่าค่าวิกฤติ ($I_{pk} > I_{pk,c}$) ค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลสูงกว่าค่าวิกฤติ ($\theta_1 > \theta_{1,c}$) และค่าเวลาการชาร์จประจุต่ำกว่าค่าวิกฤติ ($T_{CF} < T_{CF,C}$) จะทำให้ current-time area ของกระแสเอาท์พุทใหญ่กว่า current-time area วิกฤติ ดังแสดงด้วยพื้นที่แรเงาในรูปขวาของรูปที่ 5.26(ข) และรูปที่ 5.27(ข) จะส่งผลทำให้วงจรทำงานภายใต้สภาวะ ZVS

เพื่อให้วงจรอินเวอร์เตอร์ยังคงทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ตลอดย่านการปรับมุมเลื่อนเฟสจะต้องทำการปรับความถี่สวิทชิ่งเพิ่มขึ้นเล็กน้อยเมื่อปรับเพิ่มค่ามุมเลื่อนเฟส ทั้งนี้เพื่อไม่ให้ current-time area ของกระแสเอาท์พุทมีขนาดเล็กกว่า current-time area วิกฤติ ตัวอย่างเช่นการปรับเพิ่มค่ามุมเลื่อนเฟสจาก 2° ไปยัง 8° ดังแสดงในรูปที่ 5.28 โดยเริ่มจากรูปที่ 5.28 (ซ้าย)

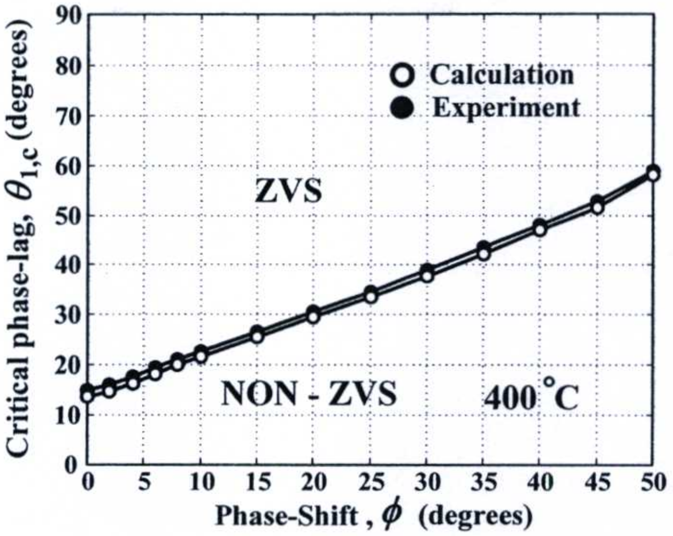
แสดง current-time area ของกระแสเอาท์พุททีค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 2^\circ$ และความถี่สวิทชิ่ง $f_s = 60.8$ kHz ขณะนี้วงจรทำงานภายใต้สภาวะ ZVS เมื่อปรับมุมเลื่อนเฟสเพิ่มขึ้นไปยัง $\phi = 8^\circ$ โดยไม่มีการเพิ่มความถี่สวิทชิ่ง จะส่งผลทำให้ current-time area เล็กกว่า current-time area วิกฤติ (รูปกลางในรูปที่ 5.28) ผลดังกล่าวนี้ทำให้การทำงานของวงจรเปลี่ยนจากสภาวะ ZVS ไปเป็น NON-ZVS แต่เมื่อเพิ่มความถี่สวิทชิ่งขึ้นจาก 60.8 kHz ไปยัง 63 kHz จะทำให้ current-time area ใหญ่กว่า current-time area วิกฤติ (รูปขวาในรูปที่ 5.28) ส่งผลทำให้การทำงานของวงจรกลับไปยังสภาวะ ZVS ได้เช่นเดิม



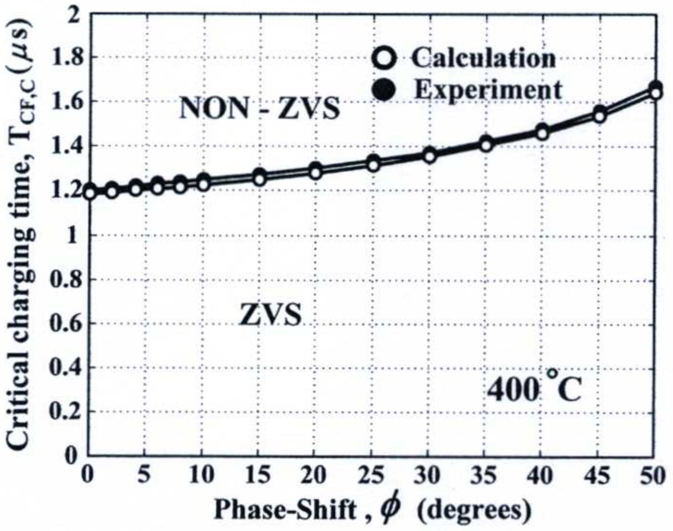
รูปที่ 5.29 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่สวิทชิ่งวิกฤติ ($f_{s,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ)



รูปที่ 5.30 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าพีคของกระแสโหลดวิกฤติ ($I_{pk,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ)



รูปที่ 5.31 ความสัมพันธ์ระหว่างค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลวิกฤติ ($\theta_{1,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ)

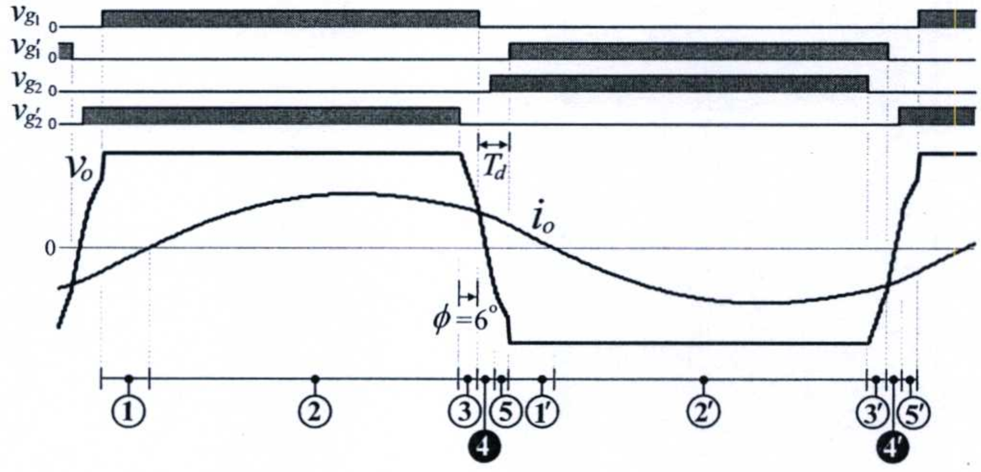


รูปที่ 5.32 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าเวลาการชาร์จประจุวิกฤติ ($T_{CF,C}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ)

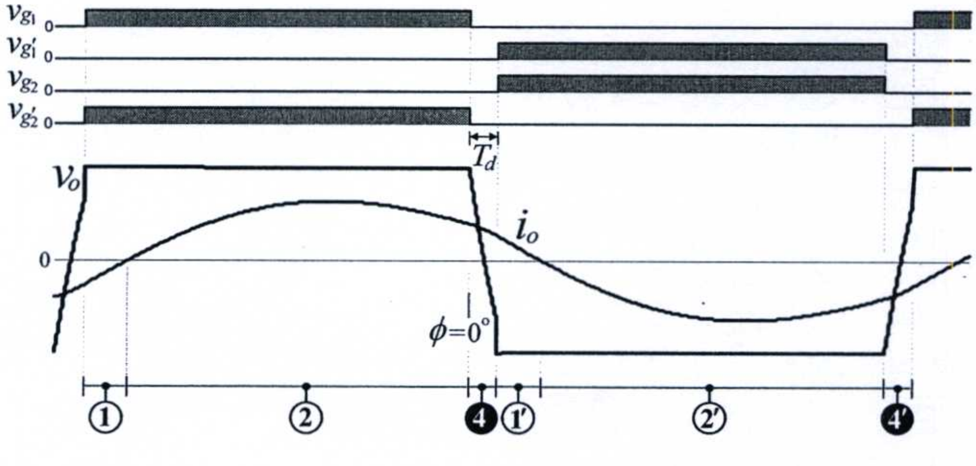
5.5 ผลกระทบของค่าเดดไทม์ที่มีต่อการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของอินเวอร์เตอร์ในกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายและการเลื่อนเฟสศูนย์

เพื่อให้วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ ZVS นอกจากจะขึ้นอยู่กับค่าตัวแปรวิกฤติ 4 ตัวแปรดังที่กล่าวมาแล้วนั้น จะต้องมีการกำหนดค่าเดดไทม์ (T_d) ของสัญญาณควบคุมเกทให้ถูกต้องด้วย โดยถ้ากำหนดค่าเดดไทม์ของสัญญาณควบคุมเกทน้อยเกินไปทำให้มีเวลาไม่เพียงพอสำหรับการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สให้เสร็จสมบูรณ์ สัญญาณควบคุมเกทมาเร็วเกินไปทำให้สวิทช์มอสเฟททำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS ดังแสดงในรูปที่ 5.33 สำหรับกรณี

การเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายและรูปที่ 5.34 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ในทางกลับกันถ้าค่าเดดไทม์นี้มากเกินไป สัญญาณควบคุมเกทมาหลังจากคลื่นกระแสเอาท์พุทกลับทิศทางแต่สวิทช์มอสเฟทยังไม่สามารถนำกระแสได้เนื่องจากยังไม่มีสัญญาณควบคุมเกททำให้เกิดการขนถ่ายประจุกลับเข้าไปยังตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สส่งผลทำให้สวิทช์มอสเฟทเริ่มนำกระแสภายใต้สภาวะ NON-ZVS เมื่อมีสัญญาณควบคุมเกทมาหลังจากนั้น ดังแสดงในรูปที่ 5.35 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายและรูปที่ 5.36 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์

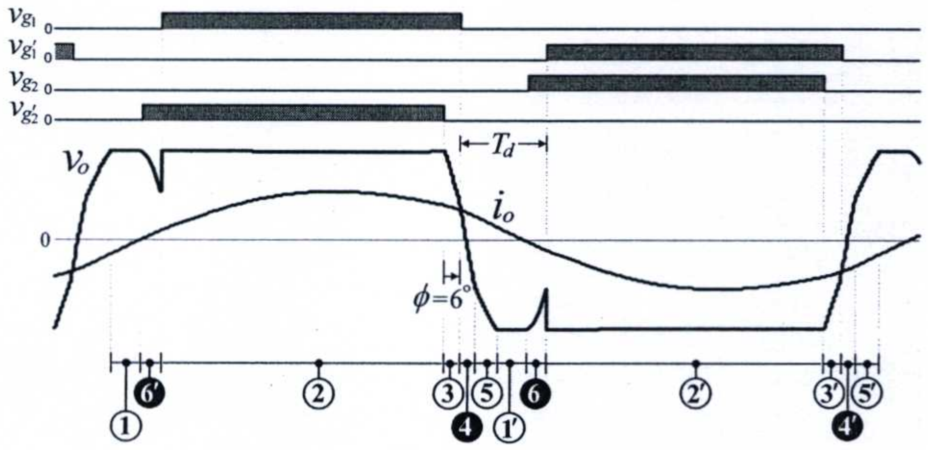


รูปที่ 5.33 สัญญาณควบคุมเกท แรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมโหมดการทำงานของวงจร กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์ไม่เพียงพอ

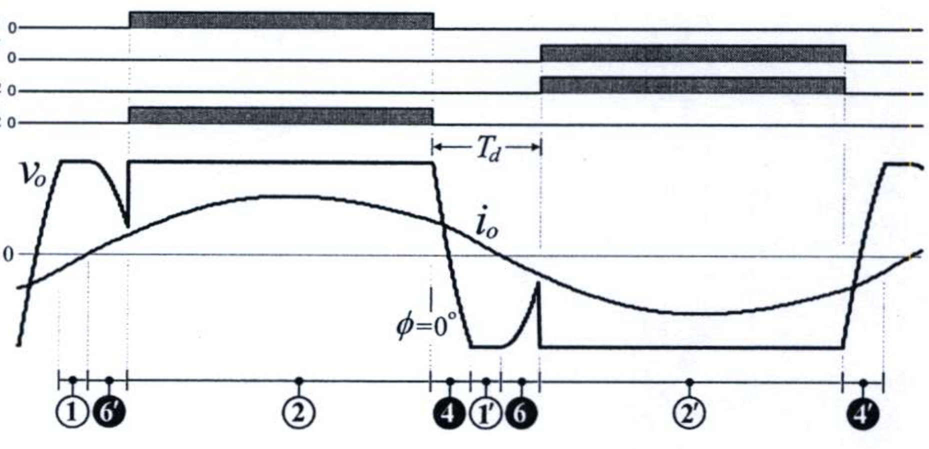


รูปที่ 5.34 สัญญาณควบคุมเกท แรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมโหมดการทำงานของวงจร กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์ไม่เพียงพอ

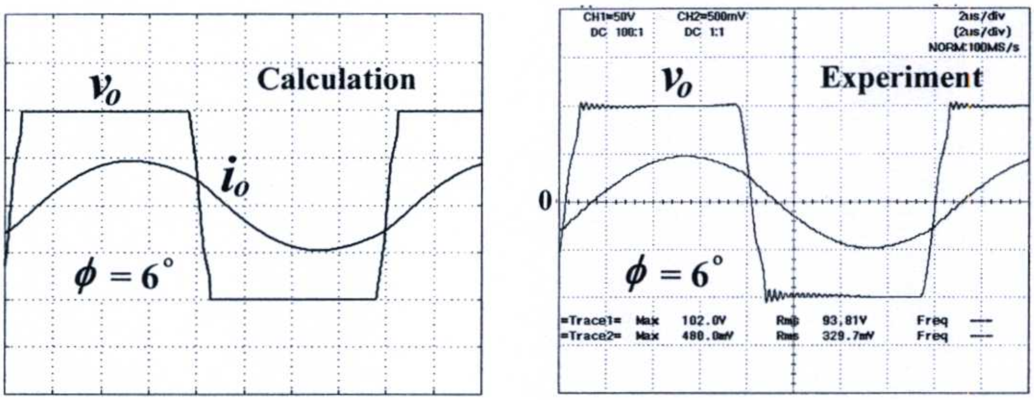
ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทจากการคำนวณพร้อมทั้งยืนยันความถูกต้องด้วยผลการทดลองในกรณีที่ค่าเดดไทม์ไม่เพียงพอส่งผลทำให้วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.37 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายและรูปที่ 5.38 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์



รูปที่ 5.35 สัญญาณควบคุมเกท แรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมโหมดการทำงานของวงจร กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์มากเกินไป

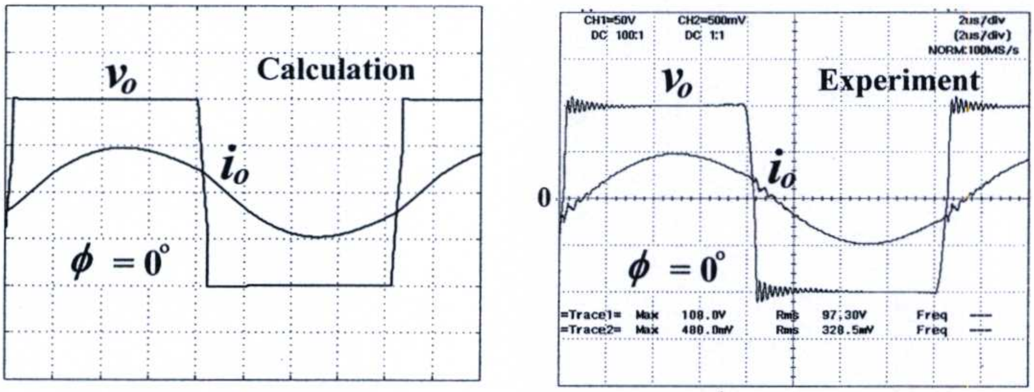


รูปที่ 5.36 สัญญาณควบคุมเกท แรงดันและกระแสเอาท์พุทพร้อมโหมดการทำงานของวงจร กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ ขณะทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์มากเกินไป



(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

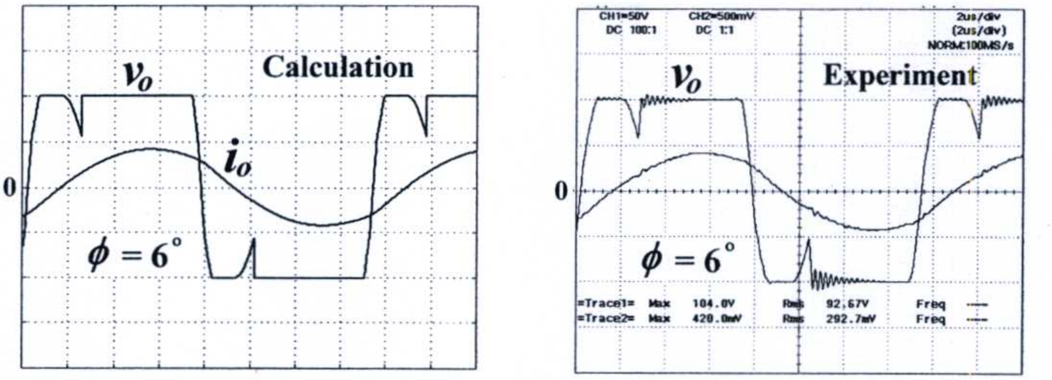
รูปที่ 5.37 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o , i_o) กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์ไม่เพียงพอ ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 6^\circ$ และค่าเดดไทม์ $T_d = 0.54$ μs สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div , 2 μs/Div



(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

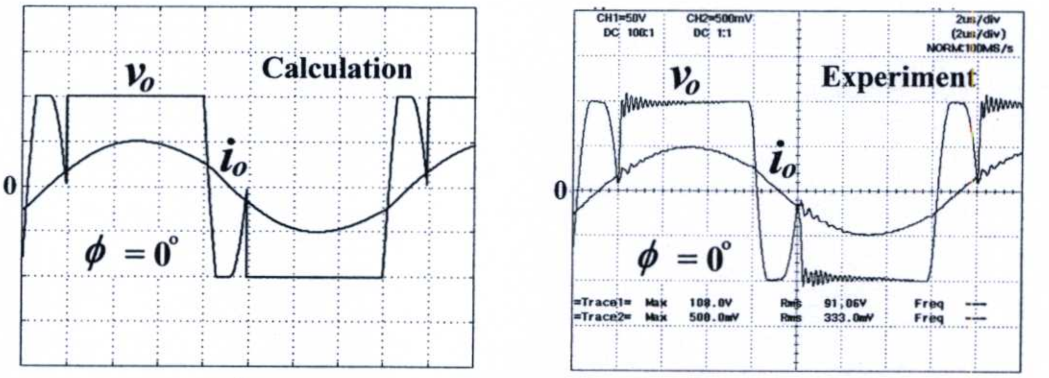
รูปที่ 5.38 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o , i_o) กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์ไม่เพียงพอ ที่ค่าเดดไทม์ $T_d = 0.54$ μs สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div , 2 μs/Div

ลักษณะคลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุทจากการคำนวณพร้อมทั้งยืนยันความถูกต้องด้วยผลการทดลองในกรณีที่ค่าเดดไทม์มากเกินไปส่งผลทำให้วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS สามารถแสดงได้ดังรูปที่ 5.39 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายและรูปที่ 5.40 สำหรับกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์



(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

รูปที่ 5.39 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o, i_o) กรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์มากเกินไป ที่ค่ามุมเลื่อนเฟส $\phi = 6^{\circ}$ และค่าเดดไทม์ $T_d = 2.5$ μs สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div , 2 μs/Div



(ก) การคำนวณ (ข) การทดลอง

รูปที่ 5.40 คลื่นแรงดันและกระแสเอาท์พุท (v_o, i_o) กรณีการเลื่อนเฟสศูนย์ขณะวงจรทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS เนื่องจากค่าเดดไทม์มากเกินไป โดยที่ค่าเดดไทม์ $T_d = 2.5$ μs สเกล : 50 V/Div, 5 A/Div , 2 μs/Div

5.6 สรุป

การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS โดยมีการควบคุมการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย ($0 < \phi < \phi_{\min}$) และการเลื่อนเฟสศูนย์ ($\phi = 0$)เพื่อใช้ในงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง มี 4 ประเด็นสำคัญหลักที่สามารถสรุปได้ดังนี้

1. ขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สสำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายจะเริ่มในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ก่อน และจะเริ่มขนถ่ายประจุในกิ่งที่หนึ่งในขณะที่การขนถ่ายประจุในกิ่งที่สองยังไม่เสร็จสมบูรณ์ ทำให้รูปแบบของการขนถ่ายประจุมีทั้งแบบกิ่งเดียวและสองกิ่ง ส่วนกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์จะเกิดการขนถ่ายประจุพร้อมกันทั้งสองกิ่ง ทำให้มีรูปแบบการขนถ่ายประจุในแบบสองกิ่งเท่านั้น

2. ในขณะที่มีการขนถ่ายประจุในแบบกิ่งเดียวจะทำให้อัตราการเปลี่ยนแปลงของคลื่นแรงดันเอาท์พุทเท่ากับอัตราการเปลี่ยนแปลงของคลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์ส ส่วนในขณะที่มีการขนถ่ายประจุในแบบสองกิ่งพร้อมกันจะทำให้คลื่นแรงดันเอาท์พุทมีอัตราการเปลี่ยนแปลงที่เร็วกว่าอัตราการเปลี่ยนแปลงของคลื่นแรงดันคร่อมตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์ส ดังแสดงในรูปที่ 5.17 และ 5.18

3. การทำงานของอินเวอร์เตอร์นี้ภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายจะมีทั้งหมด 10 โหมด ส่วนในกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์จะมีทั้งหมด 6 โหมด

4. ในย่านการควบคุมของการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่าย การขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สเกิดขึ้นทั้งในแบบกิ่งเดียวและสองกิ่ง ในขณะที่ย่านการควบคุมของการเลื่อนเฟสแบบทั่วไป การขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สเกิดขึ้นทีละกิ่งเท่านั้น ถึงแม้ว่าขบวนการขนถ่ายประจุในสองย่านของการเลื่อนเฟสนี้จะมีความแตกต่างกันโดยสิ้นเชิง เส้นกราฟของ 4 ตัวแปรวิกฤติระหว่างสองกรณีก็ยังคงมีความต่อเนื่องดังที่แสดงในกราฟรูปที่ 5.29-5.32

บทที่ 6
สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

งานวิจัยนี้ได้มุ่งเน้นการวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ที่ใช้เพาเวอร์มอสเฟทเป็นอุปกรณ์สวิทชิ่งจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทด้วยวิธีการเลื่อนเฟส เพื่อวิเคราะห์การทำงานของวงจรที่ได้มีการเพิ่มโหมดการทำงานที่เกิดจากการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สรวมเข้าไปในการวิเคราะห์เพื่อให้เห็นกลไกการทำงานที่แท้จริงของวงจรได้ถูกต้องชัดเจนตลอดย่านของการปรับค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ) นำไปสู่การพิจารณาเงื่อนไขและตัวแปรต่างๆ ที่ส่งผลต่อการทำงานของวงจรภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS

การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์จ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่มีการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทด้วยวิธีการเลื่อนเฟสของสัญญาณควบคุมเกทระหว่างสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์ ถ้ากำหนดให้สวิทช์เป็นแบบอุดมคติซึ่งไม่มีตัวเก็บประจุ C_{ds} ต่ออยู่ระหว่างเดรนและซอร์สของสวิทช์ ในระหว่างการปรับเพิ่มมุมเลื่อนเฟสเพื่อปรับลดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทนั้น สามารถทำนายได้ว่าการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของอินเวอร์เตอร์จะเกิดขึ้นเสมอถ้ามีการปรับเพิ่มความถี่สวิทชิ่งให้มีค่าสูงพอที่จะทำให้มุมเฟสของกระแสเอาท์พุทไม่นำหน้าทั้งขอบหน้าบวกและลบของคลื่นแรงดันเอาท์พุท แต่อย่างไรก็ตามในทางปฏิบัติที่มีการใช้เพาเวอร์มอสเฟทเป็นอุปกรณ์สวิทช์จะพบว่ามีตัวเก็บประจุ C_{ds} ต่ออยู่ระหว่างเดรนและซอร์สของสวิทช์มอสเฟท ทำให้การทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ของอินเวอร์เตอร์อาจจะไม่เกิดขึ้นถึงแม้ว่ามุมเฟสของกระแสเอาท์พุทจะไม่นำหน้าทั้งขอบหน้าบวกและลบของคลื่นแรงดันเอาท์พุทก็ตาม ทั้งนี้เนื่องจากขนาด current-time area ไม่เพียงพอในการขนถ่ายประจุออกจากตัวเก็บประจุ C_{ds} ได้เสร็จสมบูรณ์ก่อนสวิทช์ดังกล่าวจะเริ่มนำกระแสในจังหวะถัดไป ดังนั้นการที่จะยังคงรักษาสภาวะการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ให้อยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ได้จะต้องปรับเพิ่มความถี่ขึ้นไปอีกเล็กน้อยเมื่อเปรียบเทียบกับกรณีสวิทช์ในทางอุดมคติดังกล่าวข้างต้น แต่เงื่อนไขในการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS หรือเงื่อนไขที่ทำให้การขนถ่ายประจุออกจากตัวเก็บประจุ C_{ds} ได้เสร็จสมบูรณ์ก่อนสวิทช์เริ่มนำกระแสในจังหวะถัดไปจะมาถึงก็ไม่ได้ขึ้นอยู่กับความถี่สวิทชิ่งเพียงตัวแปรเดียวเท่านั้น ยังขึ้นอยู่กับตัวแปรอื่นในวงจรด้วย โดยในวิทยานิพนธ์นี้ได้วิเคราะห์ถึงผลกระทบของตัวแปรที่มีต่อการเกิดสภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS ทั้งหมด 4 ตัวแปรได้แก่ ค่าความถี่สวิทชิ่ง (f_s) ค่าพีคของกระแสโหลด (I_{pk}) ค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูล (θ_1) และค่าเวลาการชาร์จประจุ (T_{CF}) ซึ่งตัวแปรเหล่านี้สามารถใช้กำหนดจุดแบ่งรอยต่อระหว่างสภาวะ ZVS และ NON-ZVS ของอินเวอร์เตอร์ที่ค่ามุมเลื่อนเฟสใดๆ ได้ การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ดังกล่าวนี้สามารถสรุปประเด็นสำคัญที่ได้กล่าวไว้ในแต่ละบทของวิทยานิพนธ์ได้ดังนี้

ในบทที่ 2 ได้กล่าวถึงหลักการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงเพื่อพิจารณาวงจรสมมูลของอุปกรณ์ให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำซึ่งประกอบด้วยขดลวดเหนี่ยวนำและชิ้นงานสามารถแทนด้วยวงจร R L อนุกรม โดยที่ค่าความต้านทาน (R) คือค่าความต้านทานของชิ้นงานซึ่งมีค่าแปรผันตามค่าความต้านทานที่ผิวของชิ้นงาน ส่วนค่าความเหนี่ยวนำ (L) คือค่าความเหนี่ยวนำที่เกิดจากฟลั๊กแม่เหล็กรั่วไหล จากนั้นจะเป็นหลักการของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมความถี่สูงเพื่อพิจารณาผลตอบสนองต่อความถี่ของวงจร โดยเริ่มจากการพิจารณากรณีที่แรงดันอินพุทของวงจรมีลักษณะคลื่นเป็นไซน์โดยละเอียดและสามารถนำไปใช้กับกรณีที่แรงดันอินพุทของวงจรมีลักษณะเป็นคลื่นสแควร์ได้ด้วย เนื่องจากองค์ประกอบต่างๆ ที่รวมกันเป็นคลื่นสแควร์นั้นประกอบด้วยองค์ประกอบหลักมูลและฮาร์โมนิกส์ ซึ่งองค์ประกอบของคลื่นเหล่านี้ต่างก็มีลักษณะคลื่นเป็นไซน์ทั้งหมด จากความเข้าใจในหลักการของวงจรเรโซแนนท์อนุกรมนี้จะเป็นพื้นฐานสำคัญสำหรับการวิเคราะห์การทำงานวงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมของอุปกรณ์ที่มีการให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูงซึ่งเป็นเป้าหมายหลักของงานวิจัยนี้

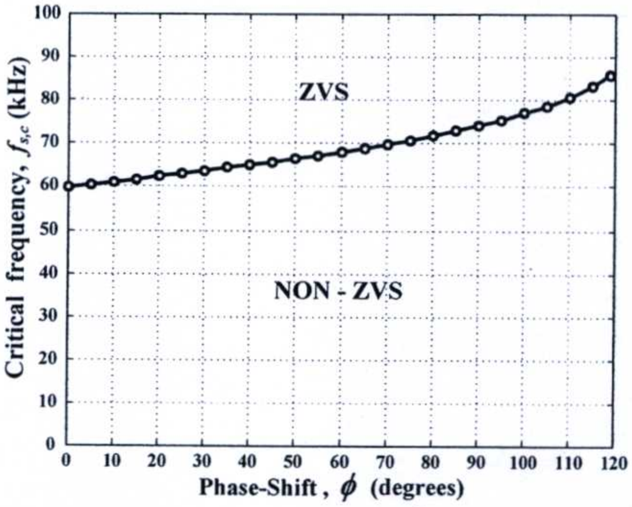
ในบทที่ 3 ได้กล่าวถึงหลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมเพื่อให้เข้าใจกลไกการทำงานหรือลำดับการนำกระแสที่ถูกต้องของสวิทช์มอสเฟทและไดโอดที่ต่อขนานกับสวิทช์มอสเฟทซึ่งจะส่งผลทำให้การเริ่มนำกระแส (turn on) ของสวิทช์มอสเฟทเกิดขึ้นขณะแรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) ทำให้สวิทช์ทำงานด้วยความปลอดภัยไม่ทำให้เกิดความเสียหายต่อสวิทช์ ประเด็นดังกล่าวนี้สามารถสรุปได้ว่าการที่จะทำให้สวิทช์มอสเฟทเริ่มนำกระแสขณะแรงดันเป็นศูนย์หรือ ZVS ได้นั้นจะต้องทำให้ไดโอดที่ต่อขนานกับสวิทช์นำกระแสก่อนแล้วตามด้วยสวิทช์มอสเฟท ดังนั้นสำหรับกรณีของอินเวอร์เตอร์ที่มีลักษณะคลื่นแรงดันเอาท์พุทเป็นสแควร์มีค่าดิวตี้ไซเคิล 50 % จะต้องควบคุมให้วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สวิทชิ่งสูงกว่าความถี่เรโซแนนท์ ($f_s > f_0$) จากนั้นจะกล่าวถึงการควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมทั้งหมด 5 วิธีโดยในแต่ละวิธีจะต้องทำให้ลำดับการนำกระแสของสวิทช์มอสเฟทและไดโอดที่ต่อขนานกับสวิทช์มอสเฟทเป็นไปตามที่กล่าวมาข้างต้น ทั้งนี้เพื่อทำให้สวิทช์มอสเฟทเริ่มนำกระแสขณะแรงดันเป็นศูนย์ ในตอนท้ายจะเป็นหลักการทำงานของอินเวอร์เตอร์นี้ที่มีการควบคุมการเลื่อนเฟสแบบสมมาตรเพื่อพิจารณาแบ่งย่านการปรับมุมเลื่อนเฟสอันเนื่องมาจากขบวนการขนถ่ายประจุระหว่าง C_{oss} ในแต่ละกิ่งของอินเวอร์เตอร์ที่แตกต่างกัน

ในบทที่ 4 เกี่ยวกับการวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS โดยมีการควบคุมการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อ โดยเริ่มจากการศึกษาขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของสวิทช์ทั้ง 4 ตัวภายในหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทซึ่งพบว่าขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สจะเกิดขึ้นทีละกิ่งจากทั้งหมดสองกิ่งของอินเวอร์เตอร์นี้ โดยจะเริ่มขนถ่ายประจุในกิ่งที่สองก่อน จาก

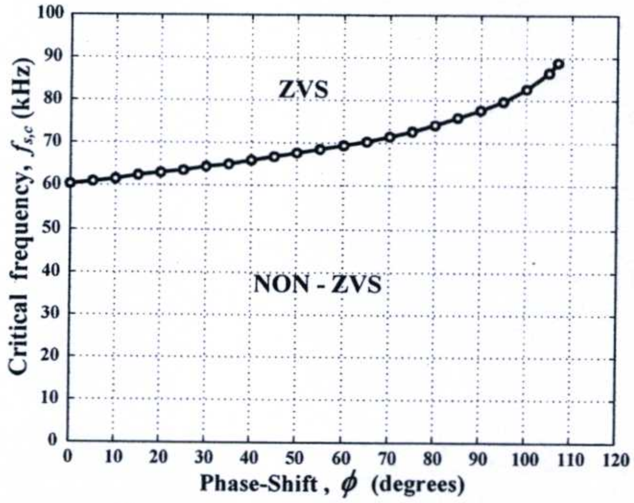
ความเข้าใจในขบวนการขนถ่ายประจุทำให้สามารถวิเคราะห์หาวงจรแสดงการทำงานในแต่โหมดในหนึ่งไซเคิลของคลื่นแรงดันเอาท์พุทได้ จากนั้นทำการวิเคราะห์หาสมการของแรงดันและกระแสตามจุดต่างๆ ในวงจรทั้งหมดและพล็อตคลื่นแรงดันและกระแสจากสมการเหล่านี้โดยใช้โปรแกรม MATLAB และใช้คลื่นคำนวณของแรงดันและกระแสเอาท์พุทของอินเวอร์เตอร์ขณะทำงานภายใต้สภาวะ Critical ZVS ในการพิจารณาตัวแปรวิกฤติ 4 ตัวแปรได้แก่ ค่าความถี่สวิทชิ่งวิกฤติ ($f_{s,c}$) ค่าพีคของกระแสโหลดวิกฤติ ($I_{pk,c}$) ค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูลวิกฤติ (θ_1 , c) และค่าเวลาการชาร์จประจุวิกฤติ ($T_{CF,c}$) ซึ่งค่าตัวแปรวิกฤติเหล่านี้จะอยู่บนเส้นแบ่งรอยต่อระหว่างสภาวะ ZVS และ NON-ZVS ตลอดย่านของการปรับค่ามุมเลื่อนเฟส จากการวิเคราะห์นี้สามารถสรุปได้ว่าการที่วงจรอินเวอร์เตอร์นี้จะทำงานภายใต้สภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS นั้นกำหนดได้ด้วยค่าตัวแปรวิกฤติ 4 ตัวแปร โดยที่การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์จะอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ได้ก็ต่อเมื่อค่าความถี่สวิทชิ่ง (f_s) ค่าพีคของกระแสโหลด (I_{pk}) และค่ามุมเฟสล้าหลังขององค์ประกอบหลักมูล (θ_1) ต้องมีค่ามากกว่าค่าวิกฤติของมัน ในขณะที่ค่าเวลาการชาร์จประจุ (T_{CF}) ในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ต้องมีค่าน้อยกว่าค่าวิกฤติของมัน และจุดทำงานของอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ Critical ZVS ซึ่งอยู่บนเส้นแบ่งรอยต่อระหว่างสภาวะ ZVS และ NON-ZVS จะมีขนาดcurrent-time area ของกระแสเอาท์พุทที่ใช้ในการขนถ่ายประจุในกิ่งที่หนึ่งของอินเวอร์เตอร์ขนาดเท่ากันตลอดย่านการปรับค่ามุมเลื่อนเฟส ถ้าขนาด current-time area ของกระแสเอาท์พุทนี้มีขนาดโตกว่าจุดวิกฤติจะทำให้การทำงานของวงจรอยู่ภายใต้สภาวะ ZVS แต่ถ้าขนาด current-time area ของกระแสเอาท์พุทนี้มีขนาดเล็กกว่าจุดวิกฤติจะทำให้การทำงานของวงจรอยู่ภายใต้สภาวะ NON-ZVS นอกจากนั้นการที่วงจรอินเวอร์เตอร์นี้จะทำงานภายใต้สภาวะ ZVS ได้นั้นจะต้องกำหนดค่าเดดไทม์ของสัญญาณควบคุมเกทให้ถูกต้องด้วย กล่าวคือสัญญาณควบคุมเกทให้นำกระแสของสวิทช์มอสเฟทตัวที่จะเริ่มนำกระแสจะต้องมาหลังจากที่การขนถ่ายประจุออกจากตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สของมอสเฟทตัวนั้นเสร็จสมบูรณ์และสัญญาณควบคุมนี้จะต้องมาก่อนที่คลื่นกระแสเอาท์พุทจะกลับทิศทางหรือมาในช่วงเวลาที่ไดโอดที่ต่อขนานอยู่กับมอสเฟทตัวนั้นกำลังนำกระแสนั่นเอง

ในบทที่ 5 เกี่ยวกับการวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ภายใต้สภาวะ ZVS และ NON-ZVS โดยมีการควบคุมการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายและการเลื่อนเฟสศูนย์ซึ่งเป็นย่านการปรับมุมเลื่อนเฟสที่ต่อเนื่องจากการเลื่อนเฟสแบบทั่วไปและการเลื่อนเฟสตรงรอยต่อที่กล่าวไว้ในบทที่ 4 แต่จะมีความแตกต่างกันของขบวนการขนถ่ายประจุของตัวเก็บประจุเดรน-ซอร์สซึ่งทำให้มีโหมดการทำงานที่แตกต่างออกไป กล่าวคือขบวนการขนถ่ายประจุสำหรับกรณีการเลื่อนเฟสแบบเปลี่ยนถ่ายจะเริ่มในกิ่งที่สองของอินเวอร์เตอร์ก่อน และจะเริ่มขนถ่ายประจุในกิ่งที่หนึ่งในขณะที่การขนถ่ายประจุในกิ่งที่สองยังไม่เสร็จสมบูรณ์ ทำให้รูปแบบของการขนถ่ายประจุมีทั้งแบบกิ่งเดียวและสองกิ่ง ส่วนกรณีการเลื่อนเฟสศูนย์จะเกิดการขนถ่ายประจุพร้อมกันทั้งสองกิ่งทำให้มีรูปแบบการขนถ่ายประจุในแบบสองกิ่งเท่านั้น อย่างไรก็ตามถึงแม้ว่าขบวนการขนถ่าย

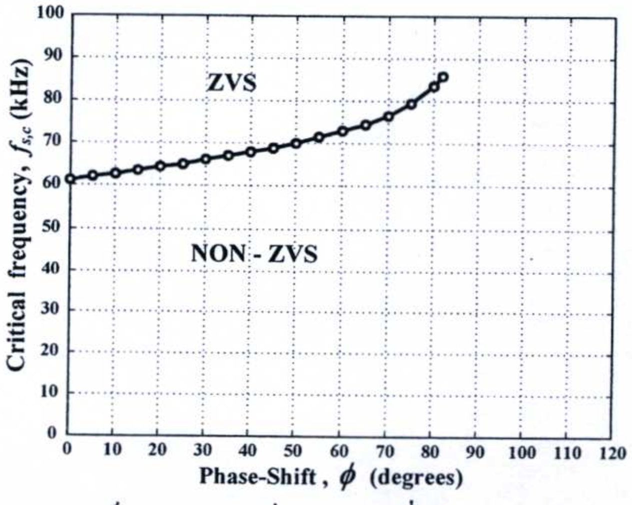
ประจุในสองย่านของการเลื่อนเฟสนี้จะมีความแตกต่างกันโดยสิ้นเชิงแต่เส้นกราฟของ 4 ตัวแปรวิกฤติของทั้งสองย่านก็ยังคงมีความต่อเนื่อง



(ก) เพาเวอร์มอสเฟทเบอร์ 2SK1017 ซึ่งมี $C_{ds} = 320$ pF



(ข) เพาเวอร์มอสเฟทเบอร์ IRFP460 ซึ่งมี $C_{ds} = 870$ pF



(ค) เพาเวอร์มอสเฟทเบอร์ 2SK1521 ซึ่งมี $C_{ds} = 2400$ pF

รูปที่ 6.1 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความถี่สวิทชิ่งวิกฤติ ($f_{s,c}$) และค่ามุมเลื่อนเฟส (ϕ)

สำหรับข้อเสนอแนะที่น่าสนใจและสามารถนำไปวิเคราะห์เพื่อให้เกิดความชัดเจนหรือนำไปพัฒนาต่อก็คือ (1) การวิเคราะห์เพื่อหากำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากการสวิทช์ (switching loss) ในกรณีที่วงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานภายใต้สภาวะ NON-ZVS (2) พิจารณาค่าตัวแปรอื่นๆ ที่มีผลกระทบต่อการทำงานภายใต้สภาวะ ZVS หรือ NON-ZVS ของวงจรอินเวอร์เตอร์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรม ตัวอย่างเช่น ค่า Q ค่าแรงดันดีซีลิงค์ เป็นต้น (3) สามารถนำหลักการวิเคราะห์ทั้งหมดนี้ไปใช้กับวงจรคอนเวอร์เตอร์แบบอื่นได้และ (4) ในการออกแบบระบบควบคุมของวงจรอินเวอร์เตอร์เต็มบริดจ์ขณะจ่ายโหลดเรโซแนนท์อนุกรมที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทด้วยวิธีการเลื่อนเฟสจะต้องมีลูปควบคุม 2 ลูป คือควบคุมมุมเลื่อนเฟสและควบคุมความถี่สวิทชิ่งทั้งนี้เพื่อให้การทำงานของอินเวอร์เตอร์อยู่ภายใต้สภาวะ ZVS ตลอดย่านการควบคุม ตัวอย่างความสัมพันธ์ระหว่างมุมเลื่อนเฟส (ϕ) และความถี่สวิทชิ่งวิกฤติ ($f_{s,c}$) จากการคำนวณโดยใช้วิธีการที่นำเสนอไว้ในบทที่ 4 และ 5 ของวิทยานิพนธ์นี้เมื่อแรงดันดีซีลิงค์ $V_d = 150$ V และโหลดเรโซแนนท์อนุกรมมีค่า $R = 25\ \Omega$ $L = 175\ \mu$H และ $C = 0.0402\ \mu$F ถ้าผู้ออกแบบเลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟทแตกต่างกัน 3 เบอร์ได้แก่เบอร์ 2SK1017 มีค่า $C_{ds} = 320$ pF เบอร์ IRFP460 มีค่า $C_{ds} = 870$ pF และเบอร์ 2SK1521 มีค่า $C_{ds} = 2400$ pF สามารถแสดงเส้นกราฟความสัมพันธ์ระหว่างมุมเลื่อนเฟส (ϕ) และความถี่สวิทชิ่งวิกฤติ($f_{s,c}$) ของกรณีที่เลือกใช้เพาเวอร์มอสเฟทเบอร์ 2SK1017, IRFP460 และ 2SK1521 ได้ดังรูปที่ 6.1, 6.2 และ 6.3 ตามลำดับซึ่งแต่ละค่าการควบคุมมุมเลื่อนเฟสจะต้องควบคุมให้ความถี่สวิทชิ่งสูงกว่าค่าวิกฤตินี้และสามารถควบคุมมุมเลื่อนเฟสในย่านจาก 0° ถึง 119° สำหรับกรณีที่ใช้เพาเวอร์มอสเฟทเบอร์ 2SK1017 ในย่านจาก 0° ถึง 107° สำหรับกรณีที่ใช้เพาเวอร์มอสเฟทเบอร์ IRFP460 และในย่านจาก 0° ถึง 82° สำหรับกรณีที่ใช้เพาเวอร์มอสเฟทเบอร์ 2SK1521

บรรณานุกรม

[1] J. Davies and P. Simpson, **Induction Heating Handbook.** London : Mcgraw-Hill, 1979.

[2] H. W. Koertzen, J. D. van Wyk, and J. A. Ferreira, "Investigating the Influence of Material Properties on the Efficiency of an Induction Heating Load Transformer using FEM Simulations," Industry Applications Conference, 1995, pp.868-873.

[3] H. W. Koertzen, J. D. van Wyk, and J. A. Ferreira, "Single Shot Surface Heating Series Resonant Converter with ZCS and an Uncontrolled DC Link Voltage," Industry Applications Conference, 1995, pp. 1957-1963.

[4] Marian K. Kazimierczuk and Dariusz Czarkowski, **Resonant Power Converters.** New York, John Wiley & Sons, 1995.

[5] Daniel W. Hart, **Introduction to Power Electronics.** New Jersey : Prentice-Hall, 1997.

[6] Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic, **Fundamentals of Power Electronics**. Kluwer Academic Publishers, 2001.

[7] William H. Hayt, Jack E. Kemmerly and Steven M. Durbin, **Engineering Circuit Analysis.** Singapore : Mcgraw-Hill , 2002.

[8] 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," IEEJ Transaction on Industry Applications, vol. 126, 2006, pp. 560-567.

[9] 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," IEEJ Transaction on Industry Applications, vol. 126, 2008, pp. 560-567.

[10] P. Viriya, N. Yongyuth and K. Matsuse, "Analysis of Two Continuous Control Regions of Conventional Phase Shift and Transition Phase Shift for Induction Heating Inverter under ZVS and NON-ZVS Operation," IEEE Trans. Power Electron., Vol. 23, No. 6, 2008, pp. 2794-2805.

[11] 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," IEEE Power Conversion Conference (PCC Nagoya 2007),2007, pp. 1512-1519.

[12] P. Viriya, N. Yongyuth and K. Matsuse, "Analysis of Circuit Operation under ZVS and NON-ZVS Conditions in Phase-shift Inverter for Induction Heating," Proceeding of International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2005), 2005, pp. 2030-2037.

