

อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์แรงดันศูนย์ครึ่งคลื่นที่ไม่มีช่วงเวลา
เหลือของสัญญาณขับนำ



นาย วสุโรจน์ ศรีอุดมพร

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต


สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

ปีการศึกษา 2553

ลิขสิทธิ์ของจุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

A CURRENT-FED RESONANT INVERTER USING HALF-WAVE ZVS WITHOUT
OVERLAP TIME OF GATING SIGNALS



Mr. Wasuroj Sriudomporn

ศูนย์วิทยทรัพยากร
A Thesis Submitted in Partial Fulfillment of the Requirements
for the Degree of Master of Engineering Program in Electrical Engineering

Department of Electrical Engineering

Faculty of Engineering

Chulalongkorn University

Academic Year 2010

Copyright of Chulalongkorn University

หัวข้อวิทยานิพนธ์

อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์แรงดันศูนย์
ครั้งคลื่นที่ไม่มีช่วงเวลาเหลือของสัญญาณขับนำ

โดย

นาย วสุโรจน์ ศรีอุดมพร

สาขาวิชา

วิศวกรรมไฟฟ้า

อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก

รองศาสตราจารย์ ดร.ยุทธนา กุลวิทิต


คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย อนุมัติให้รับวิทยานิพนธ์ฉบับนี้เป็น
ส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาโทบริหารธุรกิจ


..... คณบดีคณะวิศวกรรมศาสตร์
(รองศาสตราจารย์ ดร.บุญสม เลิศหิรัญวงศ์)

คณะกรรมการสอบวิทยานิพนธ์


..... ประธานกรรมการ
(อาจารย์ ดร.สมบุญรณ์ แสงวงศ์วานิชย์)


..... อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก
(รองศาสตราจารย์ ดร.ยุทธนา กุลวิทิต)


..... กรรมการภายนอกมหาวิทยาลัย
(ผู้ช่วยศาสตราจารย์ ดร.ศิริโรจน์ ศิริสุขประเสริฐ)

วสุโรจน์ ศรีอุดมพร : อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์แรงดันศูนย์ครึ่งคลื่นที่ไม่มีช่วงเวลาเหลื่อมของสัญญาณขั้วนำ. (A CURRENT-FED RESONANT INVERTER USING HALF-WAVE ZVS WITHOUT OVERLAP TIME OF GATING SIGNALS) อ.ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก: รองศาสตราจารย์ ดร.ยุทธนา กุลวิฑิต, 76 หน้า.

จากการศึกษาวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสแบบกึ่งบริดจ์แบบตัดแปด มอสเฟตจำเป็นต้องทำงานแบบสวิตช์แรงดันศูนย์เพื่อลดการสูญเสียที่เกิดขึ้นจากการสวิตช์ ตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตถูกนำมาใช้เป็นตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ในวงจรไหลดและให้ มอสเฟตมีการทำงานแบบสวิตช์แรงดันศูนย์ การทำงานแบบสวิตช์แรงดันศูนย์ต้องการ สัญญาณขั้วนำที่มีช่วงเวลาหยุดนำกระแสของสวิตช์ที่เหมาะสมแทนการขั้วนำแบบที่มีเวลานำกระแสเหลื่อมกัน ตัวเก็บประจุในวงจรไหลดที่มีขนาดเล็กช่วยลดกำลังงานจินตภาพและเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังของวงจรไหลด การควบคุมกำลังออกทำโดยการควบคุมค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ และมีการศึกษาย่านการควบคุมกำลังออกโดยการแปรค่า ความต้านทานไหลด ค่ากำลังออกสูงสุดของวงจรถูกจำกัดโดยค่าสูงสุดของแรงดันและกระแสที่มอสเฟต ในขณะที่กำลังออกต่ำสุดถูกจำกัดด้วยการทำงานแบบสวิตช์แรงดันศูนย์ของ มอสเฟต ค่ากำลังงานที่มอสเฟตประกอบด้วยกำลังงานจริงและกำลังงานจินตภาพ มีเฉพาะ กำลังจริงเท่านั้นที่ทำให้เกิดการสูญเสียที่มอสเฟต วิทยานิพนธ์นี้ได้ทำการสร้างวงจร อินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสที่ความถี่การสวิตช์ 10 เมกกะเฮิรตซ์ กำลังงานออก 100 วัตต์ และมี ประสิทธิภาพสูงสุดเท่ากับ 80%

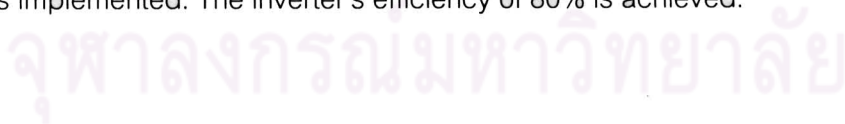
ภาควิชา วิศวกรรมไฟฟ้าลายมือชื่อ..... วสุโรจน์ ศรีอุดมพร
สาขาวิชา วิศวกรรมไฟฟ้าลายมือ.....ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์หลัก.....
ปีการศึกษา 2553

5070698021 : MAJOR ELECTRICAL ENGINEERING

KEYWORDS : CURRENT-FED RESONANT INVERTER / PARALLEL LOAD
RESONANT / PARASITIC CAPACITANCE / ZERO VOLTAGE SWITCH

WASUROJ SRIUDOMPORN : A CURRENT-FED RESONANT INVERTER
USING HALF-WAVE ZVS WITHOUT OVERLAP TIME OF GATING SIGNALS.
THESIS ADVISOR: ASSOC.PROF. YOUTHANA KULVITIT, Ph.D, 76 pp.