[13] P. Viriya, N. Yongyuth, I. Miki and K. Matsuse, "The Effect of Mosfet Drain-Source Capacitance on Switching Condition in Phase-Shift Series Resonant Inverter with the Load of Induction Heating," Proceeding of International Workshop Sustainable Energy and Materials (IWSEM 2006), 2006, pp. 2-13~2-16.

[14] N. Yongyuth, P. Viriya and K. Matsuse, "Analysis of a Full-Bridge Inverter for Induction Heating Using Asymmetrical Phase-Shift Control under ZVS and NON-ZVS Operation," Proceeding of Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2007), 2007, pp. 476-482.

[15] P. Viriya, and T. Thomas, "Power Transfer Characteristics of a Phase-shift Controlled ZVS Inverter for the Application of Induction Heating", Proceeding of International Power Electronics Conference (IPEC-Tokyo 2000), 2000, pp. 423-428.

[16] J. A. Sabate, R. W. Farrington, M. M. Jovanovic, and F. C. Lee, "Effect of Switch Capacitance on Zero-Voltage Switching of Resonant Converters," Proceeding of Applied Power Electronics Conference, 1992, pp. 213-220.

[17] 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," Proceeding of Industry Applications Society, Toronto, Canada, 1993, pp. 843-849.

[18] L. Grajales and F. C. Lee, "Control System Design and Small Signal Analysis of a Phase-Shift-Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating," Proceeding of Power Electronics Specialist Conference (PESC'95), 1995, pp. 450-456.

[19] E. J. Dede, V. Esteve, J. Garcia, A. E. Navarro, and J. A. Carrasco, "On the Design of High Frequency Series Resonant Converters for Induction Heating Applications," Proceeding of Industrial Electronics Society Conference (IECON '93), 1993, pp. 1303-1307.

[20] J. S. Won, G. P. Cho, C. C. Ro, D. H. Kim and D. Y. Jung, "A Study on Characteristic Estimation of ZVS High Frequency Resonant Inverter," IEEE International Symposium on Industrail Electronics (ISIE), 2001, pp. 891-895.

[21] 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, 2004, pp. 461-469.

[22] L. A. Barragan, J. M. Burdio, J. I. Artigas, D. Navarro, J. Acero, and D. Puyal, "Efficiency Optimization in ZVS Series Resonant Inverters with Asymmetrical Voltage-Cancellation Control," IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 20, No. 5, 2005, pp. 1036-1043.

[23] J. M. Ho and M. T. Lee, "A Novel PWM Inverter Control Circuitry for Induction Heating," IEEE International Power Electronics Congress Technical Proceedings, 1996, pp. 113-119.

[24] M. Kamli, S. Yamamoto and M. Abe, "A 50-150 kHz Half-Bridge Inverter for Induction Heating Applications," IEEE Transaction on Industrial Electronics, vol. 43, 1996, pp. 163-172.

[25] H. Kifune, Y. Hatanaka and M. Nakaoka, "Cost Effective Phase Shifted Pulse Modulation Soft Switching High Frequency Inverter for Induction Heating Application," IEE Proc.-Electr. Power Appl., vol. 151, no. 1, 2004, pp. 19-25.

[26] H. Kifune, Y. Hatanaka and M. Nakaoka, "Quasi-Series-Resonant-Type Soft-Switching Phase-Shift Modulated Inverter," IEE Proc. Electr. Power Appl., vol. 150, no. 6, 2003, pp. 725-732.

[27] S. Nagai, E. Hiraki, Y, Arai and M. Nakaoka, "New Phase-Shifted Soft-Switching PWM Series Resonant Inverter Topologies and Their Practical Evaluations," Proceeding of Power Electronics and Drive Systems (PEDS 1997), 1997, pp. 318-322.

[28] S. Llorente, F. Monterde, J. M. Burdio and J. Acero, "A Comparative Study of Resonant Inverter Topologies Used in Induction Cookers," Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC 2002) , 2002, pp. 1168-1174.

[29] T. Tanaka, "A New Induction Cooking Range for Heating and Kind of Metal Vessels," IEEE Tran. Consumer Electronic, Vol.35, No.3, 1989. pp. 635-641.

[30] W. S. Choi, N. J. Park, D. Y. Lee and D. S. Hyun, "A New Power Control Scheme of Class-D Inverter for Induction Heating Jar Application with Constant Switching Frequency," Industrial Electronics Society Conference (IECON 2004), 2004, pp. 784-789.

[31] Y. Jang and M. M. Jovanovic, "A New PWM ZVS Full-Bridge Converter," IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 22, No. 3, 2007, pp. 987-994.

[32] J. M. Burdio, F. Canales, P. M. Barbosa, and F. C. Lee, "A Comparison Study of Fixed-Frequency Control Strategies for ZVS DC/DC Series Resonant Converters," Proceeding of Power Electronics Specialist Conference (PESC), 2001, pp. 427-432.

[33] P. K. Jain, A. St-Martin, and G. Edwards, "Asymmetrical Pulse-Width-Modulated Resonant DC/DC Converter Topologies," IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 11, No. 3, 1996, pp. 413-422.

[34] Liu, and F. C. Lee, "Zero-Voltage Switching Technique in DC/DC Converter," IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 5, No. 3, 1990, pp. 293-304.

[35] H. Fujita and H. Akagi, "Pulse-Density-Modulated Power Control of a 4 kW, 450 kHz Voltage-Source Inverter for Induction Melting Applications," IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 32, No. 2, 1996, pp. 279-286.

[36] H. Fujita and H. Akagi, "Control and Performance of a Pulse-Density-Modulated Series-Resonant Inverter for Corona Discharge Processes," IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 35, No. 3, 1999, pp. 621-627.

[37] C. Rim and G. Cho, "Phasor Transformation and its Application to the DC/AC Analyses of Frequency Phase-Controlled Series Resonant Converters," IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 5, No. 2, 1990, pp. 201-211.

[38] P. Imbertson and N. Mohan, "New directions in dc-dc power conversion based on idealized concepts leading ultimately to the asymmetrical duty-cycle power converter," IEEE Transaction on Circuits and Systems I, Vol. 44, No. 8, 1997, pp. 722-727.

ภาคผนวก

ผลงานวิจัยที่ได้รับการตีพิมพ์เผยแพร่

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," IEEJ Transaction on Industry Applications, vol. 126, 2006, pp. 560-567.
2. P. Viriya, N. Yongyuth and K. Matsuse, "Analysis of Circuit Operation under ZVS and NON-ZVS Conditions in Phase-shift Inverter for Induction Heating ," Proceeding of International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2005), 2005, pp. 2030-2037.
3. N. Yongyuth, P. Viriya and K. Matsuse, "Analysis of a Full-Bridge Inverter for Induction Heating Using Asymmetrical Phase-Shift Control under ZVS and NON-ZVS Operation," Proceeding of Power Electronics and Drive Systems (PEDS 2007), 2007, pp. 476-482.

電気学会論文誌 D

産業応用部門誌

Vol.126 No.5 2006

特集：IPEC-Niigata

IEEJ Transactions on Industry Applications

社団法人 電気学会

The Institute of Electrical Engineers of Japan

電気学会　産業応用（D）部門ホームページ　http://www.iee.or.jp/ias

© Denki-gakkai 2006

Paper

Analysis of Circuit Operation under ZVS and NON-ZVS Conditions in Phase-Shift Inverter for Induction Heating

Pichetjamroen Viriya* Non-member
Naras Yongyuth* Non-member
Ichiro Miki** Member
Kouki Matsuse** Member

This paper presents a detailed analysis of circuit operation under ZVS and NON-ZVS conditions in a full-bridge high-frequency phase-shift control series resonant MOSFET inverter with the load of induction heating. Various modes of circuit operation both under ZVS and NON-ZVS conditions are first analyzed in details. The voltage and current equations of these circuits are then obtained and used for calculation of the waveforms by MATLAB program. The calculated results can lead to the consideration of various circuit parameters that determine ZVS or NON-ZVS operating conditions. The theoretical results are also verified by experimental ones, using a prototype test set rated at 3 kW.

Keywords: circuit operation, ZVS, NON-ZVS, phase-shift, induction heating, high-frequency

1. Introduction

In the single-phase full-bridge inverter circuit using MOSFET power switching device with a load of induction heating, one important problem encountered in the circuit is when the inverter is operated with phase-shift control since the switching frequency f_s must be always slightly increased with the increase of phase-shift in order to maintain the inverter to operate under Zero Voltage Switching, ZVS condition [1][2] which is regarded as an important necessary operating condition. The main reason for this is generally understood that the output capacitor C_{oss} in the switching power MOSFET [2][3] must be controlled to entirely discharge itself before the next coming turn-on [2], but the detailed analysis to explain the internal operating mechanism of the circuit both theoretically and experimentally is still kept unreported. This is a very interesting problem and is taken as our research topic in this paper. In order to solve this problem, the single-phase full-bridge series resonant inverter with a load of induction heating has been developed in our laboratory as shown in Fig. 1, in which when the inverter is operated with powering mode of circuit operation as shown in Fig. 2, each pair of switches S_1-S_2' and S_2-S_1' normally turns on and off alternately in order to generate AC step-wave output voltage. In this case, if each power switching device is MOSFET as used in this paper, the output capacitors C_{oss} which exist actually between drain-source of the device and is equal to 870×2 pF for a parallel connection of two pieces of IRFP460 must be also taken into consideration. For clarity of waveform investigation during charge transfer (Modes ③', ⑤' and ③, ⑤ in Fig. 2), C_1, C_1', C_2, C_2' each of which is equal in value, is made equal to C_{oss} + 2200 pF and is given as drain-source capacitance: C_{ds}. By principle, the capacitors C_2 and C_1' as shown in Fig. 2 will be fully charged by the supply voltage V_d during the on-state of switch pair S_1-S_2' in the positive half-cycle of output voltage v_o. Alternately, in the next sequence of negative half-cycle where switch pair S_2-S_1' enters the on-state in turn as shown in Fig. 2, the fully charged capacitors C_2 and C_1' must completely discharge themselves before the next coming turn-on process.

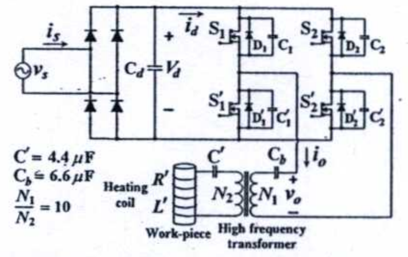


Fig. 1. Phase-shift inverter fed induction heating

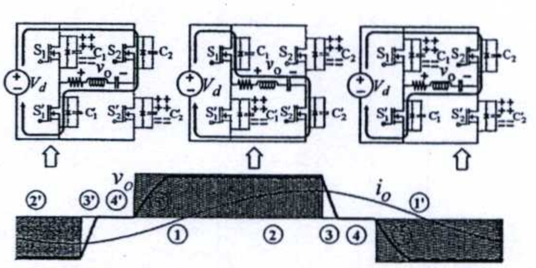


Fig. 2. The idea to point out a main point of problem: How to transfer charges up or down in each inverter branch circuit between each powering mode of output voltage v_o

* Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering, King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang, 10520, Bangkok, Thailand, Tel. 662-7373000 EXT. 3516 Fax. 662-3264550
E-Mail : kpviriya@kmitl.ac.th and yongyuth_nar@yahoo.com
** School of Science and Technology, Meiji University
1-1-1, Higashimita, Tama-ku, Kawasaki-shi 214, Japan
Tel. 03(3296)4000, +81-44-934-7293, Fax. 03(3296)4339
E-Mail: matsuse@ics.meiji.ac.jp

Therefore, how can the charges in the capacitor pair C_2-C'_1 transfer to the other remaining pair of capacitors C_1-C'_2 or vice versa still remains as a main point of problem that waits for an analysis method to solve. One such method to solve this problem has been already presented clearly in this paper both theoretically and experimentally in the following sections.

2. Analysis of Circuit Operation with Calculated and Experimental Waveforms

2.1 Modes of Circuit Operation First, we show various modes of circuit operation of the main power circuit as in Figs. 3 which have totally 10 modes for two different operating conditions. One is for the case of Zero-Voltage

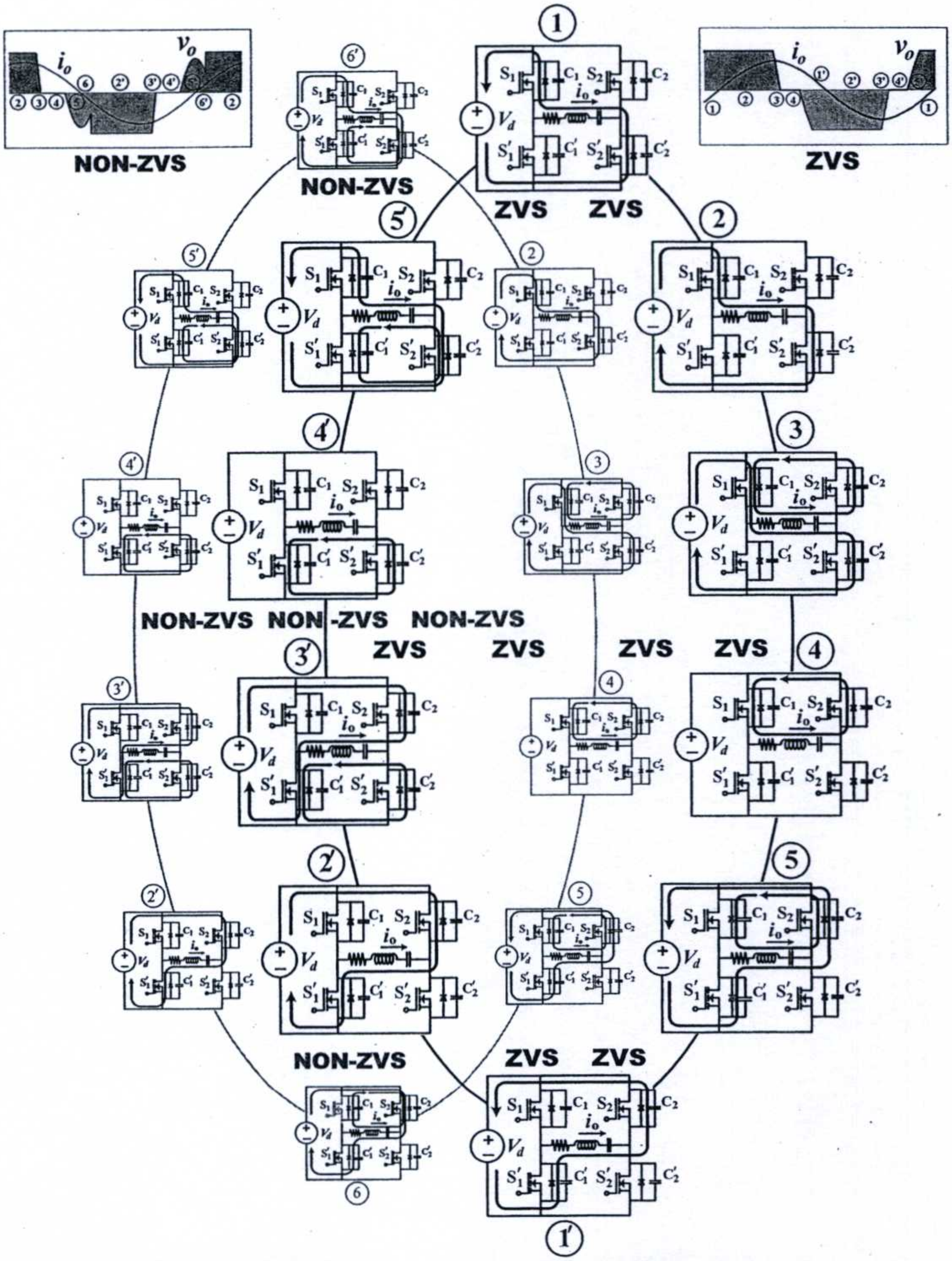


Fig. 3. Circuit operation modes under ZVS condition (Modes ① ② ③ ④ ⑤ ①' ②' ③' ④' and ⑤') and under NON-ZVS condition (Modes ② ③ ④ ⑤ ⑥ ②' ③' ④' ⑤' and ⑥')

Switching, ZVS (Modes ① ② ③ ④ ⑤ ①′ ②′ ③′ ④′ and ⑤′) and the other case is for the condition of Non-Zero-Voltage Switching, NON-ZVS (Modes ② ③ ④ ⑤ ⑥ ②′ ③′ ④′ ⑤′ and ⑥′).

2.2 Voltage and Current Equations in Each Mode of Circuit Operation From these modes of circuit operation and by second order differential equations, various equations of output current $\boldsymbol{i_o}$ and output voltage $\boldsymbol{v_o}$ can also be obtained in two cases. One is for the operating condition of ZVS (Equations (1), (2), (3), (4), (5), (1′), (2′), (3′), (4′) and (5′)) and the other case is for the operating condition of NON-ZVS (Equations (2), (3), (4), (5), (6), (2′), (3′), (4′), (5′) and (6′)).

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

$$\left.\begin{aligned} i_o &= \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2}\left[\left(\frac{V_d - 2V - V_2 + V_2'}{2L} - \alpha I\right)\sin\omega_2 t + \omega_2 I\cos\omega_2 t\right] \\ v_o &= \frac{1}{C_2(\alpha^2+\omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_1\sin\omega_2 t + B_1\cos\omega_2 t) + D_1\right] + V_2 \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (3)$$

$$\left.\begin{aligned} i_o &= e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{-V - \alpha L I}{\omega_1 L}\right)\sin\omega_1 t + I\cos\omega_1 t\right] \\ v_o &= 0 \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (4)$$

$$\left.\begin{aligned} i_o &= \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2}\left[\left(\frac{-V_d - 2V - V_1 + V_1'}{2L} - \alpha I\right)\sin\omega_2 t + \omega_2 I\cos\omega_2 t\right] \\ v_o &= \frac{1}{C_1(\alpha^2+\omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_2\sin\omega_2 t + B_2\cos\omega_2 t) + D_2\right] - V_1 \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (5),(6)$$

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

$$\left.\begin{aligned} i_o &= \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2}\left[\left(\frac{-V_d - 2V - V_2 + V_2'}{2L} - \alpha I\right)\sin\omega_2 t + \omega_2 I\cos\omega_2 t\right] \\ v_o &= \frac{1}{C_2'(\alpha^2+\omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_3\sin\omega_2 t + B_3\cos\omega_2 t) + D_3\right] - V_2' \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (3')$$

$$\left.\begin{aligned} i_o &= e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{-V - \alpha L I}{\omega_1 L}\right)\sin\omega_1 t + I\cos\omega_1 t\right] \\ v_o &= 0 \end{aligned}\right\} \cdots\cdots (4')$$

$$\left.\begin{aligned} i_o &= \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2}\left[\left(\frac{V_d - 2V - V_1 + V_1'}{2L} - \alpha I\right)\sin\omega_2 t + \omega_2 I\cos\omega_2 t\right] \\ v_o &= \frac{1}{C_1'(\alpha^2+\omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_4\sin\omega_2 t + B_4\cos\omega_2 t) + D_4\right] + V_1' \end{aligned}\right\} \quad \cdots\cdots (5'),(6')$$

Where;

V_1: the initial value of voltage V_{C_1}

V_1': the initial value of voltage $V_{C_1'}$

V_2: the initial value of voltage V_{C_2}

V_2': the initial value of voltage $V_{C_2'}$

I: the initial value of load current $\boldsymbol{i_o}$ in each mode of circuit operation

V: the initial value of load capacitor voltage in each mode of circuit operation

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

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

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

$$A_1 = \frac{\begin{bmatrix} RC_{ds}(V_d - V_2 - V_2')(\alpha^2+\omega_2^2) - LI(\alpha^2+\omega_2^2) - \alpha(V - V_2) \\ -\alpha(C_{ds}/C)(V_d - V_2 - V_2') - \alpha C_{ds}L(V_d - V_2 - V_2')(\alpha^2+\omega_2^2) \end{bmatrix}}{2\omega_2 L}$$

$$B_1 = \frac{(-C_{ds}/C)(V_d - V_2 - V_2') - (V - V_2) + C_{ds}L(V_d - V_2 - V_2')\left(\alpha^2+\omega_2^2\right)}{2L}$$

$$D_1 = \frac{(C_{ds}/C)\left(V_d - V_2 - V_2'\right) + (V - V_2)}{2L}$$

$$A_2 = \frac{\begin{bmatrix} RC_{ds}(-V_d + V_1 + V_1')(\alpha^2+\omega_2^2) - LI(\alpha^2+\omega_2^2) - \alpha(V + V_1) \\ -\alpha(C_{ds}/C)(-V_d + V_1 + V_1') - \alpha C_{ds}L(-V_d + V_1 + V_1')(\alpha^2+\omega_2^2) \end{bmatrix}}{2\omega_2 L}$$

$$B_2 = \frac{(-C_{ds}/C)(-V_d + V_1 + V_1') - (V + V_1) + C_{ds}L(-V_d + V_1 + V_1')\left(\alpha^2+\omega_2^2\right)}{2L}$$

$$D_2 = \frac{(C_{ds}/C)(-V_d + V_1 + V_1') + (V + V_1)}{2L}$$

$$A_3 = \frac{\begin{bmatrix} RC_{ds}(-V_d + V_2 + V_2')(\alpha^2+\omega_2^2) - LI(\alpha^2+\omega_2^2) - \alpha(V + V_2') \\ -\alpha(C_{ds}/C)(-V_d + V_2 + V_2') - \alpha C_{ds}L(-V_d + V_2 + V_2')(\alpha^2+\omega_2^2) \end{bmatrix}}{2\omega_2 L}$$

$$B_3 = \frac{(-C_{ds}/C)(-V_d + V_2 + V_2') - (V + V_2') + C_{ds}L(-V_d + V_2 + V_2')\left(\alpha^2+\omega_2^2\right)}{2L}$$

$$D_3 = \frac{(C_{ds}/C)(-V_d + V_2 + V_2') + (V + V_2')}{2L}$$

$$A_4 = \frac{\begin{bmatrix} RC_{ds}(V_d - V_1 - V_1')(\alpha^2+\omega_2^2) - LI(\alpha^2+\omega_2^2) - \alpha(V - V_1') \\ -\alpha(C_{ds}/C)(V_d - V_1 - V_1') - \alpha C_{ds}L(V_d - V_1 - V_1')(\alpha^2+\omega_2^2) \end{bmatrix}}{2\omega_2 L}$$

$$B_4 = \frac{(-C_{ds}/C)(V_d - V_1 - V_1') - (V - V_1') + C_{ds}L(V_d - V_1 - V_1')\left(\alpha^2+\omega_2^2\right)}{2L}$$

$$D_4 = \frac{(C_{ds}/C)\left(V_d - V_1 - V_1'\right) + \left(V - V_1'\right)}{2L}$$

2.3 Calculated and Experimental Waveforms Using the above equations and by MATLAB program, all voltages and currents in various parts of the circuit can be solved and presented in various waveforms as shown in Figs. 4 and 5(a) for the case of ZVS operating condition with the theoretical output voltage and current waveforms of Fig. 5(a) verified by experimental results of Fig. 5(b). In the same way, the similar waveforms as shown in Figs. 6 and 7(a) for the case of NON-ZVS operating condition can also be obtained with the theoretical output voltage and current waveforms of Fig. 7(a) verified by experimental results of Fig. 7(b). Again, by using the same method, the theoretical and experimental output voltage and current waveforms for the case of small peak load current $\boldsymbol{I_{pk}}$ with a large increase of phase-shift $\boldsymbol{\phi}$ can also be obtained as shown in Fig. 8(a) and (b) for verification purpose which is also the case for NON-ZVS circuit

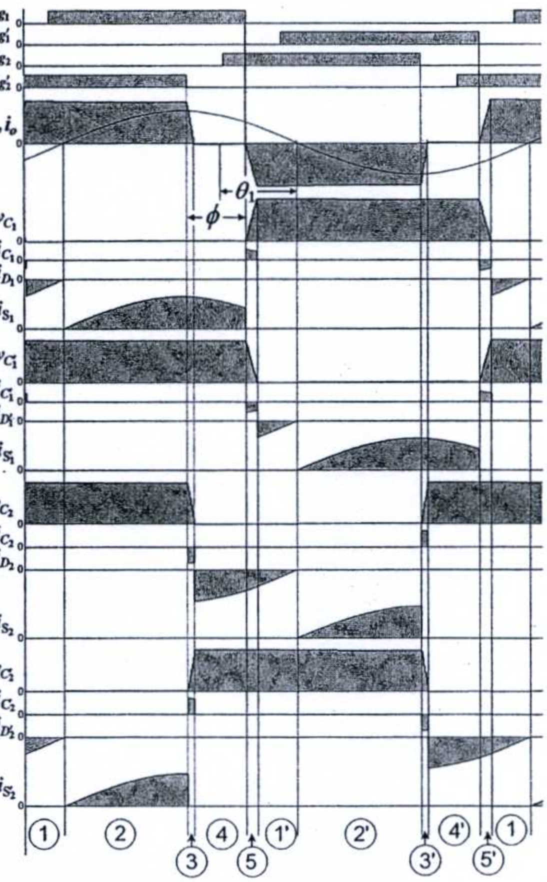


Fig. 4. Calculated voltage and current waveforms under ZVS operating condition

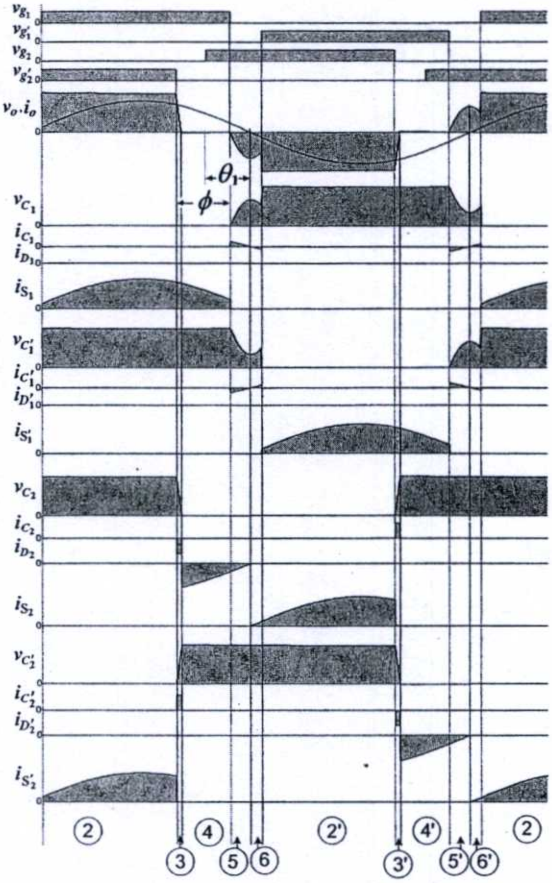
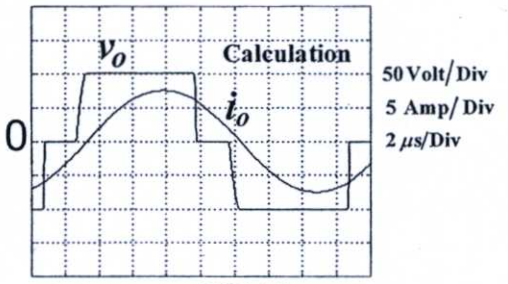
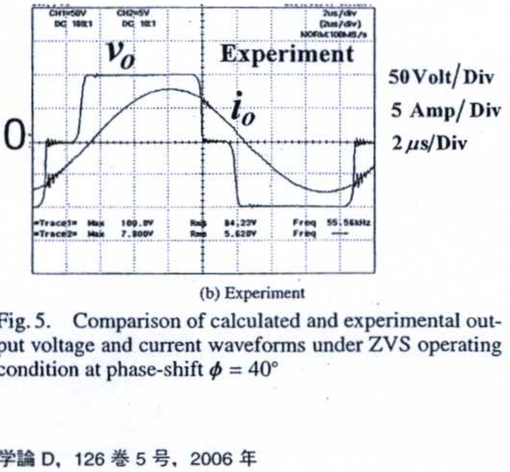


Fig. 6. Calculated voltage and current waveforms under NON-ZVS operating condition

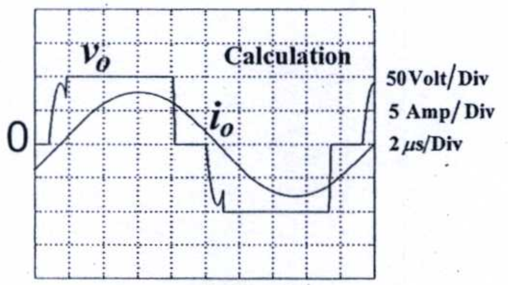


(a) Calculation

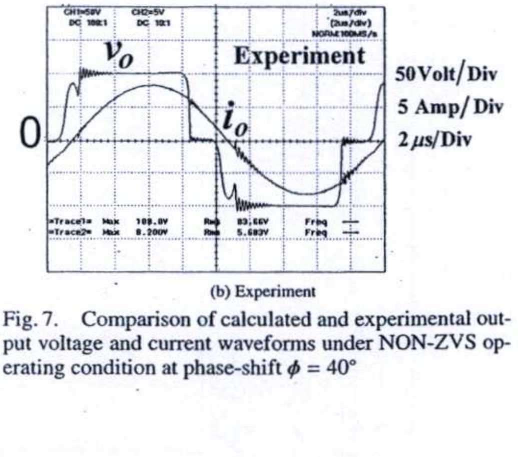


(b) Experiment

Fig. 5. Comparison of calculated and experimental output voltage and current waveforms under ZVS operating condition at phase-shift $\phi = 40°$

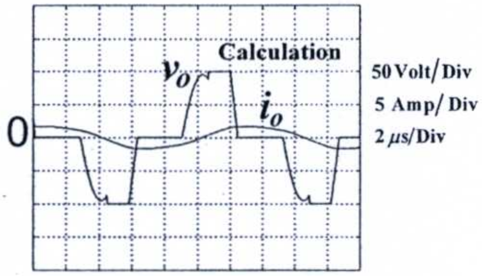


(a) Calculation

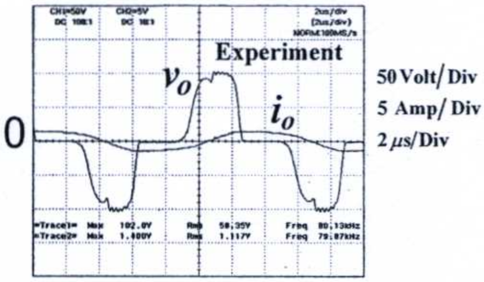


(b) Experiment

Fig. 7. Comparison of calculated and experimental output voltage and current waveforms under NON-ZVS operating condition at phase-shift $\phi = 40°$



(a) Calculation



(b) Experiment

Fig. 8. Comparison of calculated and experimental output voltage and current waveforms under NON-ZVS operating condition due to large phase-shift (ϕ = 90°) and insufficient load current I_{pk}

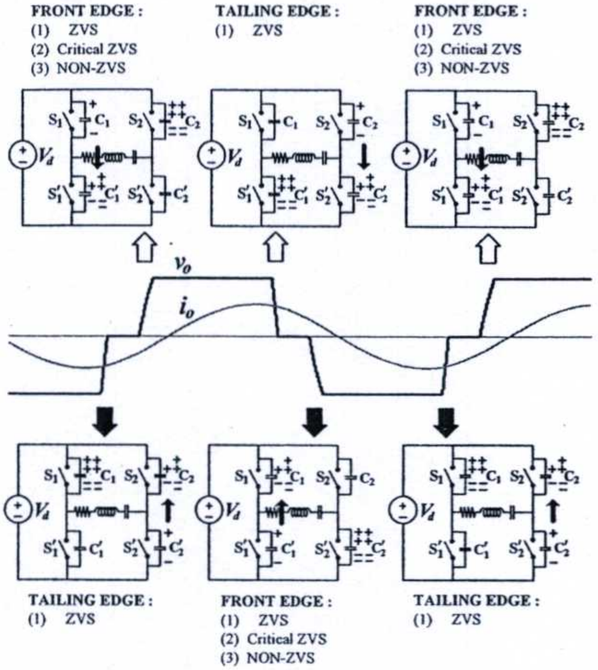


Fig. 9. The transfer of charges between each pair of capacitors in branches 1 and 2 of the inverter over 1-cycle of output voltage v_o

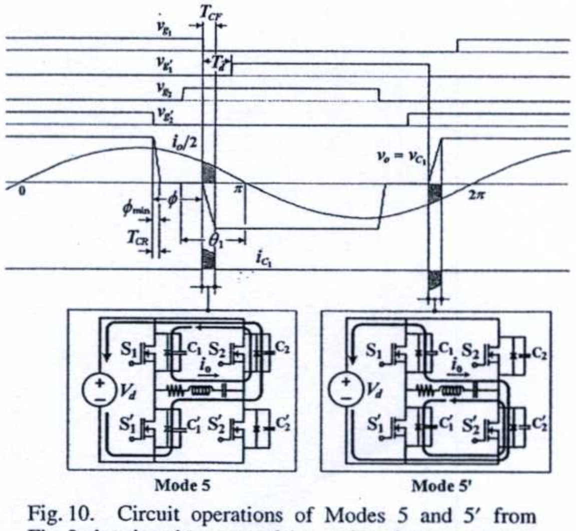


Fig. 10. Circuit operations of Modes 5 and 5′ from Fig. 3 showing the successful transfer of charge: Mode 5 from C_1' to C_1 for negative front edge of v_o and Mode 5′ from C_1 to C_1' for positive front edge of v_o

operation.

3. Detailed Considerations of ZVS, NON-ZVS and Critical ZVS

From the good understanding of modes of circuit operation described in Section 2, the next step concerning the details of ZVS, NON-ZVS and critical ZVS operating conditions at the front and tailing edges of output step voltage can also be understood as shown in the following details.

For the front edge of positive half-cycle of voltage v_o as shown in Fig. 9, the charges in branch 1 are transferred downward from capacitor C_1 to C_1' with three possible operating conditions: (1) ZVS, (2) Critical ZVS and (3) NON-ZVS. For the front edge of negative half-cycle of voltage v_o, the charge transfer situation in the same branch is the same but only the direction is reversed upward from C_1' to C_1.

For the tailing edge of positive half-cycle of voltage v_o, the charges in branch 2 are transferred downward from capacitor C_2 to C_2' with only one possible operating condition: (1) ZVS. For the tailing edge of negative half-cycle of voltage v_o the charges transfer situation in the same branch is the same but only the direction is reversed upward from C_2' to C_2. The more details are also described in the following four sections.

3.1 ZVS Operation at the Front Edge of Voltage v_o

Fig. 10 shows the complete charge-discharge or the successful transfer of charge from capacitors C_1' to C_1, which occurs in the first branch of the inverter under ZVS operating condition. This transfer of charge occurs at the front edge of the negative half-cycle of output voltage v_o and corresponds to Mode 5 of the circuit operation of Fig. 3. This implies that switch S_1' when operated in powering mode can turn on safely with the voltage $v_{C_1'}$ across it equal to zero (ZVS). Fig. 10 also shows the successful transfer of charge from C_1 to C_1' for the next ZVS turn-on of switch S_1. This transfer of charge occurs at the front edge of the positive half-cycle of output voltage v_o and corresponds to Mode 5′ of the circuit operation of Fig. 3. Similarly, this implies that switch S_1 when operated in powering mode can turn on safely with the voltage v_{C_1} across it equal to zero (ZVS).

3.2 NON-ZVS Operation at the Front Edge of Voltage v_o

Fig. 11 shows the incomplete charge-discharge or the unsuccessful transfer of charge from capacitors C_1' to C_1, which occurs in the first branch of the inverter under

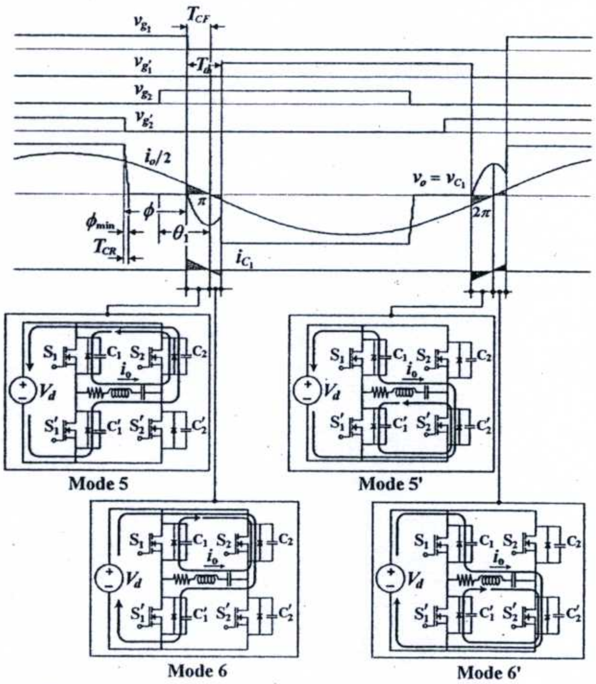


Fig. 11. Circuit operations of Modes (5, 6) and (5′, 6′) Fig. 3 showing the unsuccessful transfer of charge: Mode 5 from C_1' to C_1 and Mode 6 back from C_1 to C_1' for negative front edge of v_o, Mode 5′ from C_1 to C_1' and Mode 6′ back from C_1' to C_1 for positive front edge of v_o

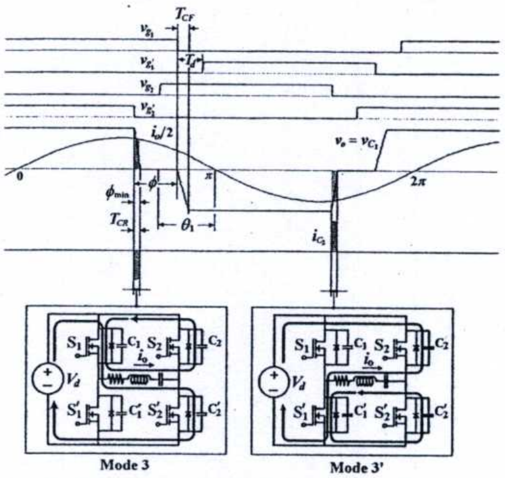


Fig. 12. Circuit operations of Modes 3 and 3′ from Fig. 3 showing the successful transfer of charge: Mode 3 from C_2 to C_2' for positive tailing edge of v_o and Mode 3′ from C_2' to C_2 for negative tailing edge of v_o

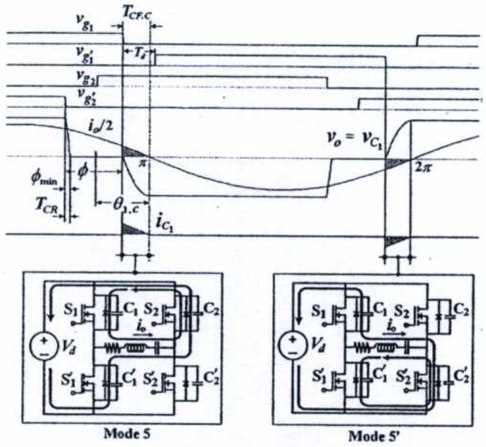


Fig. 13. Circuit operations of Modes 5 and 5′ from Fig. 3 showing the successful transfer of charge: Mode 5 from C_1' to C_1 for negative front edge of v_o and Mode 5′ from C_1 to C_1' for positive front edge of v_o

NON-ZVS operating condition which results in NON-ZVS operating condition of switch S_1' in the next turn-on sequence. This transfer of charge occurs at the front edge of the negative half-cycle of output voltage v_o and corresponds to Modes 5 and 6 of the circuit operation of Fig. 3. This implies that switch S_1' can not turn on safely with the voltage $v_{C_1'}$ across it not equal to zero (NON-ZVS). Fig. 11 also shows the unsuccessful transfer of charge from C_1 to C_1', which results in NON-ZVS operating condition of switch S_1 in the next turn-on sequence. This transfer of charge occurs at the front edge of the positive half-cycle of output voltage v_o and corresponds to Modes 5′ and 6′ of the circuit operation of Fig. 3. Similarly, this implies that switch S_1 can not turn on safely with the voltage v_{C_1} across it not equal to zero (NON-ZVS).

3.3 ZVS Operation at the Tailing Edge of Voltage v_o Fig. 12 shows the complete charge-discharge or the successful transfer of charge from capacitors C_2 to C_2' in the second branch of the inverter under ZVS operating condition. This transfer of charge occurs at the tailing edge of the positive half-cycle of output voltage v_o and corresponds to Mode 3 of the circuit operation of Fig. 3. Fig. 12 also shows the successful transfer of charge from C_2' to C_2 for the next ZVS turn-on of switch S_2'. This transfer of charge occurs at the tailing edge of the negative half-cycle of output voltage v_o and corresponds to Mode 3′ of the circuit operation of Fig. 3. The circuit operation under NON-ZVS condition does not exist in this case because the charge-discharge of the second branch capacitors occurs around the peak position of sinusoidal half load current $i_o/2$, which has higher charge-discharge current value when compared to that of lower charge-discharge current value around the zero-crossing position for the case of positive and negative front edge.

3.4 Critical ZVS Operation at the Front Edge of Voltage v_o Fig. 13 shows the charge-discharge of capacitor C_1 and C_1' in the first branch of the inverter under critical ZVS operating condition. The circuit operation in this case is the same as in case of ZVS in Section 3.1 except that the transfer of charge in this case is made completely at exactly the ends of positive and negative half-cycles of sinusoidal half load current $i_o/2$.

4. Calculated and Measured Characteristics of the Four Circuit Parameters vs. Phase-Shift under Critical ZVS Operating Condition

As described in the previous section, the circuit operation of inverter with MOSFET drain-source capacitance: C_{ds} can be divided into three different operating conditions; that is, ZVS, critical ZVS and NON-ZVS. In fact, critical ZVS is the borderline that is located between ZVS and NON-ZVS.

So, the operating areas of ZVS and NON-ZVS during change of phase-shift can be determined by calculation of the four critical values of switching frequency $f_{s,c}$, load peak current $I_{pk,c}$, fundamental phase-lag $\theta_{1,c}$ and front-edge charging time $T_{CF,C}$, using the critical output voltage and current waveforms of Fig. 13; where the definitions of these critical parameters are as expressed by waveforms in Fig. 14.

From the waveforms of Fig. 13, the critical charging time $T_{CF,C}$ for C_1 or C_1' can be obtained using Equation (7).

$$T_{CF,C}=\frac{\pi-\left[\pi-\left(\theta_{1,c}-\frac{\phi-\phi_{\min}}{2}\right)\right]}{2\pi f_{s,c}}=\frac{\theta_{1,c}-\frac{\phi-\phi_{\min}}{2}}{2\pi f_{s,c}} \cdots\cdots (7)$$

$$R=(V_{o1}/I_{o1})\cos\theta_{1,c} \cdots\cdots (8)$$

$$L=\left(1/2\pi f_{s,c}\right)\left[(V_{o1}/I_{o1})\sin\theta_{1,c}+1/\left(2\pi f_{s,c}C\right)\right] \cdots\cdots (9)$$

All the parameters in Equation (7) can be determined by calculation using all the equations in Section 2.2 and when plotted with respect to change of phase-shift ϕ by MATLAB program, the characteristic curves of the four critical parameters: critical switching frequency $f_{s,c}$, critical load peak current $I_{pk,c}$, critical phase-lag $\theta_{1,c}$, critical charging time $T_{CF,C}$ under critical ZVS operating condition can be obtained as shown in Figs. 16, 17, 18 and 19, where the experimental results are also plotted in the same figures for comparison and the two results appear to be close to each other. Figs. 16, 17, 18 and 19 (left) show the relationship of these four critical parameters at heating work-piece temperature of 100°C. It is obvious that when phase-shift ϕ is increased, the critical switching frequency $f_{s,c}$ must be slightly increased in order to maintain the circuit to operate under critical ZVS operating condition. This results in a decrease of critical load peak current $I_{pk,c}$ and increases of critical fundamental phase-lag $\theta_{1,c}$ and critical charging time $T_{CF,C}$. In the same figures, it is also understood that if any of these four critical parameters is changed away from its critical operating value, the inverter circuit will be driven into any of ZVS or NON-ZVS operating conditions as shown by the regions of ZVS and NON-ZVS in the figures. One more family of characteristic curves (right) is also obtained at different work-piece temperatures of 400°C. It can be understood that increase of work—piece temperature from 100°C~400°C results in gradual decreases of critical switching frequency $f_{s,c}$ and critical load peak current $I_{pk,c}$, but gradual increases of critical fundamental phase-lag $\theta_{1,c}$ and critical charging time $T_{CF,C}$. This is because the load equivalent resistance R and inductance L considered from the primary side of the output transformer change gradually in the temperature range from 100°C~400°C. The equivalent resistance R and inductance L at any work-piece temperature T and phase-shift ϕ can be calculated from the parameters V_{o1}, I_{o1}, $\theta_{1,c}$ and $f_{s,c}$, using Equations (8), (9), with these parameters defined as shown by waveforms in Fig. 14, and they can be determined from the experimental output waveforms v_o, i_o with their fundamental values V_{o1} I_{o1}, $\theta_{1,c}$ obtained from Fourier analysis. By this method, the calculated values of equivalent R and L at work-piece temperatures 100°C, 400°C and phase-shifts 10°, 40°, 80° can be obtained as shown in Table 1 (uper part). Substituting these calculated values into Equations (1)~(6) and