A modified current-fed half-bridge resonant inverter was investigated. Half-wave zero-voltage operation of the MOSFET is necessary to reduce switching loss. The MOSFETs' parasitic capacitors were used as resonant capacitors for both the load circuit and the zero-voltage switches. The minimum resonant capacitor minimizes the required reactive power and hence maximizes the load circuit power factor. The ZVS operation requires the gate-drive signals with appropriate dead-time instead of overlap time. The output power of the inverter is controlled through the dc input voltage. Output power control range as a function load resistance was studied. The maximum output power is limited by either maximum current or maximum voltage of the MOSFET, while the minimum output power is limited by the requirement of ZVS operation of the MOSFET. As the power flows into the MOSFET consists of both active power and reactive power, only active component is identified as the power loss of the MOSFET. A 100-watt 10-MHz current fed resonant inverter was implemented. The inverter's efficiency of 80% is achieved.



Department : ELECTRICAL ENGINEERING
Field of Study : ELECTRICAL ENGINEERING
Academic Year : 2010

Student's Signature วสุโรจ ศรีอุดมพร
Advisor's Signature Youthana Kulvitit

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วง ด้วยความช่วยเหลือและเอาใจใส่เป็นอย่างดีของ รศ.ดร.ยุทธนา กุลวิทิต อาจารย์ที่ปรึกษาวิทยานิพนธ์ ผู้ที่ให้คำแนะนำและความช่วยเหลือด้านต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อการทำวิจัยและการดำเนินชีวิต รวมทั้งอาจารย์สังกัดห้องปฏิบัติการวิจัย อิเล็กทรอนิกส์กำลังทุกท่านที่ได้ประสิทธิ์ประสาทวิชาความรู้ในด้านวิชาการตลอดเวลาที่ผ่านมา จึงขอกราบขอบพระคุณอย่างสูงไว้ ณ ที่นี้

ขอบคุณทางบริษัท ฮีทอินเตอร์เทรค จำกัด และบริษัท FITT Co., Ltd. ที่ช่วยสนับสนุนอุปกรณ์ที่ใช้ในการวิจัยบางส่วนที่สำคัญ สุดท้ายนี้ขอขอบพระคุณบิดา มารดา ญาติพี่น้อง และเพื่อนๆ ที่ช่วยสนับสนุนให้โอกาสด้านการศึกษา และคอยเป็นกำลังใจให้เสมอมา



ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อภาษาไทย.....	ง
บทคัดย่อภาษาอังกฤษ.....	จ
กิตติกรรมประกาศ.....	ฉ
สารบัญ.....	ช
สารบัญตาราง.....	ฅ
สารบัญภาพ.....	ญ
คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ.....	ฐ
บทที่	
1. บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	3
1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์.....	3
1.4 ขั้นตอนดำเนินงาน.....	4
1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ.....	4
2. ทฤษฎีและหลักการ.....	5
2.1 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส.....	5
2.1.1 ขีดจำกัดของโครงสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส.....	5
2.1.2 ขีดจำกัดของสวิตช์ไวงานที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ความถี่สูง.....	8
2.1.3 วงจรโหลด.....	10
2.2 องค์ประกอบวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง.....	12
2.2.1 มอสเฟตกำลัง (Power Mosfet).....	12
2.2.2 ตัวเหนี่ยวนำ (Inductor).....	15

บทที่	หน้า
3. การทำงานและการออกแบบวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์โร้โซแนนซ์แหล่งกระแส.....	22
3.1 การทำงานของวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์โร้โซแนนซ์แหล่งกระแส.....	22
3.2 การประมาณค่าตัวเก็บประจุ C_{oss} ของมอสเฟต.....	28
3.3 การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรถูกโหลด.....	33
3.4 ซัดจำกัดช่วงเวลาหยุดนำกระแสของมอสเฟต.....	34
3.5 แนวทางการควบคุมกำลังงานด้านออก.....	37
3.6 ขั้นตอนการออกแบบค่าอุปกรณ์ของวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์.....	38
3.6.1 ข้อกำหนดและซัดจำกัดในการออกแบบ.....	38
3.6.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ.....	41
4. การจำลองการทำงานและผลการทดลอง.....	44
4.1 ผลการจำลองการทำงาน.....	44
4.1.1 พฤติกรรมของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของโหลด.....	45
4.1.2 พฤติกรรมของวงจรมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันด้านเข้า.....	52
4.2 การควบคุมกำลังออกของวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์.....	57
4.3 ผลการทดลอง.....	60
4.3.1 ผลการวัดสัญญาณขั้วนำเกต.....	62
4.3.2 ผลการทดลองวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์ที่ค่าความต้านทานโหลดเปลี่ยนแปลง.....	63
4.3.3 ผลการทดลองวงจรรีเลย์อินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนขนาดแรงดันไฟตรงด้านเข้า.....	68
5. บทสรุปและข้อเสนอแนะ.....	71
5.1 สรุปผลการวิจัย.....	71
5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนางานวิจัย.....	73
รายการอ้างอิง.....	74
ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์.....	76