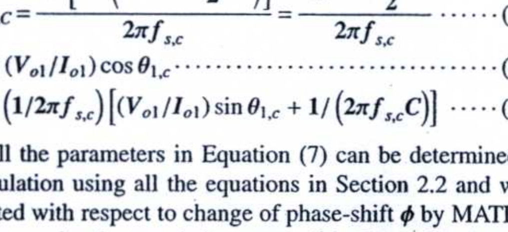


Fig. 14. The definitions of $f_{s,c}$, $I_{pk,c}$, $\theta_{1,c}$ and $T_{CF,C}$

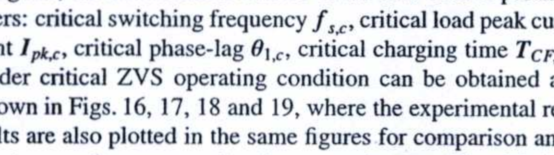


Fig. 15. v_o, i_o at work-piece temperatures 100°C and 400°C: (a) ϕ = 10° (b) ϕ = 40° (c) ϕ = 80°

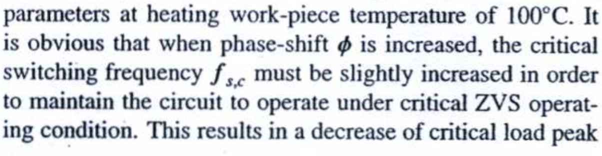


Fig. 16. Critical switching frequency $f_{s,c}$ vs. Phase-Shift ϕ

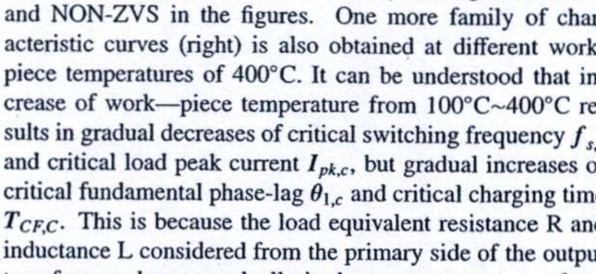


Fig. 17. Critical load peak current, $I_{pk,c}$ vs. Phase-Shift ϕ

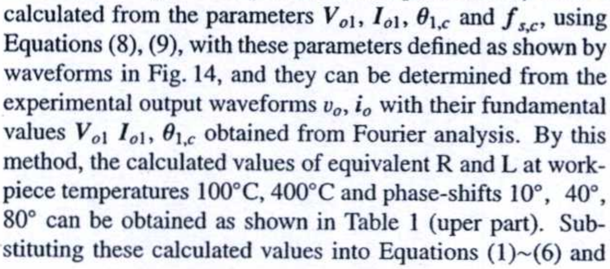


Fig. 18. Critical Phase-Lag, $\theta_{1,C}$ vs. Phase-Shift ϕ

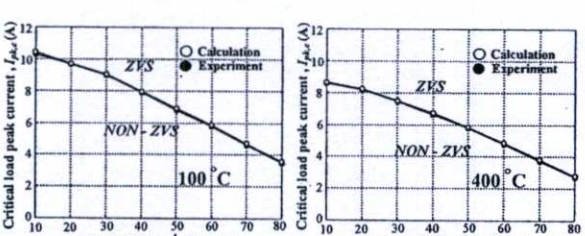


Fig. 19. Critical charging time, $T_{CF,C}$ vs. Phase-Shift ϕ

Table 1. The calculated critical values of R, L and $f_{s,c}$, $I_{pk,c}$, $\theta_{1,c}$, $T_{CF.C}$ at work—piece temperatures 100°C, 400°C, phase-shifts $\phi = 10°, 40°, 80°$ and $V_d = 100$ V

T (°C)	100			400		
ϕ (°)	10	40	80	10	40	80
R (Ω)	11.18	12.00	14.30	13.35	14.09	16.92
L (μH)	213.7	212.6	204.2	231.4	226.1	221.9
$f_{s,c}$ (kHz)	53.15	54.91	62.82	51.29	53.86	62.43
$I_{pk,c}$ (A)	10.28	7.96	3.60	8.64	6.75	2.77
$\theta_{1,c}$ (°)	17.24	34.31	60.58	17.35	35.17	62.66
$T_{CF,C}$ (μs)	0.60	0.70	1.02	0.63	0.75	1.20

(1′)~(6′), the calculated waveforms under critical ZVS condition can be obtained as shown in Fig. 15(a), (b), (c), using MATLAB program; and consequently, the four critical parameters $f_{s,c}$, $I_{pk,c}$, $\theta_{1,c}$, $T_{CF.C}$ can be determined and the results are obtained as shown in Table 1 (lower part) and plotted as curves in Figs. 16~19.

5. Conclusion

The circuit operation of phase-shift inverter under ZVS and NON-ZVS operating conditions for induction heating has been already presented both theoretically and experimentally. There are three main important points to be concluded here as follows:

1. There are two possibilities for the phase-shift controlled inverter circuit to operate under ZVS or NON-ZVS conditions which can be determined by the four critical circuit parameters; that is, for the inverter circuit to be operated under ZVS condition, load peak current I_{pk}, switching frequency f_s and fundamental output voltage-current phase-lag θ_1 must be greater than their critical values, while the fully charging time of the inverter branch capacitor must be smaller than its critical value.

2. For output power reduction, increase of phase-shift without slight increase of switching frequency results in the switching frequency f_s and fundamental output voltage-current phase-lag θ_1 to be less than their critical values $f_{s,c}$ and $\theta_{1,c}$ respectively; which results in NON-ZVS operating condition. This is due to the recharge of capacitor reverse-current which follows immediately after its unsuccessful discharge.

3. For a great reduction of output power with large increase of phase-shift, the load current in this case becomes insufficient for an entire discharge of the inverter branch capacitor. Thus, the critical values of these parameters and consequently ZVS operating condition can not be obtained.

(Manuscript received May 9, 2005,

revised Nov. 28, 2005)

References

(1) P. Viriya and T. Thomas: "Power Transfer Characteristics of a Phase-shift Controlled ZVS Inverter for the Application of Induction Heating", *Proc. Int. Power Electron. Conf.*, Tokyo, Japan, pp.423–428 (2000)

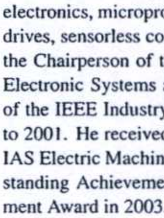
(2) L. Grajales, J.A. Sabate, K.R. Wang, W.A. Tabisz, and F.C. Lee: "Design of a 10 kW, 500 kHz Phase-Shift Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating", *Proc. of Ind. Appl. Soc.*, pp.843–849, Toronto, Canada (1993)

(3) 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. Appl. Power Electron. Conf.*, pp.213–220 (1992)

Pichetjamroen Viriya (Non-member) received the B.Eng. (Hons) degree in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand, in 1975 and received the M.Eng. and D.Eng. degrees from Tokai University and Meiji University, Japan, in 1978 and 1990, respectively. He joined the faculty of KMITL as a lecturer of electrical engineering since 1978, at present holding the position of Associate Professor. His research interests are in analysis of power electronics circuits and control, high-frequency converter and high-frequency induction heating, melting, cooking and welding etc.

Naras Yongyuth (Non-member) received the B.Eng. and M.Eng. degrees in electrical engineering from King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang (KMITL), Thailand, in 1992 and 2002, respectively. He joined the faculty of Siam University in Bangkok as a full-time lecturer of electrical engineering since 1993. He is currently working toward the D.Eng. degree at KMITL. His research interests are power electronic circuits, high-frequency resonant converters, soft-switching converters.

Ichiro Miki (Member) received the B.S., M.S., and Ph.D. degrees in electrical engineering from Meiji university, Tokyo, Japan, in 1973, 1975, and 1981, respectively. Since 1978, he has been with the Department of Electrical and Electronic Engineering, Meiji University, Kawasaki, Japan, where he is currently a full Professor. His research interests include electric machines and ac motor control.



Kouki Matsuse (Member) received the B.E., M.E., and Ph.D. degrees in electrical engineering from Meiji university, Tokyo, Japan, in 1966, 1968, and 1971, respectively. Since 1979, he has been a full Professor in the Department of Electrical Engineering, Meiji University and, since 1996, he has served as the Dean of the School of Science and Technology. He has authored 60 published IEEE Transactions-class papers, 113 published refereed full-conference papers, and is the holder of 14 patents including 4 U.S. patents. He is the coauthor of 7 books and coeditor of "Sensorless Control of AC Motor Drives"(Piscataway, NJ: IEEE Press, 1996). His research interests are power electronics, microprocessor-based controllers for static power converters and drives, sensorless control of ac motor drives, and ac machines. He serves as the Chairperson of the Japanese National Committee of IEC/TC22 (Power Electronic Systems and Equipment). Dr. Matsuse was a Member-at-Large of the IEEE Industry Applications Society (IAS) Ecacutive Board for 1998 to 2001. He received the IEEJ Outstanding Paper Award in 1992, the IEEE IAS Electric Machines Committee Paper Award in 1997, the IEEE IAS Outstanding Achievement Award in 2000, and the IEEJ Outstanding Achievement Award in 2003.

The 2005 International Power Electronics Conference

IPEC-Niigata 2005

APRIL 4 - 8, 2005 Toki Messe, Niigata, Japan

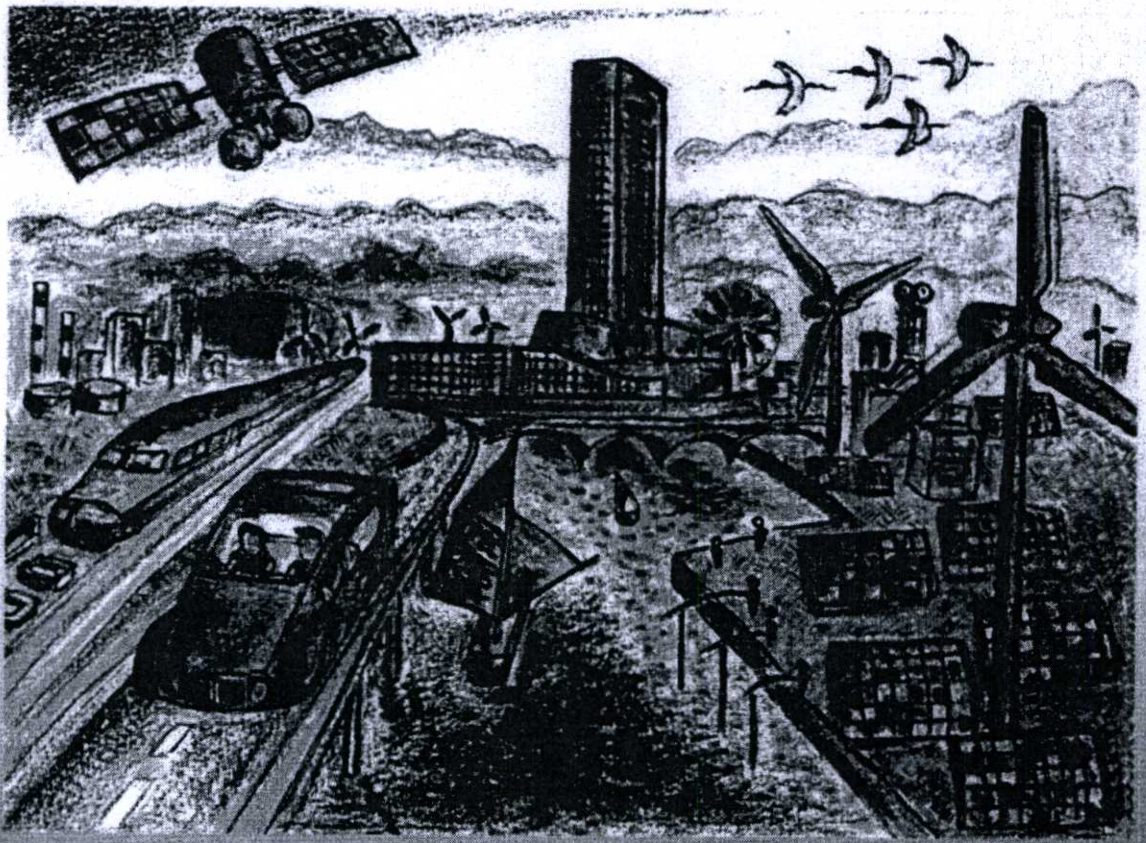


Illustration by Prof. Mikihiko Matsui

PROCEEDINGS

THE INSTITUTE OF ELECTRICAL ENGINEERS OF JAPAN

The 2005 International Power Electronics Conference

Analysis of Circuit Operation under ZVS and NON-ZVS Conditions in Phase-Shift Inverter for Induction Heating

P. Viriya*
N. Yongyuth*
K. Matsuse**

Abstract
This paper presents a detailed analysis of circuit operation under ZVS and NON-ZVS conditions in a full-bridge high-frequency phase-shift control series resonant MOSFET inverter with the load of induction heating. Various modes of circuit operation both under ZVS and NON-ZVS conditions are first analyzed in details. The voltage and current equations of these circuits are then obtained and used for simulation of the waveforms by MATLAB program. The simulation results can lead to the consideration of various circuit parameters that determine ZVS or NON-ZVS operating conditions. The theoretical results are also verified by experimental ones, using a prototype test set rated at 3 kW.

Keyword : Circuit operation, ZVS, NON-ZVS, Phase-shift, Induction heating, High-frequency

1. Introduction

In the single-phase full-bridge inverter circuit using MOSFET power switching device with a load of induction heating, one important problem encountered in the circuit is when the inverter is operated with phase-shift control since the switching frequency f_s must be always slightly increased with the increase of phase-shift in order to maintain the inverter to operate under Zero Voltage Switching, ZVS condition which is regarded as an important necessary operating condition[(1)-(4)]. The main reason for this is generally understood that the output capacitor C_{oss} in the switching power MOSFET must be controlled to entirely discharge itself before the next coming turn-on[(2)(6)(6)], but the detailed analysis to explain the internal operating mechanism of the circuit both theoretically and experimentally is still kept unreported. This is a very interesting problem and is taken as our research topic in this paper. In order to solve this problem, the single-phase full-bridge series resonant inverter with a load of induction heating has been developed in our laboratory as shown in Fig. 1, in which when the inverter is operated with powering mode of circuit operation as shown in Fig. 2, each pair of switches S_1 - S_2' and S_2 - S_1' normally turns on and off alternately in order to generate AC step-wave output voltage. In this case, if the power switching devices are MOSFET as used in this paper, the output capacitors C_{oss} which exist actually between drain-source of the devices and are equal to 870×2 pF for a parallel connection of two pieces of IRFP460 must be also taken into consideration. For clarity of waveform investigation during charge transfer (Modes ③', ⑤' and ③,⑤ in Fig. 2) C_1, C_1', C_2, C_2' which are all equal in value are made equal to $C_{oss} + 2200$ pF . By principle, the capacitors C_2 and C_1' as shown in Fig. 2 will be fully charged by the supply voltage V_d during the on-state of switch pair S_1 - S_2' in the positive half-cycle of voltage v_o. Alternately, in the next sequence of negative half-cycle where switch pair S_2 - S_1' enters the on-state in turn as shown in Fig. 2, the fully charged capacitors C_2 and C_1' must completely discharge themselves before the next coming turn-on process.

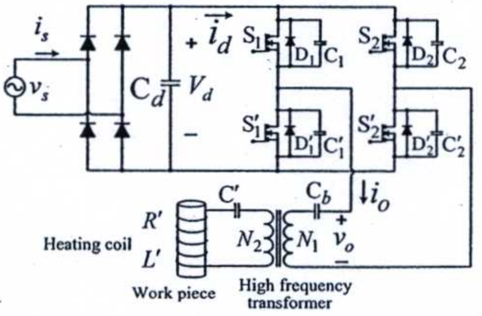


Fig. 1 Phase-shift inverter fed induction heating

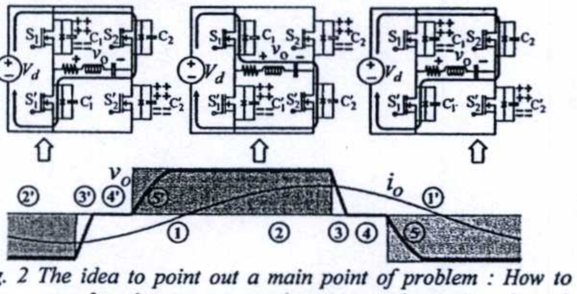


Fig. 2 The idea to point out a main point of problem : How to transfer charges up or down in each inverter branch circuit between each powering mode of output voltage v_o

Therefore, how can the charges in the capacitor pair C_2 - C_1' transfer to the other remaining pair of capacitors C_1 - C_2' or vice versa still remains as a main point of problem that waits for an analysis method to solve. One such method to solve this problem has been already presented clearly in this paper both theoretically and experimentally in the following sections.

* Dept. of Electrical Engineering, Faculty of Engineering
King Mongut's Institute of Technology Ladkrabang, 10520, Bangkok, Thailand Tel. 02-7373000 EXT. 3516 Fax. 02-3264550
E-Mail : kpviriya@kmitl.ac.th
and E-Mail : yongyuth_nar@yahoo.com
** Dept. of Electrical Engineering, Meiji University
1-1-1 Higashimita, Tama-ku, Kawasaki-shi 214, Japan,
E-Mail : matsuse@ics.meiji.ac.jp

2. Analysis of Circuit Operation with Simulated and Experimental Waveforms

2.1 Modes of circuit operation

First, we show various modes of circuit operation of the main power circuit as in Figs. 3 which have totally 10 modes for two different operating conditions. One is for the case of Zero-Voltage Switching, ZVS (Modes ① ② ③ ④ ⑤ ①' ②' ③' ④' and ⑤') and the other case is for the condition of Non-Zero-Voltage Switching, NON-ZVS (Modes ② ③ ④ ⑤ ⑥ ②' ③' ④' ⑤' and ⑥').

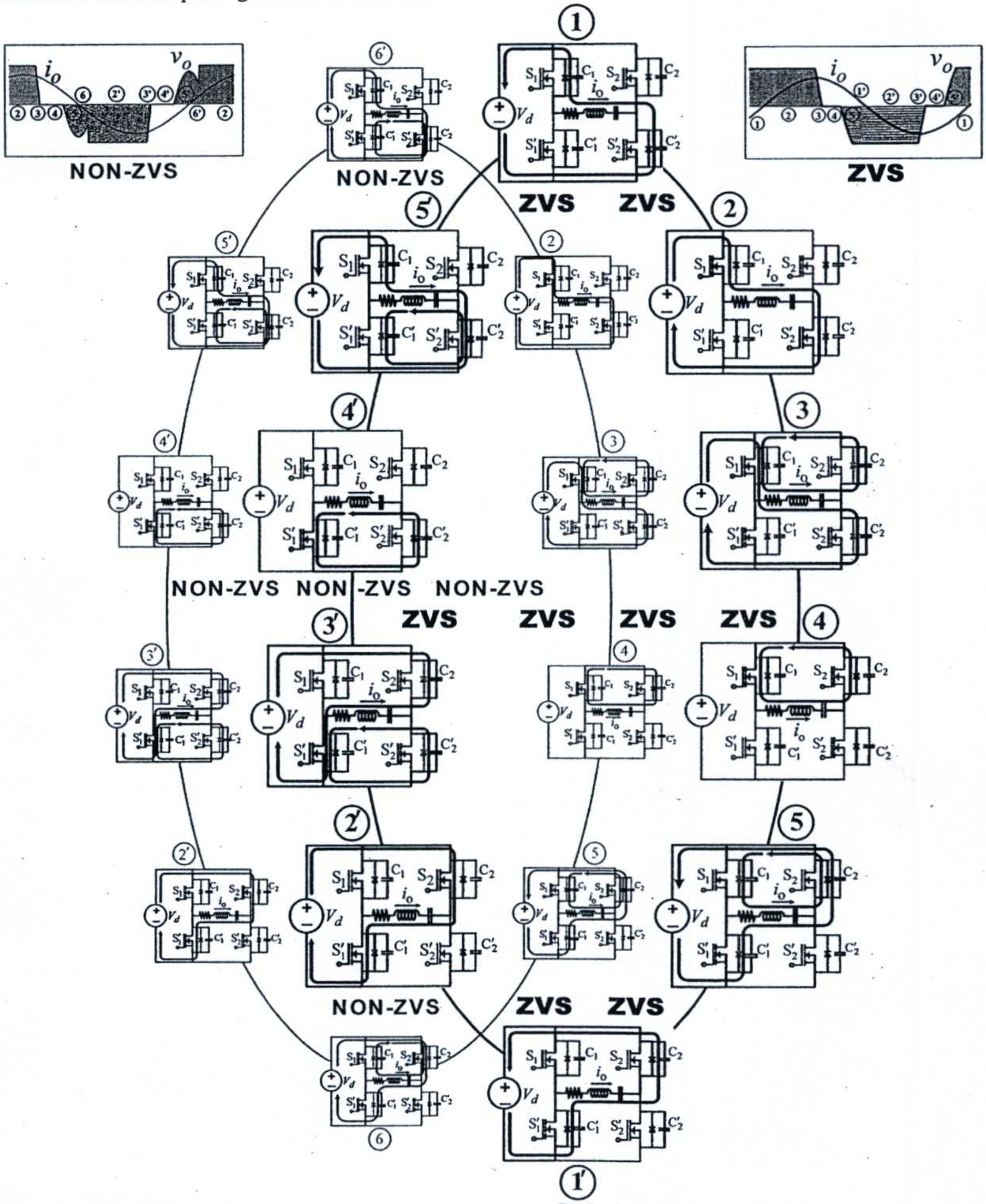


Fig. 3 Circuit operation modes under ZVS condition (Mode ① ② ③ ④ ⑤ ①' ②' ③' ④' and ⑤') and under NON-ZVS condition (Mode ② ③ ④ ⑤ ⑥ ②' ③' ④' ⑤' and ⑥')

2.2 Voltage and current equations in each modes of circuit operation

From these modes of circuit operation and by second order differential equations, various equations of output current i_o and output voltage v_o can also be obtained in two cases. One is for the operating condition of ZVS (Equations ① ② ③ ④ ⑤ ①' ②' ③' ④' and ⑤') and the other case is for the operating condition of NON-ZVS (Equations ② ③ ④ ⑤ ⑥②' ③' ④' ⑤' and ⑥').