สารบัญตาราง

ตารางที่		หน้า
2.1	คุณสมบัติของแกนเฟอร์ไรต์ชนิด Mn-Zn และ Ni-Zn แต่ละชนิด.....	21
4.1	ค่าความต้านทานไหลดที่ใช้ในการจำลอง.....	45
4.2	เปรียบเทียบผลการคำนวณกับการจำลองที่ค่าความต้านทานไหลดต่างๆ.....	45
4.3	ค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าที่ใช้ในการจำลองที่ค่าความต้านทานไหลด $R = 323\Omega$	52
4.4	เปรียบเทียบผลการจำลองเมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดแรงดันไฟตรงด้านเข้าที่ $R=323\Omega$	56
4.5	ผลการจำลองวงจรเมื่อให้ค่าแรงดันด้านออกมีค่าสูงสุด.....	58
4.6	ผลการจำลองวงจรเมื่อลดกำลังออกต่ำสุดโดยไม่เกิดการขับนำที่ผิดจังหวะ.....	59
4.7	ผลการทดลองของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความต้านทานต่างๆ.....	65
4.8	ผลการคำนวณหาค่ากำลังงานสูญเสียที่มอสเฟต(M_1) จากการทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความต้านทานไหลดค่าต่างๆ.....	68
4.9	ผลการทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อลดขนาดแรงดันไฟตรงด้านเข้าที่ไหลด 323Ω	70

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญภาพ

รูปที่	หน้า
2.1 แสดงวงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แหล่งกระแส	
(ก) แบบวงจรเต็มบริดจ์ (Full-bridge).....	7
(ข) วงจรสมมูลในแต่ละครึ่งคาบของการทำงาน.....	7
2.2 แสดงวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส	
(ก) แบบกึ่งบริดจ์ (Half bridge).....	7
(ข) วงจรสมมูลในแต่ละครึ่งคาบของการทำงาน.....	7
2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่สวิตช์ทำงานในภาคแรงดันศูนย์แบบ ครึ่งคลื่น.....	8
2.4 วงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์แรงดันศูนย์เต็มคลื่น.....	9
2.5 วงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์แรงดันศูนย์ครึ่งคลื่น.....	9
2.6 วงจรสมมูลของโหลดเรโซแนนซ์แบบขนาน	
(ก) วงจรสมมูลสำหรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม.....	10
(ข) วงจรสมมูลเมื่อประมาณแหล่งกระแสที่ความถี่หลักมูล.....	10
2.7 คุณสมบัติทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน.....	12
2.8 มอสเฟตชนิดเอ็น	
(ก) โครงสร้างของมอสเฟตชนิดเอ็น.....	13
(ข) ตัวเก็บประจุแฝงภายในโครงสร้างของมอสเฟต.....	13
(ค) แบบจำลองของมอสเฟตชนิดเอ็น.....	13
2.9 กระแสที่ไหลผ่านตัวนำทำให้เกิดฟลักซ์ขึ้นรอบๆตัวนำ.....	16
2.10 กระแสไหลวนที่อยู่ตรงกลางตัวนำมีทิศทางตรงข้ามกับกระแสที่ไหลผ่าน กระแส ส่วนใหญ่ไหลที่ผิว.....	16
2.11 ระยะเวลาหน่วงของผิวนำกระแสของลวดตัวนำเมื่อเพิ่มความถี่.....	16

รูปที่	หน้า
2.12 การเกิด Proximity effect ของลวดตัวนำที่วางอยู่ใกล้กัน.....	17
2.13 ตัวอย่างการพันหม้อแปลงที่มีหลายชั้น และความหนาแน่นกระแสในแต่ละชั้น.....	18
2.14 วงรอบฮีสเตอรีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่ความถี่ต่างๆ.....	20
2.15 กระแสวนที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์เนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็ก.....	20
2.16 กราฟเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮีสเตอรีซิสและกระแสวนของเฟอร์ไรต์เมื่อที่ความถี่ต่างๆ.....	20
3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ทำงานที่ความถี่ 10 เมกะเฮิรตซ์ ที่ใช้ตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตแทนตัวเก็บประจุของวงจรโหลด.....	23
3.2 รูปลักษณะของวงจรอินเวอร์เตอร์ในช่วงเวลาต่างๆ.....	25
3.3 รูปคลื่นของแรงดัน และกระแสที่จุดต่างๆของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส.....	26
3.4 วงจรสมมูลของวงจรโหลดเรโซแนนซ์กับตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตที่สภาวะสวิตช์ในช่วงเวลาต่างๆ.....	29
3.5 ค่าของตัวเก็บประจุแฝงในช่วงเวลาต่างๆที่วงจรโหลดมองเห็น.....	30
3.6 ผลการจำลองวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ เพื่อค่าประจุที่ใช้ในการเพิ่มแรงดันและลดแรงดัน V_{DS} ของตัวเก็บประจุแฝง C_{oss1}	31
3.7 โนตเดรนของวงจรอินเวอร์เตอร์(เฉพาะที่ M_1).....	36
3.8 รูปคลื่นในช่วงระยะเวลาหยุดนำกระแสของมอสเฟต.....	37
3.9 รูปคลื่นกระแส I_{S1} , I_{S2} จากผลการทดลองในกรณีที่ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้มีค่า SRF น้อยกว่าความถี่การสวิตช์.....	41
4.1 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้ในการจำลอง.....	44
4.2 ผลการจำลองเมื่อความต้านทานโหลด $R = 200 \Omega$, $V_s = 89V$	46
4.3 ผลการจำลองเมื่อความต้านทานโหลด $R = 323 \Omega$, $V_s = 89V$	47
4.4 ผลการจำลองเมื่อความต้านทานโหลด $R = 600 \Omega$, $V_s = 89V$	48

รูปที่	หน้า
4.5 ผลการจำลองเมื่อความต้านทานโหลด $R = 900 \Omega$, $V_S = 89V$	49
4.6 ผลการจำลองเปรียบเทียบแรงดัน v_{DS} ที่ค่าความต้านทานโหลดต่างๆ.....	51
4.7 ผลการจำลองที่ความต้านทานโหลด $R = 323 \Omega$ และ $V_S = 150V$	53
4.8 ผลการจำลองที่ความต้านทานโหลด $R = 323 \Omega$ และ $V_S = 61V$	54
4.9 ผลการจำลองที่ความต้านทานโหลด $R = 323 \Omega$ และ $V_S = 45V$	55
4.10 ผลการจำลองย่านการควบคุมกำลังออกของวงจรมอเตอร์.....	59
4.11 วงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสและวงจรถูกเนตสัญญาณขับนำ.....	61
4.12 รูปคลื่นแรงดัน $V_{GS1,2}$, $V_{DS1,2}$ และ V_{OUT} ที่ความต้านทานโหลด 323Ω	62
4.13 วงจรมอเตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ทดลองสร้าง.....	63
4.14 รูปคลื่นผลการทดลองที่ค่าความต้านทานโหลด 323Ω และ $V_S = 89V$	64
4.15 รูปคลื่นผลการทดลองที่ค่าความต้านทานโหลด 600Ω และ $V_S = 89V$	64
4.16 รูปคลื่นผลการทดลองที่ค่าความต้านทานโหลด 900Ω และ $V_S = 89V$	65
4.17 รูปคลื่นจากออสซิลโลสโคปของการทดลองที่ความต้านทานโหลด 323Ω , $V_S = 89V$	66
4.18 รูปคลื่นจากออสซิลโลสโคปของการทดลองที่ความต้านทานโหลด 600Ω , $V_S = 89V$	66
4.19 รูปคลื่นจากออสซิลโลสโคปของการทดลองที่ความต้านทานโหลด 900Ω , $V_S = 89V$	66
4.20 ผลการทดลองวงจรมอเตอร์ที่ความต้านทานโหลด $R=323,600$ และ 900Ω รูปคลื่น switching- trajectory และค่าพลังงานการสูญเสียที่มอสเฟต.....	67
4.21 รูปคลื่นผลการทดลองเมื่อลดค่ากำลังด้านออกที่ค่าความต้านทานโหลด 323Ω	69

คำอธิบายสัญลักษณ์และคำย่อ

i_L	คือ กระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรถอด
i_S	คือกระแสในตัวเหนี่ยวนำของวงจรถอดจ่ายกระแสตรงหรือกระแสต้านเข้าของอินเวอร์เตอร์
i_G	คือ กระแสผ่านขา Gate ของ MOSFET
i_D	คือ กระแสผ่านขา Drain ของ MOSFET
i_{CH}	คือ กระแสผ่าน Channel ของ MOSFET
i_B	คือ กระแสผ่าน Body ของ MOSFET
i_{GD}	คือ กระแสผ่านขา Gate ไปยัง Drain ของ MOSFET
i_{GS}	คือ กระแสผ่านขา Gate ไปยัง Source ของ MOSFET
i_{OUT}	คือ กระแสต้านออกของอินเวอร์เตอร์
i_R	คือ กระแสผ่านตัวต้านทานโหลด
v_{OUT}	คือ แรงดันออกของอินเวอร์เตอร์
v_{SIG}	คือ แรงดันออกของวงจรถอดหรือวงจรถับนำ
v_{GS}	คือ แรงดันระหว่างขา Gate กับ Source ของ MOSFET
v_{GD}	คือ แรงดันระหว่างขา Gate กับ Drain ของ MOSFET
v_{DS}	คือ แรงดันระหว่างขา Drain กับ Source ของ MOSFET
V_S	คือ แรงดันไฟตรงด้านเข้าของวงจรถอดอินเวอร์เตอร์
V_{TH}	คือ แรงดัน Threshold ของ MOSFET
C_{GS}	คือ ตัวเก็บประจุภายในระหว่างขา Gate กับ Source ของ MOSFET
C_{GD}	คือ ตัวเก็บประจุภายในระหว่างขา Gate กับ Drain ของ MOSFET
C_{DS}	คือ ตัวเก็บประจุภายในระหว่างขา Drain กับ Source ของ MOSFET
C_{OSS}	คือ ตัวเก็บประจุแผ่นต้านออกของ MOSFET
C_{eff}	คือ ตัวเก็บประจุประสิทธิผล(Effective capacitance)ที่กำลังออกพิกัด
Q_{OSS}	คือ ค่าประจุของตัวเก็บประจุแผ่นของ MOSFET
PB	คือ ค่าแรงดันของรอยต่อ Bulk ของ MOSFET
MJ	คือ ค่าBulk bottom grading coefficient ของ MOSFET
E_{mos}	คือ ค่าพลังงานที่เกิดขึ้นที่ MOSFET
P_{mos}	คือ ค่ากำลังการสูญเสียที่ MOSFET