$$i_o = e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{V_d - V - \alpha L I}{\omega_1 L}\right)\sin\omega_1 t + I\cos\omega_1 t\right]$$

$$v_o = V_d \qquad ①,②$$

$$i_o = \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2}\left[\left(\frac{V_d - 2V + V_2 - V_2'}{2L} - \alpha I\right)\sin\omega_2 t + \omega_2 I\cos\omega_2 t\right]$$

$$v_o = \frac{1}{C_2(\alpha^2+\omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_1\sin\omega_2 t + B_1\cos\omega_2 t) + D_1\right] + V_2 \qquad ③$$

$$i_o = e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{-V - \alpha L I}{\omega_1 L}\right)\sin\omega_1 t + I\cos\omega_1 t\right]$$

$$v_o = 0 \qquad ④$$

$$i_o = \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2}\left[\left(\frac{-V_d - 2V - V_1 + V_1'}{2L} - \alpha I\right)\sin\omega_2 t + \omega_2 I\cos\omega_2 t\right]$$

$$v_o = \frac{1}{C_1(\alpha^2+\omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_2\sin\omega_2 t + B_2\cos\omega_2 t) + D_2\right] - V_1 \qquad ⑤,⑥$$

$$i_o = e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{-V_d - V - \alpha L I}{\omega_1 L}\right)\sin\omega_1 t + I\cos\omega_1 t\right]$$

$$v_o = -V_d \qquad ①',②'$$

$$i_o = \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2}\left[\left(\frac{-V_d - 2V + V_2 - V_2'}{2L} - \alpha I\right)\sin\omega_2 t + \omega_2 I\cos\omega_2 t\right]$$

$$v_o = \frac{1}{C_2'(\alpha^2+\omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_3\sin\omega_2 t + B_3\cos\omega_2 t) + D_3\right] - V_2' \qquad ③'$$

$$i_o = e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{-V - \alpha L I}{\omega_1 L}\right)\sin\omega_1 t + I\cos\omega_1 t\right]$$

$$v_o = 0 \qquad ④'$$

$$i_o = \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2}\left[\left(\frac{V_d - 2V - V_1 + V_1'}{2L} - \alpha I\right)\sin\omega_2 t + \omega_2 I\cos\omega_2 t\right]$$

$$v_o = \frac{1}{C_1'(\alpha^2+\omega_2^2)}\left[e^{-\alpha t}(A_4\sin\omega_2 t + B_4\cos\omega_2 t) + D_4\right] + V_1' \qquad ⑤',⑥'$$

Where ;

V_1 : the initial value of voltage V_{C_1}

V_1' : the initial value of voltage $V_{C_1'}$

V_2 : the initial value of voltage V_{C_2}

V_2' : the initial value of voltage $V_{C_2'}$

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

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

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

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

$$A_1 = \frac{\begin{bmatrix} RC_{oss}(V_d - V_2 - V_2')(\alpha^2+\omega_2^2) - LI(\alpha^2+\omega_2^2) - \alpha(V - V_2) \\ -\alpha(C_{oss}/C)(V_d - V_2 - V_2') - \alpha C_{oss}L(V_d - V_2 - V_2')(\alpha^2+\omega_2^2) \end{bmatrix}}{2\omega_2 L}$$

$$B_1 = \frac{\left(-\frac{C_{oss}}{C}\right)(V_d - V_2 - V_2') - (V - V_2) + C_{oss}L(V_d - V_2 - V_2')(\alpha^2+\omega_2^2)}{2L}$$

$$D_1 = \frac{\left(\frac{C_{oss}}{C}\right)(V_d - V_2 - V_2') + (V - V_2)}{2L}$$

$$A_2 = \frac{\begin{bmatrix} RC_{oss}(-V_d + V_1 + V_1')(\alpha^2+\omega_2^2) - LI(\alpha^2+\omega_2^2) - \alpha(V + V_1) \\ -\alpha(C_{oss}/C)(-V_d + V_1 + V_1') - \alpha C_{oss}L(-V_d + V_1 + V_1')(\alpha^2+\omega_2^2) \end{bmatrix}}{2\omega_2 L}$$

$$B_2 = \frac{\left(-\frac{C_{oss}}{C}\right)(-V_d + V_1 + V_1') - (V + V_1) + C_{oss}L(-V_d + V_1 + V_1')(\alpha^2+\omega_2^2)}{2L}$$

$$D_2 = \frac{\left(\frac{C_{oss}}{C}\right)(-V_d + V_1 + V_1') + (V + V_1)}{2L}$$

$$A_3 = \frac{\begin{bmatrix} RC_{oss}(-V_d + V_2 + V_2')(\alpha^2+\omega_2^2) - LI(\alpha^2+\omega_2^2) - \alpha(V + V_2') \\ -\alpha(C_{oss}/C)(-V_d + V_2 + V_2') - \alpha C_{oss}L(-V_d + V_2 + V_2')(\alpha^2+\omega_2^2) \end{bmatrix}}{2\omega_2 L}$$

$$B_3 = \frac{\left(-\frac{C_{oss}}{C}\right)(-V_d + V_2 + V_2') - (V + V_2') + C_{oss}L(-V_d + V_2 + V_2')(\alpha^2+\omega_2^2)}{2L}$$

$$D_3 = \frac{\left(\frac{C_{oss}}{C}\right)(-V_d + V_2 + V_2') + (V + V_2')}{2L}$$

$$A_4 = \frac{\begin{bmatrix} RC_{oss}(V_d - V_1 - V_1')(\alpha^2+\omega_2^2) - LI(\alpha^2+\omega_2^2) - \alpha(V - V_1') \\ -\alpha(C_{oss}/C)(V_d - V_1 - V_1') - \alpha C_{oss}L(V_d - V_1 - V_1')(\alpha^2+\omega_2^2) \end{bmatrix}}{2\omega_2 L}$$

$$B_4 = \frac{\left(-\frac{C_{oss}}{C}\right)(V_d - V_1 - V_1') - (V - V_1') + C_{oss}L(V_d - V_1 - V_1')(\alpha^2+\omega_2^2)}{2L}$$

$$D_4 = \frac{\left(\frac{C_{oss}}{C}\right)(V_d - V_1 - V_1') + (V - V_1')}{2L}$$

2.3 Simulated and experimental waveforms

Using the above equations and by MATLAB simulation, all voltages and currents in various parts of the circuit can be solved and presented in various waveforms as shown in Figs. 4 and 5(a) for the case of ZVS operating condition with the theoretical output voltage and current waveforms of Fig. 5(a) verified by experimental results of Fig. 5(b). In the same way, the similar waveforms as shown in Figs. 6 and 7(a) for the case of NON-ZVS operating condition can also be obtained with the theoretical output voltage and current waveforms of Fig. 7(a) verified by experimental

results of Fig. 7(b). Again , by using the same method , the theoretical and experimental output voltage and current waveforms for the case of small peak load current I_{pk} with a large increase of phase-shift ϕ can also be obtained as shown in Figs. 8(a) and (b) for verification purpose which is also the case for NON-ZVS circuit operation.

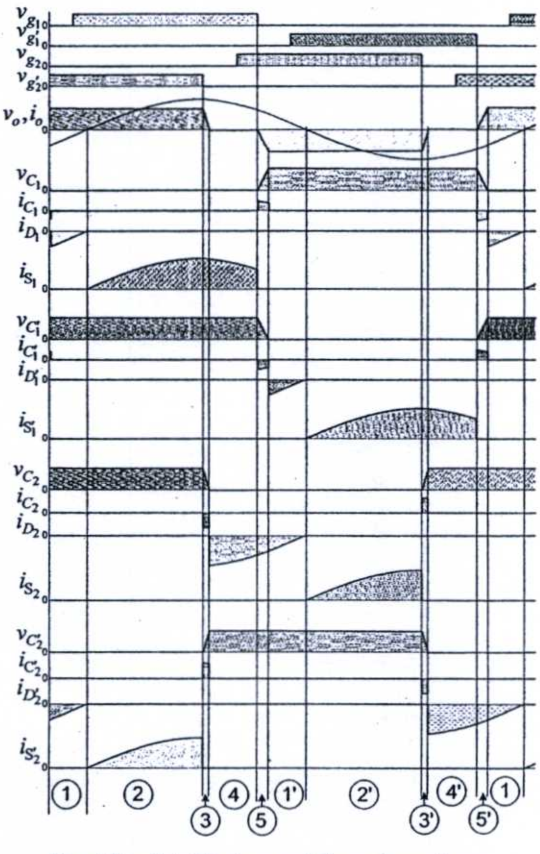
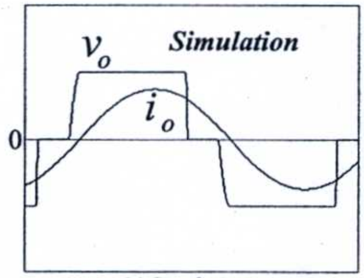
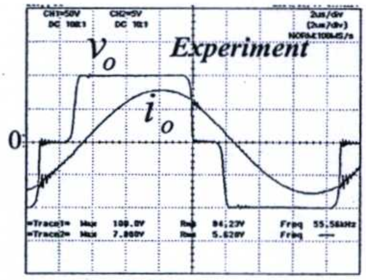


Fig. 4 Simulated Voltage and Current waveforms under ZVS operating Condition



(a) Simulation



(b) Experiment

Fig. 5 Comparison of simulated and experimental output voltage and current waveforms under ZVS operating condition at phase-shift $\phi = 40^{\circ}$

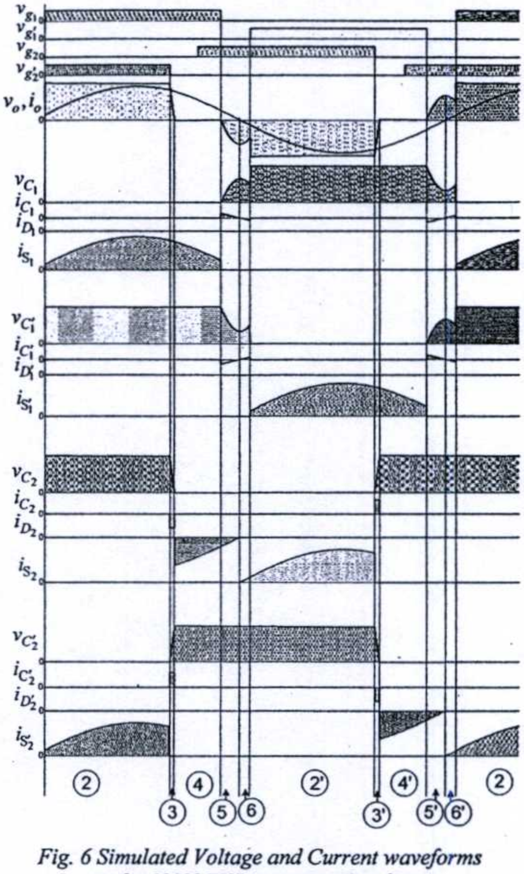
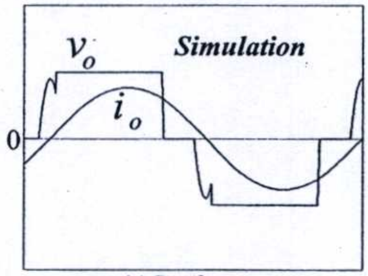
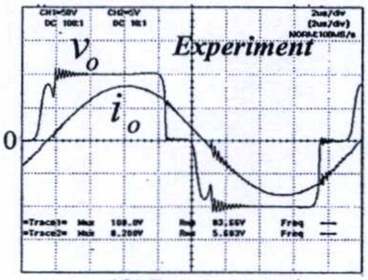


Fig. 6 Simulated Voltage and Current waveforms under NON-ZVS operating Condition

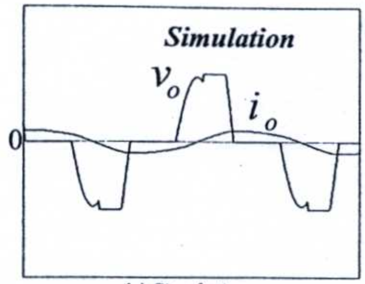


(a) Simulation

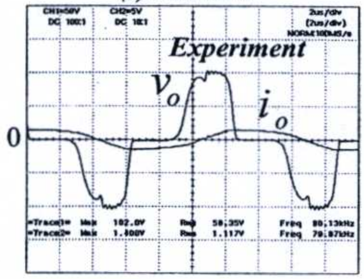


(b) Experiment

Fig. 7 Comparison of simulated and experimental output voltage and current waveforms under NON-ZVS operating condition at phase-shift $\phi = 40^{\circ}$



(a) Simulation



(b) Experiment

Fig. 8 Comparison of simulated and experimental output voltage and current waveforms under NON-ZVS operating condition due to large phase-shift ($\phi = 90°$) and insufficient load current I_{pk}

3. Detailed Considerations of ZVS, NON-ZVS and Critical ZVS

From the good understanding of modes of circuit operation described in Section 2, the next step concerning the details of ZVS, NON-ZVS and critical ZVS operating conditions at the front and tailing edges of output step voltage can also be understood as shown in the following details.

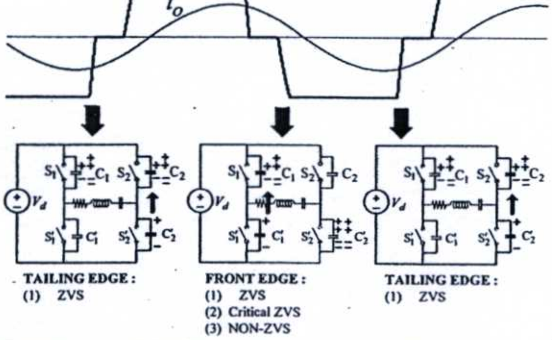


Fig. 9 The transfer of charges between each pair of capacitors in branches 1 and 2 of the inverter over 1-cycle of output voltage v_o

For the front edge of positive half-cycle of voltage v_o as shown in Fig. 9, the charges in branch 1 are transferred downward from capacitor C_1 to C_1' with three possible operating conditions : (1) ZVS, (2) Critical ZVS and (3) NON-ZVS. For the front edge of negative half-cycle of voltage v_o, the charge transfer situation in the same branch is the same but only the direction is reversed upward from C_1' to C_1.

For the tailing edge of positive half-cycle of voltage v_o, the charges in branch 2 are transferred downward from capacitor C_2 to C_2' with only one possible operating conditions : (1) ZVS. For the tailing edge of negative half-cycle of voltage v_o the charges transfer situation in the same branch is the same but only the direction is reversed upward from C_2' to C_2. The more details are also described in the following four sections.

3.1 ZVS operation at the front edge of voltage v_o

Fig. 10 shows the complete charge-discharge or the successful transfer of charge from capacitors C_1' to C_1, which occurs in the first branch of the inverter under ZVS operating condition. This transfer of charge occurs at the front edge of the negative half-cycle of output voltage v_o and corresponds to Mode 5 of the circuit operation of Fig. 3. This implies that switch S_1' when operated in powering mode can turn on safely with the voltage $v_{C_1'}$ across it equal to zero (ZVS). Fig. 10 also shows the successful transfer of charge from C_1 to C_1' for the next ZVS turn-on of switch S_1. This transfer of charge occurs at the front edge of the positive half-cycle of output voltage v_o and corresponds to Mode 5' of the circuit operation of Fig. 3. Similarly, this implies that switch S_1 when operated in powering mode can turn on safely with the voltage v_{C_1} across it equal to zero (ZVS).

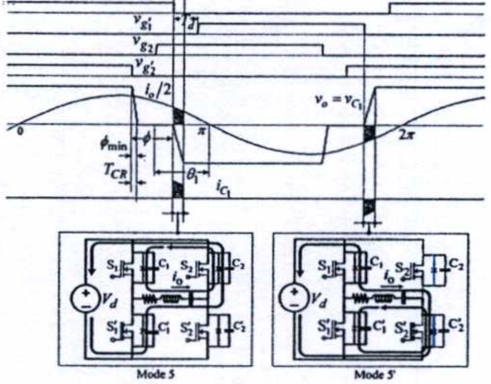


Fig. 10 Circuit operations of Modes 5 and 5' from Fig. 3 showing the successful transfer of charge : Mode 5 from C_1' to C_1 for negative front edge of v_o and Mode 5' from C_1 to C_1' for positive front edge of v_o

3.2 NON-ZVS operation at the front edge of voltage v_o

Fig. 11 shows the incomplete charge-discharge or the unsuccessful transfer of charge from capacitors C_1' to C_1, which occurs in the first branch of the inverter under NON-ZVS operating condition which results in NON-ZVS operating condition of switch S_1' in the next turn-on sequence. This transfer of charge occurs at the front edge of the negative half-cycle of output voltage v_o and corresponds to Modes 5 and 6 of the circuit operation of Fig. 3. This implies that switch S_1' can not turn on safely with the voltage $v_{C_1'}$ across it not equal to zero (NON-ZVS). Fig. 11 also shows the unsuccessful transfer of charge from C_1 to C_1', which results in NON-ZVS operating condition of switch S_1 in the next turn-on sequence. This transfer of charge occurs at the front edge of the positive half-cycle of output voltage v_o and corresponds to Mode 5' and 6' of the circuit operation of Fig. 3. Similarly, this implies that switch S_1 can not turn on safely with the voltage v_{C_1} across it not equal to zero (NON-ZVS).

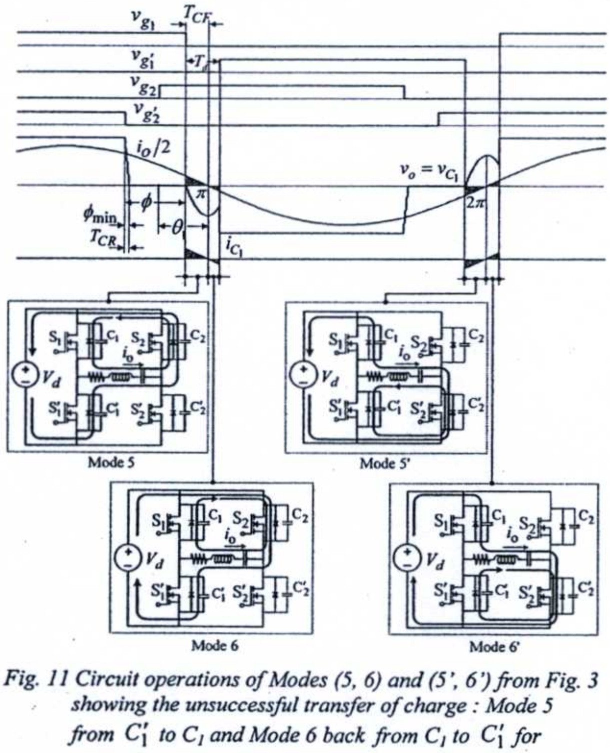


Fig. 11 Circuit operations of Modes (5, 6) and (5', 6') from Fig. 3 showing the unsuccessful transfer of charge : Mode 5 from C_1' to C_1 and Mode 6 back from C_1 to C_1' for negative front edge of v_o, Mode 5' from C_1 to C_1' and Mode 6' back from C_1' to C_1 for positive front edge of v_o

3.3 ZVS operation at the tailing edge of voltage v_o

Fig. 12 shows the complete charge-discharge or the successful transfer of charge from capacitors C_2 to C_2', in the second branch of the inverter under ZVS operating condition. This transfer of charge occurs at the tailing edge of the positive half-cycle of output voltage v_o and corresponds to Mode 3 of the circuit operation of Fig. 3. Fig. 12 also shows the successful transfer of charge from C_2' to C_2 for the next ZVS turn-on of switch S_2'. This transfer of charge occurs at the tailing edge of the negative half-cycle of output voltage v_o and corresponds to Mode 3' of the circuit operation of Fig. 3. The circuit operation under NON-ZVS condition does not exist in this case because the charge-discharge of the second branch capacitors occurs around the peak position of sinusoidal load current $i_o/2$, which has higher charge-discharge current value when compared to that of lower charge-discharge current value around the zero-crossing position for the case of positive and negative front edge.

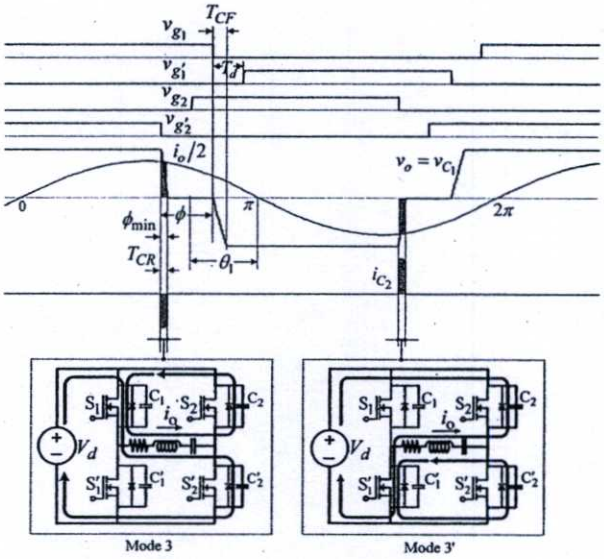


Fig. 12 Circuit operations of Modes 3 and 3' from Fig. 3 showing the successful transfer of charge : Mode 3 from C_2 to C_2' for positive tailing edge of v_o and Mode 3' from C_2' to C_2 for negative tailing edge of v_o

3.4 Critical ZVS operation at the front edge of voltage v_o

Fig. 13 shows the charge-discharge of capacitor C_1 and C_1' in the first branch of the inverter under critical ZVS operating condition. The circuit operation in this case is the same as in case of ZVS in Section 3.1 except that the transfer of charge in this case is made completely at exactly the ends of positive and negative half-cycles of sinusoidal load current $i_o/2$.

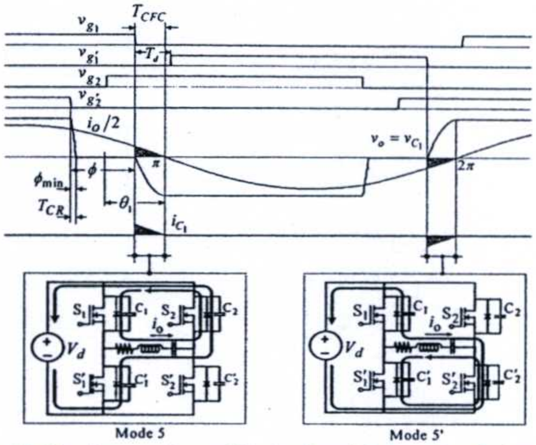


Fig. 13 Circuit operations of Modes 5 and 5' from Figs.3 showing the successful transfer of charge : Mode 5 from C_1' to C_1 for negative front edge of v_o and Mode 5' from C_1 to C_1' for positive front edge of v_o

4. Simulated and Measured Characteristics of the Four Circuit Parameters vs. Phase-Shift under Critical ZVS Operating Condition for Determination of ZVS or NON-ZVS Operations

As described in the previous section, the inverter circuit with output capacitance between drain-source of MOSFET switches can be divided into three types of operating condition; that is ZVS, critical ZVS and NON-ZVS. In fact, critical ZVS is the borderline that is located between ZVS and NON-ZVS. So, the operating areas of ZVS and NON-ZVS during change of phase-shift can be determined by calculating the relationship between the four parameters of switching frequency ($f_{s,c}$), load peak current($I_{pk,c}$), phase-lag ($\theta_{1,c}$) and front-edge charging time ($T_{CF,C}$), using the output voltage and current waveforms of Fig.13. From these waveforms, the critical charging time : $T_{CF,C}$. of C_1 or C_1' can be obtained as shown in Equation (7). All the parameters in

$$T_{CF,C} = \frac{\pi - \left[\pi - \left(\theta_1 - \dfrac{\phi - \phi_{min}}{2}\right)\right]}{2\pi f_{s,c}} = \frac{\theta_1 - \dfrac{\phi - \phi_{min}}{2}}{2\pi f_{s,c}} \quad (7)$$

Equation (7) can be obtained by MATLAB simulation, using all the equations in section 2.2 and when plotted with respect to change of phase-shift, the characteristic curves of the four circuit parameters: critical switching frequency $f_{s,c}$, critical load peak current $I_{pk,c}$, critical phase-lag $\theta_{1,c}$, critical charging time $T_{CF,C}$ under critical ZVS operating condition can be obtained as shown in Figs. 14, 15, 16 and 17 where the experimental results are also plotted in the same graph for comparison purpose and the two results appear to be almost the same. Figs. 14, 15,16 and 17 (left) show the relationship of these four circuit parameters at heating work-piece temperature of 100 °C. It is obvious that when phase-shift : ϕ is increased, the critical switching frequency $f_{s,c}$ must be first slightly increased in order to maintain the circuit to operate under critical ZVS operating condition. This results in a decrease of critical load peak current : $I_{pk,c}$ and the increase of critical phase-lag : $\theta_{1,c}$ and critical charging time : $T_{CF,C}$. In the same figures, it is also understood that if any one of these four critical parameters is changed from its operating critical value, the inverter circuit will be driven into any of ZVS or NON-ZVS operating conditions as shown by the regions of ZVS and NON-ZVS in the figures. Two more families of characteristic curves (middle, right) are also obtained at different heating temperatures of 250 °C and 400 °C with a slight difference of around 2-5% in value for these four critical parameters.