L	คือ ค่าความเหนี่ยวนำของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์
Q_p	คือ ตัวประกอบคุณภาพโหลดขนาน
T_s	คือ $1/f$ หรือคาบการสวิตช์
Y_T	คือ แอดมิตแตนซ์ของวงจรโหลดเรโซแนนซ์แบบขนาน
Z_o	คือ อิมพีแดนซ์คุณลักษณะของวงจรอินเวอร์เตอร์
ω_s	คือ ความถี่การสวิตช์
ω_0	คือ ความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์
ω_n	คือ ความถี่ปัสถาน
A	คือ พื้นที่หน้าตัดของแกนหม้อแปลง
B	คือ ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก
H	คือ ความเข้มสนามแม่เหล็ก
f_s	คือ ความถี่การสวิตช์
l_m	คือ ความยาวของแกนหม้อแปลง
μ_r	คือ ค่าความซาบซึมแม่เหล็กสัมพัทธ์
ϕ_m	คือ ฟลักซ์แม่เหล็กของหม้อแปลง

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความเป็นมาของงานวิจัย

การประยุกต์ใช้อินเวอร์เตอร์ความถี่สูงมีมากขึ้นในปัจจุบันเช่นในการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำ [1-3] บัลลาสต์อิเล็กทรอนิกส์ [4-5] เครื่องกำเนิดไอโซน [6-7] แหล่งจ่ายกำลังสำหรับอัลตราโซนิกมอเตอร์ [8] เครื่องส่งพลังงานแบบไร้สาย [9-10] เครื่องจั๊ตไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัดทางการแพทย์ [11] อินเวอร์เตอร์ที่ใช้แหล่งกระแสได้รับความนิยมมากขึ้นเรื่อยๆ เนื่องจากมีคุณสมบัติที่เหมาะสมกับงานที่มีลักษณะเฉพาะเช่น สามารถดัดวงจรได้ [2] วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ที่ใช้แหล่งกระแสจะมีโครงสร้างเป็นแบบพุก-พูล แบบบริดจ์ และแบบกึ่งบริดจ์ ข้อดีของโครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสแบบพุก-พูล คือใช้แหล่งจ่ายกระแสเพียงแหล่งเดียวและมอสเฟตต่อเข้ากับขั้วร่วมทำให้มีการขับนำที่ง่าย แต่อย่างไรก็ตามการใช้หม้อแปลงเพื่อทำให้เกิดกระแสช็อบกและลบที่ด้านวงจรโหลดทำให้มีปัญหาของการแวงของแรงดันคร่อมมอสเฟตจากการออกแบบตัวหม้อแปลงที่จะส่งผ่านกำลังงานได้สูงสุดจากปฐมภูมิไปยังทุติยภูมิ โครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบบริดจ์ถึงแม้จะไม่ต้องการหม้อแปลงที่ช่วยจ่ายกระแส แต่การใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์ไวงานถึง 4 ตัวทำให้การสูญเสียมีค่าเพิ่มขึ้น อีกทั้งการขับนำมอสเฟตที่อยู่ด้านบนของกึ่งสวิตช์ทำได้ยากเนื่องจากมอสเฟตไม่ได้ต่อเข้ากับขั้วร่วม ซึ่งจะต้องใช้วงจรขับนำที่มีการแยกโดดกันระหว่างตัวขับนำกับแหล่งกำเนิดสัญญาณ โดยวงจรที่ใช้อาจจะใช้เทคนิคแยกโดดด้วยหม้อแปลงขับนำ การแยกโดดทางแสงร่วมกับการแยกโดดทางแหล่งจ่ายทำให้จะต้องใช้แหล่งจ่ายสำหรับขับนำเพิ่มขึ้นอย่างน้อย 3 ชุด, หรือใช้วงจรยกระดับสัญญาณ (Boost strap) ส่วนโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์นั้นจะต้องใช้แหล่งจ่ายกระแสถึง 2 แหล่งซึ่งอาจเกิดปัญหาของขนาดกระแสทั้งสองแหล่งมีค่าไม่เท่ากัน ส่วนการขับนำทำได้ง่ายเพราะมอสเฟตต่อเข้ากับขั้วร่วม และการใช้มอสเฟตเพียง 2 ตัวทำให้การสูญเสียเกิดขึ้นไม่มาก

ข้อจำกัดที่สำคัญอีกอย่างหนึ่งของอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงคือกำลังสูญเสียจากการสวิตช์ (switching loss) ดังนั้นสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงจะเป็นสวิตช์เรโซแนนซ์ซึ่งมีกำลังสูญเสียต่ำ สวิตช์เรโซแนนซ์แบ่งเป็นสวิตช์เรโซแนนซ์ภาคกระแสศูนย์และภาคแรงดันศูนย์ การ

ทำงานของสวิตช์เรโซแนนซ์ภาคกระแสศูนย์มีข้อดีในการหยุดนำกระแส ที่กระแสผ่านสวิตช์ไวงานเท่ากับศูนย์ แต่ในขณะที่เริ่มขับนำสวิตช์ ที่สวิตช์ไวงานจะมีแรงดันตกคร่อมไม่เป็นศูนย์ทำให้มีการคายประจุของตัวเก็บประจุแฝงเป็นการสูญเสียในสวิตช์เท่ากับพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟต ส่วนการทำงานของสวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์มีข้อดีในการเริ่มนำกระแสของสวิตช์ไวงานที่มีแรงดันคร่อมเท่ากับศูนย์ ทำให้ไม่มีปัญหาการคายประจุในขณะที่เริ่มขับนำ ดังนั้นการสวิตช์ที่ความถี่สูงสวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์จึงมีความเหมาะสมเนื่องจากไม่มีการคายประจุในขณะที่เริ่มขับนำสวิตช์

สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์แบบเต็มคลื่นของอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแส ที่ใช้กิ่ง-สวิตช์ที่เป็นมอสเฟตอนุกรมกับไดโอด โดยอาศัยการกลับทิศของแรงดันโหนดเพื่อทำให้แรงดันคร่อมสวิตช์ลดลงเป็นศูนย์ อย่างไรก็ตามตัวเก็บประจุแฝงของสวิตช์ไวงานไม่สามารถคายประจุผ่านไดโอดที่ต่ออนุกรมกับสวิตช์ไวงานได้เนื่องจากเป็นการไบแอสย้อนกลับ ดังนั้นการเริ่มขับนำสวิตช์แต่ละครั้งจึงต้องมีการคายประจุของตัวเก็บประจุแฝงของสวิตช์ ทำให้เกิดการสูญเสียในสวิตช์เท่ากับพลังงานที่เก็บสะสมในตัวเก็บประจุแฝง[3] ส่วนสวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์แบบครึ่งคลื่นที่ไม่มีปัญหาประจุค้างในตัวเก็บประจุแฝง แต่แรงดันออกจะมีความเพี้ยนในช่วงแรงดันออกผ่านศูนย์ที่ขึ้นกับความแตกต่างของเวลาที่กระแสและแรงดันไหลผ่านศูนย์ และเวลานำกระแสเหลือมกันของสวิตช์ ดังนั้นการออกแบบการขับนำสวิตช์ให้เหมาะสมกับวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสจะช่วยทำให้แรงดันด้านออกมีลักษณะสัญญาณใกล้เคียงไซน์มากขึ้น สามารถเพิ่มความถี่การสวิตช์ และช่วยลดการสูญเสียของสวิตช์ได้

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์แรงดันศูนย์ครึ่งคลื่นโดยใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์ไวงาน ที่มีความถี่การสวิตช์เท่ากับ 10 เมกะเฮิรตซ์ ปัญหาของ ความถี่การสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ในระดับนี้ ถูกจำกัดอยู่ที่ค่าตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตที่เลือกใช้ ดังนั้นถ้าต้องการทำงานที่ความถี่การสวิตช์มีค่าสูงมากๆจะต้องเลือกใช้มอสเฟตที่มีค่าตัวเก็บประจุแฝงต่ำเช่นมอสเฟตชนิด CoolMos เป็นต้น ที่ความถี่การสวิตช์ในระดับนี้ทำให้ขนาดของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในวงจรไหลดมีขนาดเล็กจนทำให้สามารถใช้ตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตเป็นตัวเก็บประจุของวงจรไหลดได้ การลดขนาดของตัวเก็บประจุที่ของวงจรไหลดเรโซแนนซ์ทำให้ช่วยเพิ่มค่าตัวประกอบกำลังของวงจรไหลด ขนาดของกระแสที่ไหล