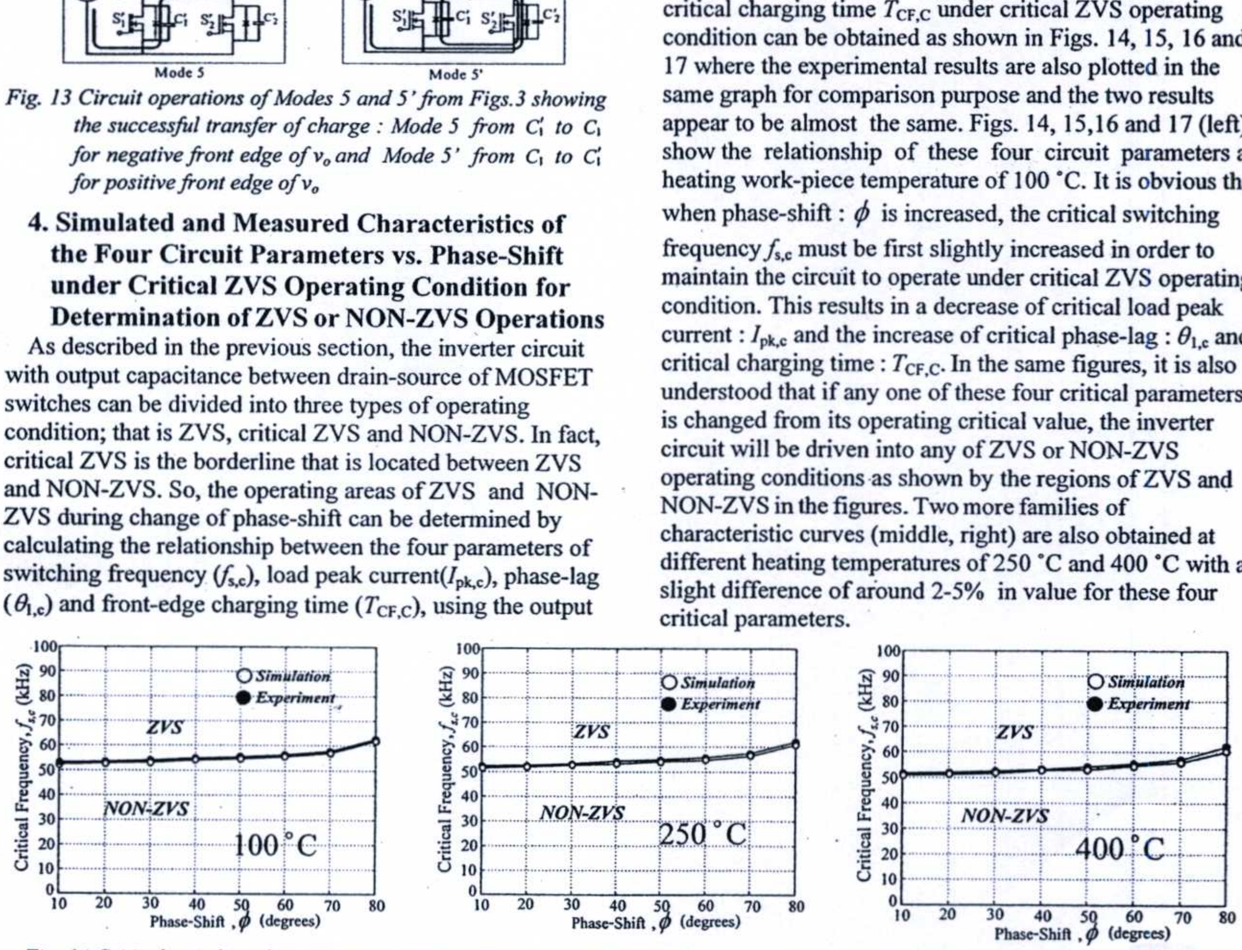


Fig. 14 Critical switching frequency $f_{s,c}$ vs. Phase-Shift ϕ at work-piece temperature = 100°C, 250°C, 400°C (left, middle, right)

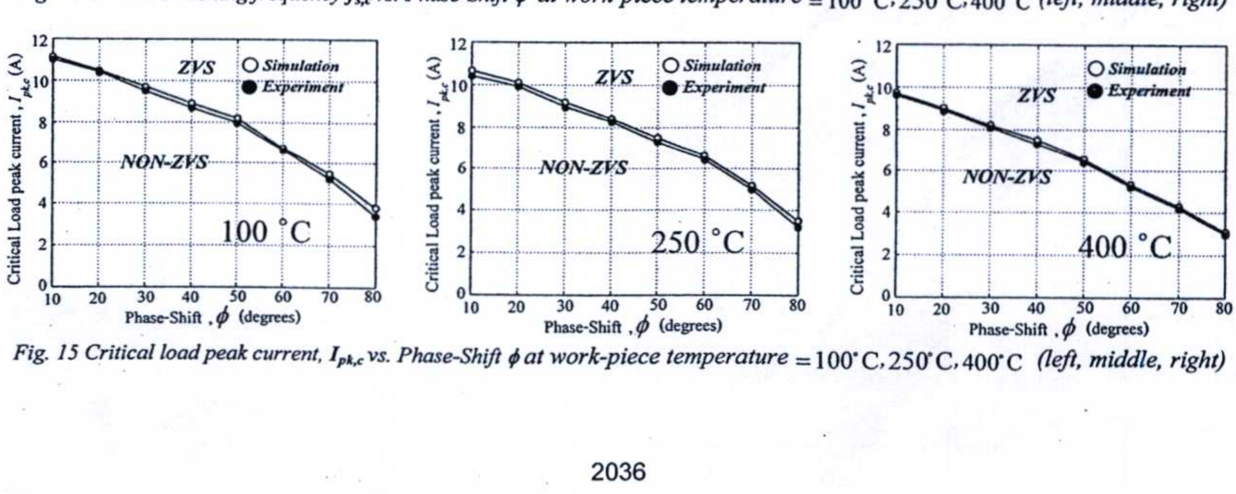


Fig. 15 Critical load peak current, $I_{pk,c}$ vs. Phase-Shift ϕ at work-piece temperature = 100°C, 250°C, 400°C (left, middle, right)

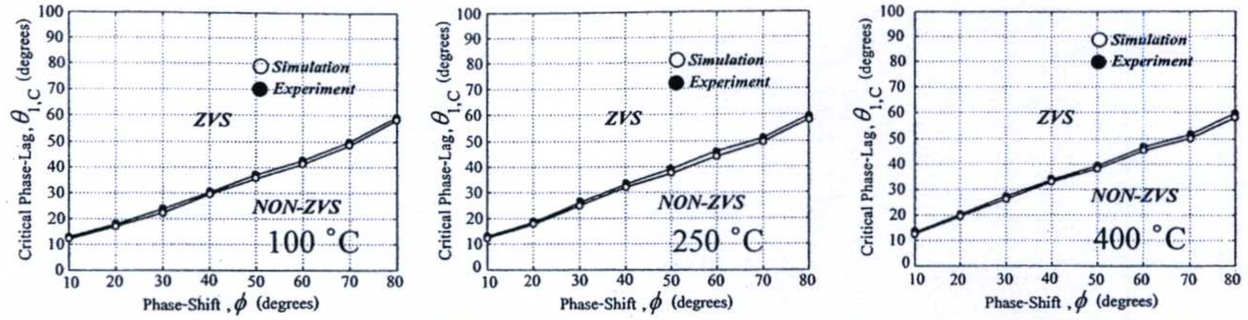


Fig. 16 Critical Phase-Lag, $\theta_{1,C}$ vs. Phase-Shift ϕ at work-piece temperature $=100^{\circ}C, 250^{\circ}C, 400^{\circ}C$ *(left, middle, right)*

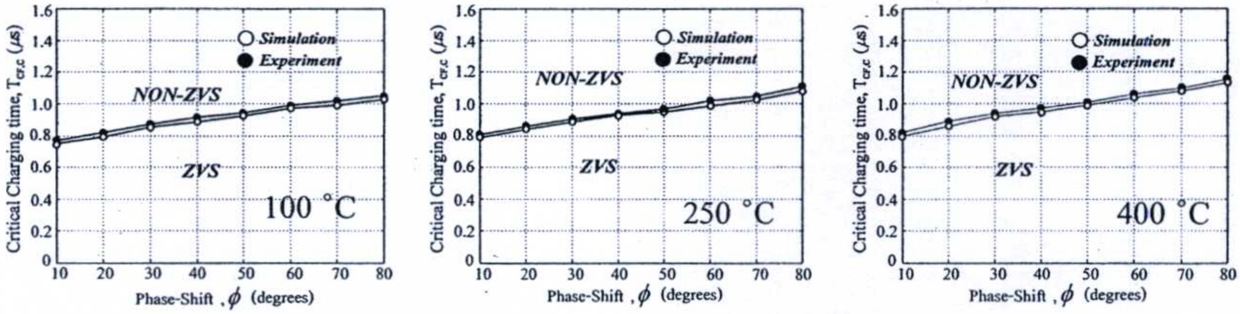


Fig. 17 Critical charging time, $T_{CF,C}$ vs. Phase-Shift ϕ at work-piece temperature $=100^{\circ}C, 250^{\circ}C, 400^{\circ}C$ *(left, middle, right)*

5. Conclusion

The circuit operation of phase-shift inverter under ZVS and NON-ZVS operating conditions for induction heating has been already presented both theoretically and experimentally. There are four main important points to be concluded here as follows :

1. There are two possibilities for the phase-shift controlled inverter circuit to operate under ZVS or NON-ZVS conditions which can be determined by the following four circuit parameters :

- Load peak current I_{pk}
- Switching frequency f_s
- Output voltage-current phase-lag θ_1
- Inverter branch capacitor charging time T_{CF} .

For the inverter circuit operating under ZVS conditions , load peak current I_{pk} , switching frequency f_s and output voltage-current phase-lag θ_1 must be greater than their critical values ($I_{pk,c}$, $f_{s,c}$, $\theta_{1,c}$, respectively) , while the fully charging time of inverter branch capacitor must be smaller than its critical value ($T_{CF,C}$).

2. NON-ZVS operating condition of the phase-shift inverter circuit always occurs at the front edge of the step-wave AC output voltage which corresponds to the time period during unsuccessful transfer of charges between the two capacitors C_1, C_1' in the first branch of the full bridge inverter circuit.

3. For output power reduction, increase of phase-shift without slight increase of switching frequency can result in the followings :

- Switching frequency $f_s < f_{s,c}$
- Output voltage-current phase-lag $\theta_1 < \theta_{1,c}$

which result in NON-ZVS operating condition. This is due to the recharge of capacitor reverse-current which follows immediately after its unsuccessful discharge.

4. For a great reduction of output power with large increase phase-shift, the load current in this case becomes not sufficient for entire discharge of the inverter branch capacitor. Thus, the critical values of these parameters and consequently ZVS operating condition can not be obtained.

References

(1) P. Viriya, and T. Thomas, "Power Transfer Characteristics of a Phase-shift Controlled ZVS Inverter for the Application of Induction Heating", in *Proc. Int. Power Electron. Conf. (IPEC)*, pp.423-428 (2000)

(2) 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. of Industry Applications Society, Toronto, Canada*, pp. 843-849 (1993)

(3) L. Grajales and F. C. Lee, "Control System Design and Small Signal Analysis of a Phase-Shift-Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating", *Proc. of PESC*, pp. 450-456(1995)

(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.*, pp. 461-469 (2004)

(5) J. A. Sabate, R. W. Farrington, M. M. Jovanovic, and F. C. Lee, "Effect of Switch Capacitance on Zero-Voltage Switching of Resonant Converters", in *Proc. Applied Power Electron. Conf.*, pp. 213-220(1992)

(6) E. J. Dede, V. Esteve, J. Garcia, A. E. Navarro, and J. A. Carrasco, "On the Design of High Frequency Series Resonant Converters for Induction Heating Applications", *Proc. of the IECON*, pp. 1303-1307(1993)

(7) H. Kifune, Y. Hatanaka, and M. Nakaoka, "Cost effective phase shifted pulse modulation soft switching high frequency inverter for induction heating application" *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, pp. 19-25(2004)

PEDS 2007

The Seventh International Conference on Power Electronics and Drive Systems

November 27-30, 2007, Bangkok, Thailand

Analysis of a Full-Bridge Inverter for Induction Heating Using Asymmetrical Phase-Shift Control under ZVS and NON-ZVS Operation

N. Yongyuth* , 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 switching conditions in a high-frequency full-bridge inverter for induction heating, using the principle of asymmetrical 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 η of the full-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* — full-bridge, induction heating, asymmetrical phase-shift, inverter, ZVS, NON-ZVS**

I. Introduction

The concept of this paper is achieved by considering further as a continuous idea from the research work [1-6] starting from a single phase full-bridge phase-shift power control under the switching conditions of ZVS and NON-ZVS for induction heating. The circuit operation and its corresponding output voltage and current waveforms for phase-shift power control at phase-shift $\phi = 40°$ are illustrated in the upper-part of Fig. 1 with two repeated periods of powering (P), free-wheeling (F), and regenerating (R). Then, reducing the phase-shift ϕ from $\phi = 40°$ to zero phase-shift $\phi = 0°$, the output waveform with only two repeated periods of powering (P), and regenerating (R) is obtained with the operating circuit of two free-wheeling modes (F) eliminated [3]. The output waveform with zero phase-shift ($\phi = 0°$) will be used as a mid-point between the positive and negative directions of phase-shift control as shown by the output waveforms of asymmetrical phase-shift $\phi = 40°$ and phase-shift $\phi = -40°$ in the lower part of Fig. 1. So, in this paper, the full-bridge inverter with the load of induction heating of Fig. 2 which operates under the switching conditions of ZVS and NON-ZVS during asymmetrical phase-shift control both in positive and negative directions will be analyzed in details for various quantities of circuit parameters, 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 η, etc.

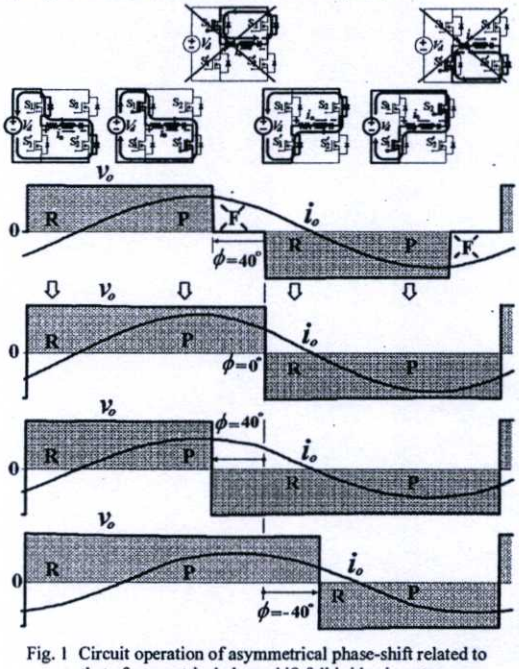


Fig. 1 Circuit operation of asymmetrical phase-shift related to that of symmetrical phase-shift full-bridge inverter

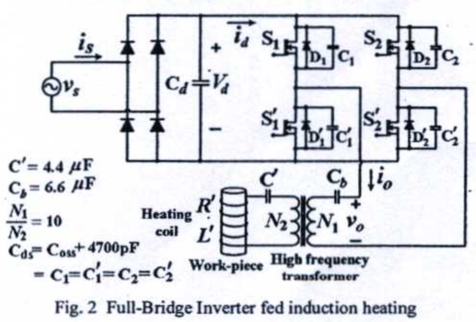


Fig. 2 Full-Bridge Inverter fed induction heating

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. 3 for the case of phase-shift control ($\phi = 0 \sim 180^\circ$ and $\phi = 0 \sim -180^\circ$). 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. 4 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 phase-shift from 0° to $+180^\circ$, the phase angle of the fundamental output voltage $v_{o,1}$ will move away from the font edge of output voltage v_o with an increasing leading angle. This makes the zero-crossing of output current i_o move toward the font 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 positive half-cycle 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. 5, 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 ②③①'②'③'❹ for phase-shift $\phi = 54^\circ$ can cause a breakdown to the switch pair S_1-S_2', by considering Mode ❹. (2) Modes ②③❹②'③'❹ for phase-shift

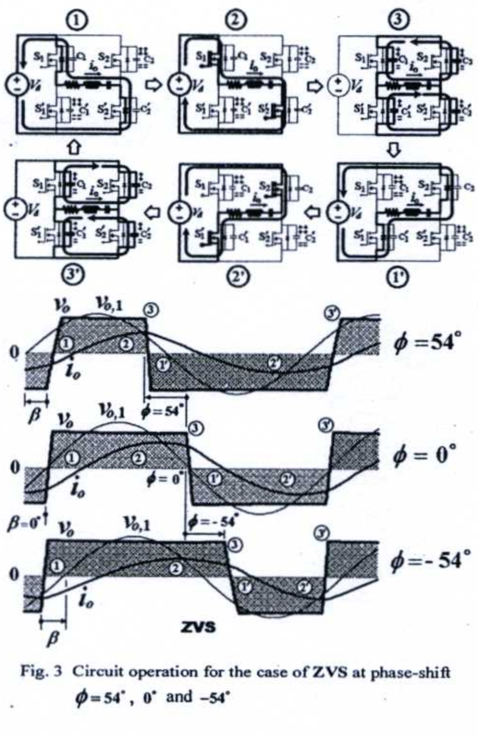


Fig. 3 Circuit operation for the case of ZVS at phase-shift $\phi = 54^\circ$, 0° and -54°

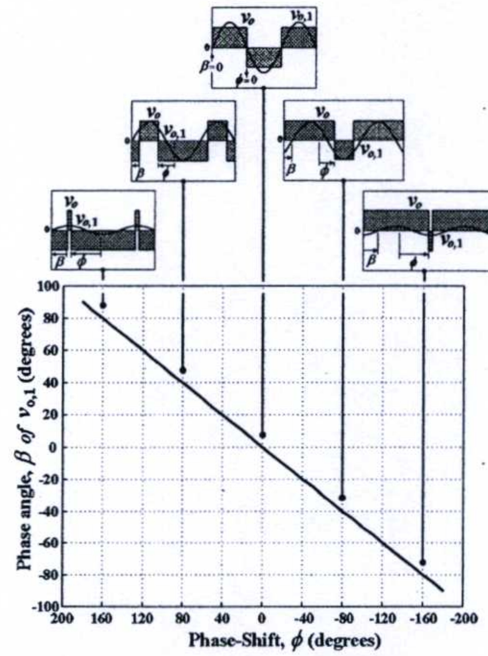


Fig. 4 Linear variation of phase angle β of $v_{o,1}$ vs. phase-shift angle ϕ

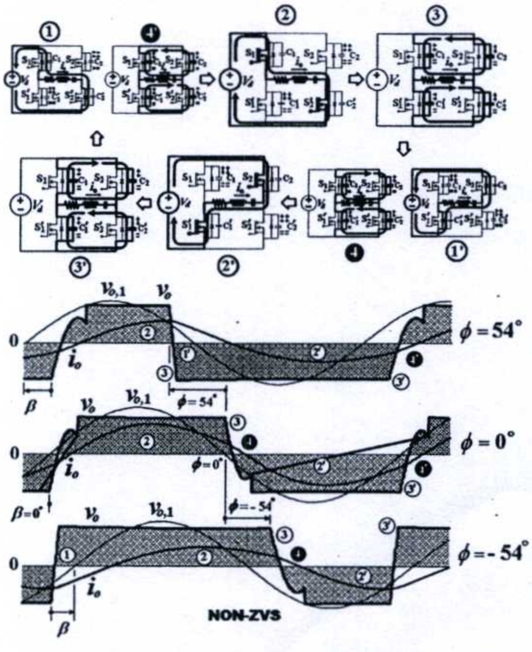


Fig. 5 Circuit operation for the case of NON-ZVS at phase-shift $\phi = 54^\circ$, 0° and -54°

$\phi = 0^{\circ}$ can cause a breakdown to the switch pair S_1-S_2', by considering Mode ❹ and the switch pair S_2-S_1', by considering Mode ❹. (3) Modes ①②③❹②′③′ for phase-shift $\phi = -54^{\circ}$ can cause a breakdown to the switch pair S_2-S_1', by considering Mode ❹. So, there are three possibilities for the full-bridge inverter switches to become breakdown (the switch pair S_1-S_2', the switch pair S_2-S_1', or both).