อยู่ในวงจรเรโซแนนซ์มีค่าลดลง ทำให้สามารถลดขนาดของแกนเฟอร์ไรต์ที่ใช้พันเป็นตัวเหนี่ยวนำในวงจรไหลด เนื่องจากค่าของตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตที่ใช้เป็นตัวเก็บประจุในวงจรไหลดเรโซแนนซ์มีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันที่ตกคร่อม และจังหวะเวลาในการสวิตช์ของมอสเฟต การออกแบบค่าอุปกรณ์ของวงจรไหลดจะใช้วิธีการประมาณค่าตัวเก็บประจุนี้ให้มีค่าคงที่ที่กำลังออกที่พิกัด และทำการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำในวงจรไหลดโดยอาศัยการประมาณสัญญาณที่มีความถี่หลักมูล (Fundamental frequency approximation) เนื่องจากกำลังงานที่เกิดขึ้นที่มอสเฟตประกอบไปด้วยกำลังจริงและกำลังจินตภาพ การหาค่ากำลังสูญเสียในมอสเฟตจะใช้วิธีหาผลต่างของค่าเฉลี่ยพลังงานที่มอสเฟตต่อคาบการสวิตช์ ดังนั้นกำลังสูญเสียที่ได้นี้เป็นกำลังสูญเสียที่รวมทั้งกำลังสูญเสียจากการนำกระแสและกำลังสูญเสียจากสวิตช์ รวมทั้งได้นำเสนอผลการจำลองหาขอบเขตย่านการทำงานของอินเวอร์เตอร์ นำไปสู่ความเข้าใจในการทำงาน ชี้ดจำกัดของย่านการทำงาน และสามารถออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่มีความถี่การสวิตช์ในระดับเมกะเฮิรตซ์อย่างเป็นระบบได้

1.2 วัตถุประสงค์

1. ศึกษาหาวิธีการเพิ่มความถี่ของเครื่องกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสเป็นแหล่งกำลัง
2. มีแนวทางในการออกแบบอย่างเป็นขั้นตอน และอธิบายการควบคุมกำลังออกของวงจรอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสที่ทำงานที่ความถี่ระดับเมกะเฮิรตซ์ ได้
3. สามารถสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ทำงานที่ความถี่ระดับเมกะเฮิรตซ์ ได้

1.3 ขอบเขตของวิทยานิพนธ์

1. ศึกษาวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสในรูปแบบต่างๆ ที่เหมาะสมกับการทำงานที่ความถี่สูง
2. สามารถอธิบายการทำงาน การออกแบบ ชี้ดจำกัดและแนวทางการควบคุมกำลังงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ทำงานที่ความถี่ระดับเมกะเฮิรตซ์

3. ออกแบบและสร้างอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสทำงานที่ความถี่การสวิตช์ในระดับเมกะเฮิรตซ์ และมีกำลังออกเท่ากับ 100 วัตต์ ที่โหลดพิกัด

1.4 ขั้นตอนดำเนินงาน

1. ศึกษารูปแบบโครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสในรูปแบบต่างๆ และพิจารณาเลือกรูปแบบโครงสร้างที่เหมาะสมกับการทำงานที่ความถี่สูง
2. ศึกษาการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสในรูปแบบที่ได้เลือกตามเงื่อนไขที่กำหนด พร้อมทั้งหาวิธีในการเพิ่มความถี่การสวิตช์ของวงจรให้สามารถทำงานได้ที่ระดับเมกะเฮิรตซ์
3. ทำการจำลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสตามที่ได้ศึกษาไว้
4. ศึกษาขีดจำกัดของอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์ เพื่อนำไปใช้ในการออกแบบ
5. ออกแบบและสร้างวงจรถูกเน็ดสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสตามเงื่อนไขที่กำหนดไว้
6. เปรียบเทียบผลการทดลองกับผลการจำลองที่ได้
7. เขียนวิทยานิพนธ์

1.5 ประโยชน์ที่คาดว่าจะได้รับ

1. เข้าใจถึงพฤติกรรมของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส สามารถบอกขีดจำกัดของการทำงาน และวิธีการควบคุมกำลังออกของวงจรได้
2. นำตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตมาใช้ประโยชน์กับวงจรอินเวอร์เตอร์
3. เข้าใจถึงขีดจำกัดและแนวทางการเลือกใช้อุปกรณ์ต่างๆ ที่เป็นส่วนประกอบของวงจรอินเวอร์เตอร์
4. สามารถสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ที่ทำงานที่ความถี่ในระดับเมกะเฮิรตซ์ ได้จริง
5. มีแนวทางในการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสให้มีคุณสมบัติตามต้องการได้

บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการ

บทนำ

จากวัตถุประสงค์ที่ต้องการออกแบบวงจรกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงในระดับเมกะเฮิรตซ์ โดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส จึงจำเป็นต้องศึกษาขีดจำกัดต่างๆ เพื่อเลือกโครงสร้างวงจร ลักษณะการทำงานของสวิตช์ วัสดุและอุปกรณ์ ที่เหมาะสมสำหรับการทำงานในย่านความถี่สูงที่ ในบทนี้จะเปรียบเทียบการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสโครงสร้างบริดจ์และกึ่งบริดจ์สำหรับการทำงานที่ความถี่สูงเมื่อคำนึงถึงตัวเก็บประจุ-แผ่นของมอสเฟตที่ใช้เป็นสวิตช์ไวงาน คุณสมบัติของของตัวเก็บประจุแผ่นภายในมอสเฟต ผลของการนำกระแสที่ผิวของลวดตัวนำ (skin effect) และผลของการเรียงซ้อนกันของขดลวด (proximity effect) ต่อกำลังสูญเสียในลวดตัวนำของตัวเหนี่ยวนำที่ทำงานที่ความถี่สูง ตลอดจนข้อจำกัดของการเลือกใช้แกนแม่เหล็กของตัวเหนี่ยวนำที่ทำงานที่ความถี่ 10 MHz