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 equations :

Case (1) Equations ① ② ③ ①′ ②′ ③′ for ZVS operation

Case (2) Equations ② ③ ①′ ②′ ③′ ❹ for $\phi > 0^{\circ}$

Case (3) Equations ② ③ ❹ ②′ ③′ ❹ for $\phi = 0^{\circ}$

Case (4) Equations ① ② ③ ❹ ②′ ③′ for $\phi < 0^{\circ}$

$$\left.\begin{aligned} v_o &= V_d \\ i_o &= e^{-\alpha t}\left[\left(\frac{V_d - V - \alpha L I}{\omega_1 L}\right)\sin\omega_1 t + I\cos\omega_1 t\right] \end{aligned}\right\} \quad ①②$$

$$\left.\begin{aligned} v_o &= \left(\frac{C_1+C_2}{C_1C_2}\right)\left(\frac{1}{\alpha^2+\omega_2^2}\right)\left[e^{-\alpha t}(A_1\sin\omega_2 t + B_1\cos\omega_2 t) + D_1\right] \\ &\quad + (V_2 - V_1) \\ i_o &= \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2}\left[\left(\frac{-2V - V_1 + V_2 + V_1' - V_2'}{2L} - \alpha I\right)\sin\omega_2 t + \omega_2 I\cos\omega_2 t\right] \end{aligned}\right\} \quad ③❹$$

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

$$\left.\begin{aligned} v_o &= \left(\frac{C_1'+C_2'}{C_1'C_2'}\right)\left(\frac{1}{\alpha^2+\omega_2^2}\right)\left[e^{-\alpha t}(A_2\sin\omega_2 t + B_2\cos\omega_2 t) + D_2\right] \\ &\quad + (V_1' - V_2') \\ i_o &= \frac{e^{-\alpha t}}{\omega_2}\left[\left(\frac{-2V - V_1 + V_2 + V_1' - V_2'}{2L} - \alpha I\right)\sin\omega_2 t + \omega_2 I\cos\omega_2 t\right] \end{aligned}\right\} \quad ③′❹′$$

Where ;

V_1 : the initial value of voltage v_{C_1}

V_1' : the initial value of voltage $v_{C_1'}$

V_2 : the initial value of voltage v_{C_2}

V_2' : the initial value of voltage $v_{C_2'}$

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

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

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

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

$$\begin{aligned} A_1 = \{ & RC_{ds}(V_1 - V_2 + V_1' - V_2')(\alpha^2+\omega_2^2) - 2LI(\alpha^2+\omega_2^2) \\ & -2\alpha(V + V_1 - V_2) - \alpha(C_{ds}/C)(V_1 - V_2 + V_1' - V_2') \\ & -\alpha C_{ds} L(V_1 - V_2 + V_1' - V_2')(\alpha^2+\omega_2^2)\}(1/4\omega_2 L) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_1 = \{ & (-C_{ds}/C)(V_1 - V_2 + V_1' - V_2') - 2(V + V_1 - V_2) \\ & + C_{ds} L(V_1 - V_2 + V_1' - V_2')(\alpha^2+\omega_2^2)\}(1/4L) \end{aligned}$$

$$D_1 = \{(C_{ds}/C)(V_1 - V_2 + V_1' + V_2') + 2(V - V_1 - V_2)\}(1/4L)$$

$$\begin{aligned} A_2 = \{ & RC_{ds}(V_2' - V_1' + V_2 - V_1)(\alpha^2+\omega_2^2) - 2LI(\alpha^2+\omega_2^2) \\ & -2\alpha(V + V_2' - V_1') - \alpha(C_{ds}/C)(V_2' - V_1' + V_2 - V_1) \\ & -\alpha C_{ds} L(V_2' - V_1' + V_2 - V_1)(\alpha^2+\omega_2^2)\}(1/4\omega_2 L) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} B_2 = \{ & (-C_{ds}/C)(V_2' - V_1' + V_2 - V_1) - 2(V + V_2' - V_1') \\ & + C_{ds} L(V_2' - V_1' + V_2 - V_1)(\alpha^2+\omega_2^2)\}(1/4L) \end{aligned}$$

$$D_2 = \{(C_{ds}/C)(V_2' - V_1' + V_2 + V_1) + 2(V - V_2' - V_1')\}(1/4L)$$

The above equations in cases (2), (3) and (4) are those of NON-ZVS. Fig. 6 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 $\phi = 54^{\circ}, 0^{\circ}, -54^{\circ}$ at switching frequency 68 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° to 54° or 0° to -54°, 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 the principle of circuit operation are also verified by comparison with the

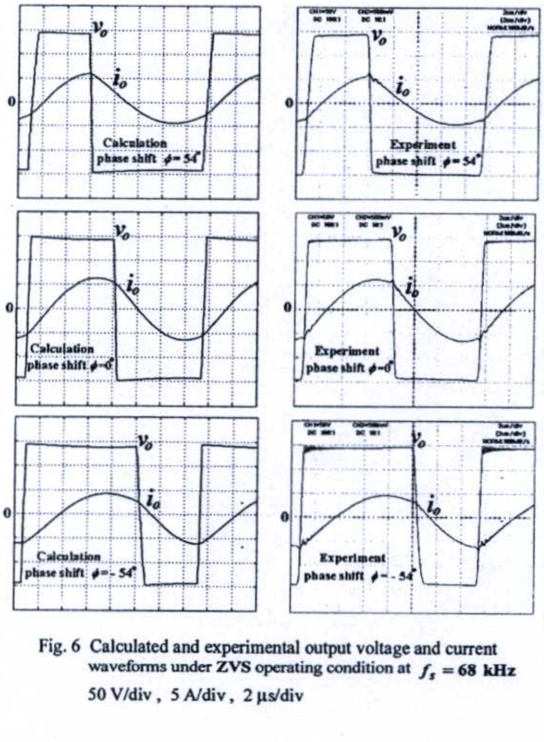


Fig. 6 Calculated and experimental output voltage and current waveforms under ZVS operating condition at $f_s = 68$ kHz
50 V/div , 5 A/div , 2 μs/div

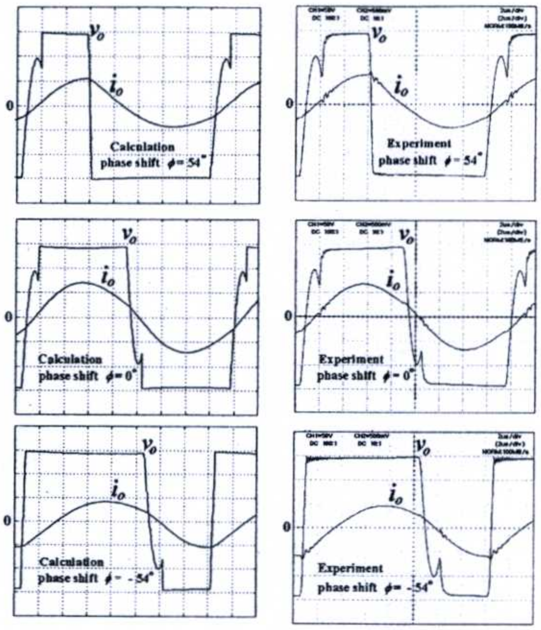


Fig. 7 Calculated and experimental output voltage and current waveforms under **NON-ZVS** operating condition
50 V/div , 5 A/div , 2 μs/div

experimental ones. Fig. 7 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 $\phi = 54°$, $0°$, $-54°$ at switching frequency 64 kHz, 58 kHz , and 64 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 (front edge at $\phi = 54°$, tailing edge at $\phi = -54°$, and both at $\phi = 0°$).

IV. Analysis of Output Power P_o , Dc Input Power P_d and Efficiency

The calculated output voltage v_o of Fig. 6 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. 8.

$$
\begin{aligned}
v_o = -\frac{\phi}{\pi}V_d &+ \frac{V_d}{\pi}\left[\{2\sin(\pi-\phi)\}\cos\omega_s t + \{2-2\cos(\pi-\phi)\}\sin\omega_s t\right] \\
&+ \frac{V_d}{2\pi}\left[\{2\sin 2(\pi-\phi)\}\cos 2\omega_s t + \{2-2\cos 2(\pi-\phi)\}\sin 2\omega_s t\right] \\
&+ \frac{V_d}{3\pi}\left[\{2\sin 3(\pi-\phi)\}\cos 3\omega_s t + \{2-2\cos 3(\pi-\phi)\}\sin 3\omega_s t\right] + \dots
\end{aligned} \tag{5}
$$

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

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

$$
P_o = V_{o1}I_{o1}\cos\theta_1 + V_{o2}I_{o2}\cos\theta_2 + V_{o3}I_{o3}\cos\theta_3 + \dots \tag{8}
$$

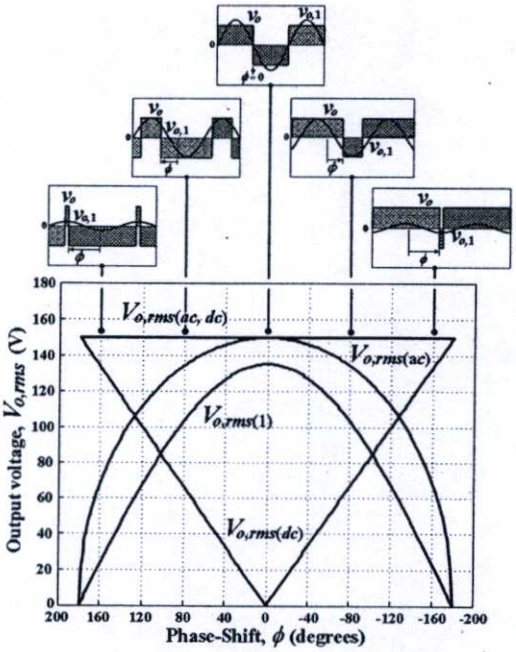


Fig. 8 Variation of various output voltages $V_{o,rms(ac,dc)}$, $V_{o,rms(dc)}$, $V_{o,rms(ac)}$ and $V_{o,rms(1)}$ vs phase-shift ϕ

These equations can also lead to the calculation of ac output power P_o, using the definition of P_o in (8). Fig. 9 shows the output voltage and current waveforms v_o, i_o with the phase difference angle of each harmonic. With phase-shift $\phi = +54°$ and $\phi = -54°$ there will be harmonic orders 1, 2, 3, 4, 5, . . . and with phase-shift $\phi = 0$ there will be harmonic orders 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 almost equal to $90°$, since the RLC equivalent circuit of the load now becomes equivalent to almost a pure inductive reactance and consequently can not generate

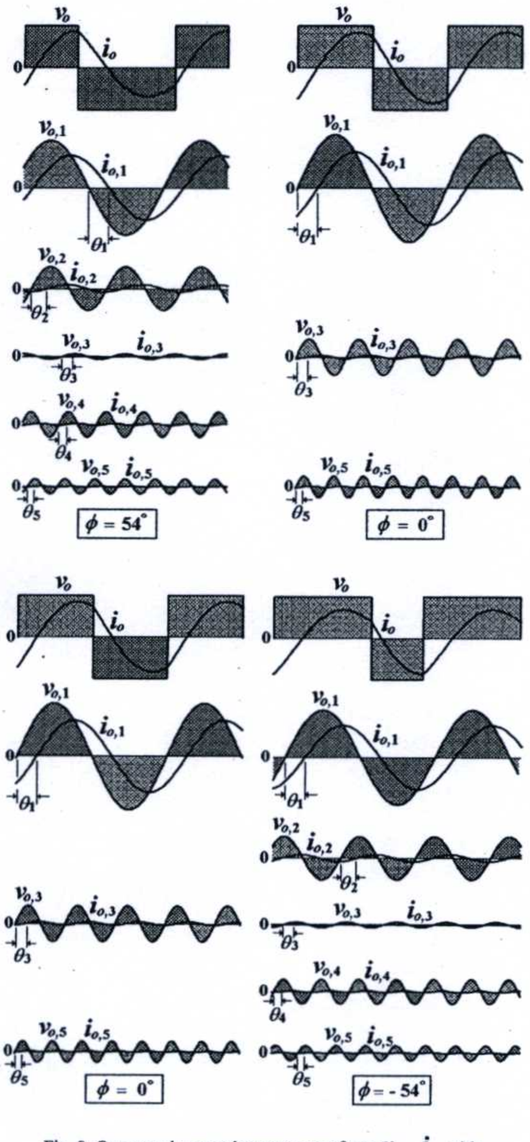


Fig. 9 Output voltage and current waveform v_o, i_o with the phase difference angle of each harmonic

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. 10 with each switching frequency held constant at 66 kHz, 67 kHz, 68 kHz, 69 kHz and 70 kHz, while changing the phase-shift ϕ starting from $0°$ to both the positive and negative directions. From the starting point of phase-shift ($\phi = 0°$) 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 ($\phi = 0°$) and switching frequency $f_s = 66$ kHz and also the waveforms v_o, i_o at the same zero phase-shift but at switching frequency $f_s = 70$ 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 70 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.

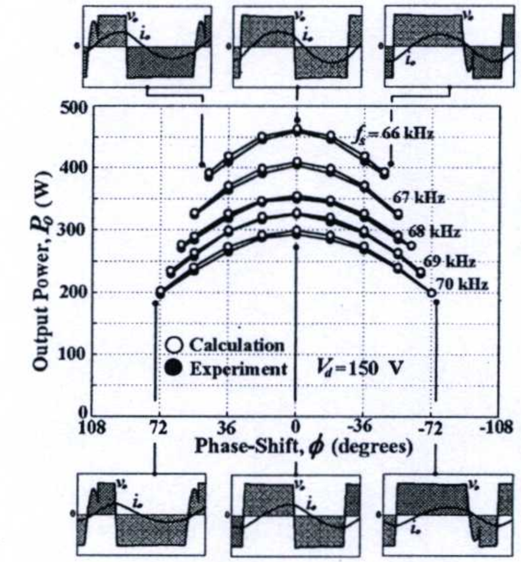


Fig. 10 AC output power P_o vs phase-shift ϕ at switching frequency f_s = 66 kHz, 67 kHz, 68 kHz, 69 kHz and 70 kHz

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. 11.

$$
\begin{aligned}
I_d = &\frac{V_d}{2\pi^2 Z_1}\left[\{2\sin(\pi-\phi)\}\right.\\
&\left.\times\{2\sin(\pi-\phi-\theta_1)-\sin(-\theta_1)-\sin(2\pi-\theta_1)\}\right]\\
&+\frac{V_d}{2\pi^2 Z_1}\left[\{2-2\cos(\pi-\phi)\}\right.\\
&\left.\times\{-2\cos(\pi-\phi-\theta_1)+\cos(-\theta_1)+\cos(2\pi-\theta_1)\}\right]\\
&+\frac{V_d}{2\times 2^2\pi^2 Z_2}\left[\{2\sin 2(\pi-\phi)\}\right.\\
&\left.\times\{2\sin(2\pi-2\phi-\theta_2)-\sin(-\theta_2)-\sin(2\times 2\pi-\theta_2)\}\right]\\
&+\frac{V_d}{2\times 2^2\pi^2 Z_2}\left[\{2-2\cos 2(\pi-\phi)\}\right.\\
&\left.\times\{-2\cos(2\pi-2\phi-\theta_2)+\cos(-\theta_2)+\cos(2\times 2\pi-\theta_2)\}\right]\\
&+\frac{V_d}{2\times 3^2\pi^2 Z_3}\left[\{2\sin 3(\pi-\phi)\}\right.\\
&\left.\times\{2\sin(3\pi-3\phi-\theta_3)-\sin(-\theta_3)-\sin(3\times 2\pi-\theta_3)\}\right]\\
&+\frac{V_d}{2\times 3^2\pi^2 Z_3}\left[\{2-2\cos 3(\pi-\phi)\}\right.\\
&\left.\times\{-2\cos(3\pi-3\phi-\theta_3)+\cos(-\theta_3)+\cos(3\times 2\pi-\theta_3)\}\right]+\cdots
\end{aligned}
\tag{9}
$$

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

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

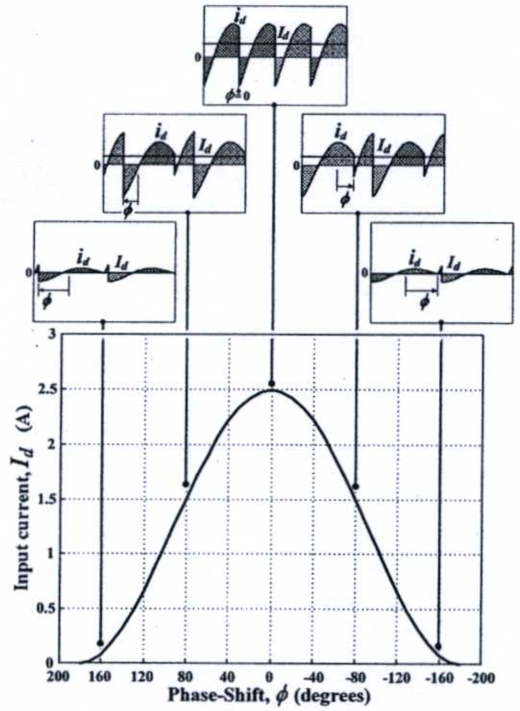


Fig. 11 Variation of dc input current I_d vs phase-shift ϕ at switching frequency $f_s = 68$ kHz

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. 12 with each switching frequency held constant at 66 kHz, 67 kHz, 68 kHz, 69 kHz and 70 kHz, during change of phase-shift ϕ from 0° to both the positive and negative directions. From the starting point of phase-shift ($\phi = 0°$) 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.

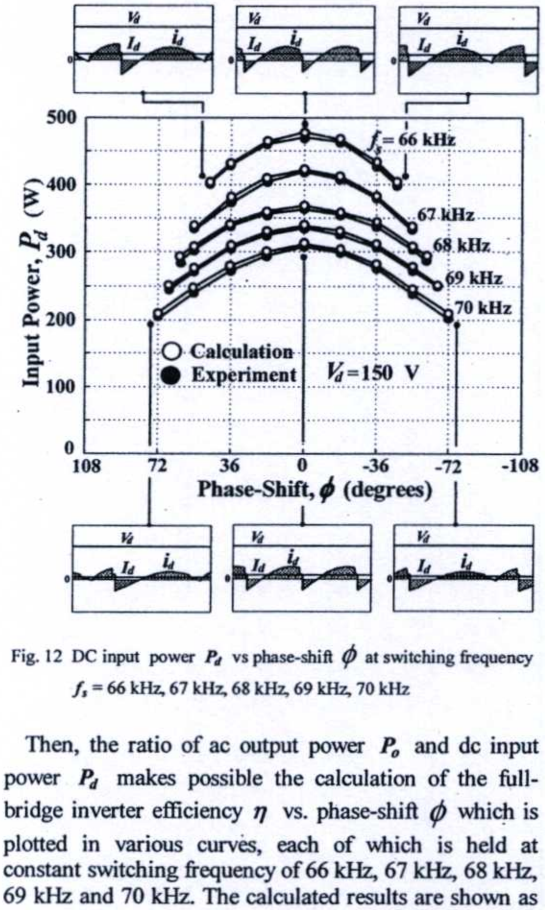


Fig. 12 DC input power P_d vs phase-shift ϕ at switching frequency f_s = 66 kHz, 67 kHz, 68 kHz, 69 kHz, 70 kHz

Then, the ratio of ac output power P_o and dc input power P_d makes possible the calculation of the full-bridge inverter efficiency η vs. phase-shift ϕ which is plotted in various curves, each of which is held at constant switching frequency of 66 kHz, 67 kHz, 68 kHz, 69 kHz and 70 kHz. The calculated results are shown as some examples in Figs. 13 and 14 for 66 kHz and 70 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 ϕ which is not constant but the control range will change according to the switching frequency ; that is, a wider control range of phase-shift ϕ will be obtained with a higher operating frequency.

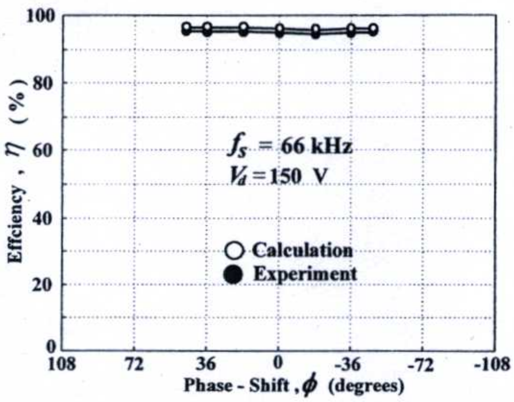


Fig. 13 Inverter efficiency vs phase-shift ϕ at switching frequency $f_S = 66$ kHz

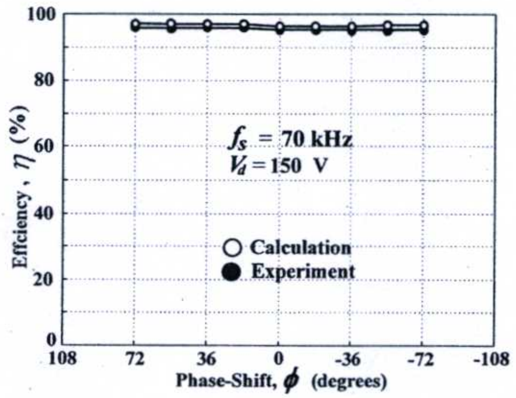


Fig. 14 Inverter efficiency vs phase-shift ϕ at switching frequency $f_S = 70$ kHz

V. Conclusion

The detailed analysis of circuit operation under ZVS and NON-ZVS switching conditions in a high-frequency full-bridge inverter for induction heating using asymmetrical phase-shift control has been already presented both theoretically and experimentally. There are four main important points to be concluded here as follows :

1. For the positive phase-shift control of output voltage v_o, the phase angle of fundamental output voltage $v_{o,1}$ always lead the front edge of square wave voltage v_o, which makes the zero-crossing of output current i_o move toward the front edge, where NON-ZVS operation may occur. For the negative phase-shift control, the fundamental output voltage $v_{o,1}$ always moves to the leading direction, which makes the zero-crossing of output current i_o move toward the tailing edge of square wave voltage v_o, where NON-ZVS operation may occur. For 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 occurrence 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 output voltage will be obtained at phase-shift $\phi = 0$ and when phase-shift angle ϕ is increased away from zero degree, the ac output voltage, current and power $V_{o,rms(ac)}$, $I_{o,rms}$, P_o and consequently the dc input current and power I_d, P_d will become decreasing symmetrically both in positive and negative phase-shift control.

3. In power control by phase-shift, the control range of phase-shift is limited by the occurrence of NON-ZVS operating condition for each operating frequency. 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.

4. Higher switching frequency 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 begins to be terminated.

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," *IEEJ Trans. IA.*, vol. 126, no. 5, pp. 560-567, May 2006.

[2] 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.

[3] 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.

[4] L. Grajales and F. C. Lee, "Control System Design and Small Signal Analysis of a Phase-Shift-Controlled Series-Resonant Inverter for Induction Heating," *Proc. IEEE Power Electronics Specialist Conf. (PESC)*, 1995, pp. 450-456.

[5] P. Viriya, and T. Thomas, "Power Transfer Characteristics of a Phase-shift Controlled ZVS Inverter for the Application of Induction Heating," *Proc. Int. Power Electron. Conf. (IPEC)*, 2000, pp.423-428.

[6] 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.

[7] 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.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ นามสกุล	นายยงยุทธ นาราษฎร์
วัน เดือน ปี เกิด	วันที่ 19 มีนาคม พ. ศ. 2512
ภูมิลำเนาเดิม	จังหวัดขอนแก่น
ที่อยู่ปัจจุบัน	159/99 หมู่ 6 ถ. เพชรเกษม ต. คลองใหม่ อ. สามพราน จ. นครปฐม 73110
สถานที่ทำงาน	ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ มหาวิทยาลัยสยาม กรุงเทพมหานคร
ประวัติการศึกษา	- ระดับปริญญาโท : วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต (วศ.ม.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2545 - ระดับปริญญาตรี : วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ.) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ปีการศึกษา 2534
งานวิจัยที่สนใจ	- อินเวอร์เตอร์สำหรับใช้ในงานให้ความร้อนด้วยการเหนี่ยวนำความถี่สูง (Inverter for High-Frequency Induction Heating) - อินเวอร์เตอร์สำหรับจ่ายโหลดเรโซแนนท์ความถี่สูง (High-Frequency Resonant Inverter)