2.1 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส

การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ในย่านความถี่สูงระดับ 10 MHz จะถูกจำกัดด้วยตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำแผ่นของอุปกรณ์และลักษณะของวงจร ทั้งในแง่ของอัตราการเปลี่ยนแปลงของแรงดันและกระแสของวงจร รวมทั้งกำลังสูญเสียจากการเปลี่ยนสถานะของสวิตช์ การใช้เทคนิคการเรโซแนนซ์ ในการลดกำลังสูญเสียของการสวิตช์เป็นสิ่งที่เลี่ยงไม่ได้ในย่านความถี่นี้ ในหัวข้อนี้จะพิจารณาการทำงานวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์โครงสร้างบริดจ์และลักษณะการทำงานของสวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ที่เหมาะสมสำหรับการทำงานในย่านความถี่ 10 MHz

2.1.1. ขีดจำกัดของโครงสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส

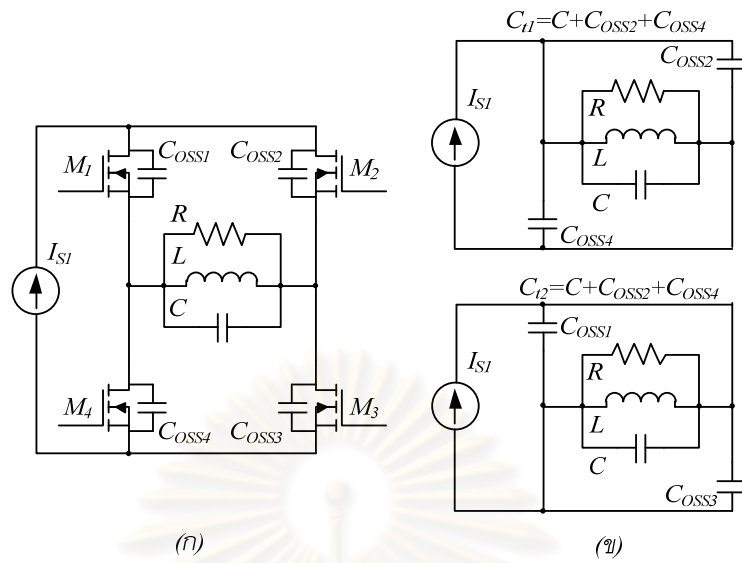
เมื่อวงจรอินเวอร์เตอร์ทำงานที่ความถี่สูงขึ้นขนาดของตัวอุปกรณ์ ของวงจรไหลดเช่น ตัวเก็บประจุ และตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเล็กลง สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่มีไหลดเป็นวงจรขนาน การเพิ่มความถี่การสวิตช์ให้มีค่าสูงขึ้นจะให้ขนาดของตัวเก็บประจุของวงจรไหลดเล็กลงจนมีขนาดใกล้เคียงกับขนาดของตัวเก็บประจุแผ่นในมอสเฟต ทำให้การเพิ่มความถี่ถูก

จำกัดด้วยตัวเก็บประจุแฝงของสวิตช์ การพิจารณาเลือกโครงสร้างของวงจรมอสเฟตอินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสจึงต้องคำนึงถึงข้อจำกัดดังกล่าว

วงจรมอสเฟตอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ในรูปที่ 2.1 (ก) เป็นวงจรมอสเฟตอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสแบบวงจรมอสเฟตอินเวอร์เตอร์ ประกอบด้วยแหล่งกระแสและมอสเฟตจำนวน 4 ตัว มอสเฟตในวงจรมอสเฟตอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์จะสลับกันนำกระแสเป็นคู่ ระหว่างมอสเฟตเลขคู่ (M_1, M_3) กับมอสเฟตเลขคี่ (M_2, M_4) ขณะที่มอสเฟตเลขคี่นำกระแสจะมีวงจรมอสเฟตในรูปที่ 2.1(ข) รูปบน และในขณะที่มอสเฟตเลขคี่นำกระแสจะมีวงจรมอสเฟตในรูปที่ 2.1(ข) รูปล่าง จากวงจรมอสเฟตทั้งสองรูปนั้นเห็นได้ว่าในขณะที่มอสเฟตคู่หนึ่งนำกระแส ตัวเก็บประจุแฝง (C_{oss}) ของมอสเฟตคู่ที่ไม่ได้นำกระแสจะต่อขนานเข้ากับตัวเก็บประจุของวงจรมอสเฟตทำให้ค่าตัวเก็บประจุของวงจรมอสเฟตมีค่าเพิ่มขึ้นจากการสวิตช์แต่ละครั้งเท่ากับ $C(t) = C + 2C_{oss}$

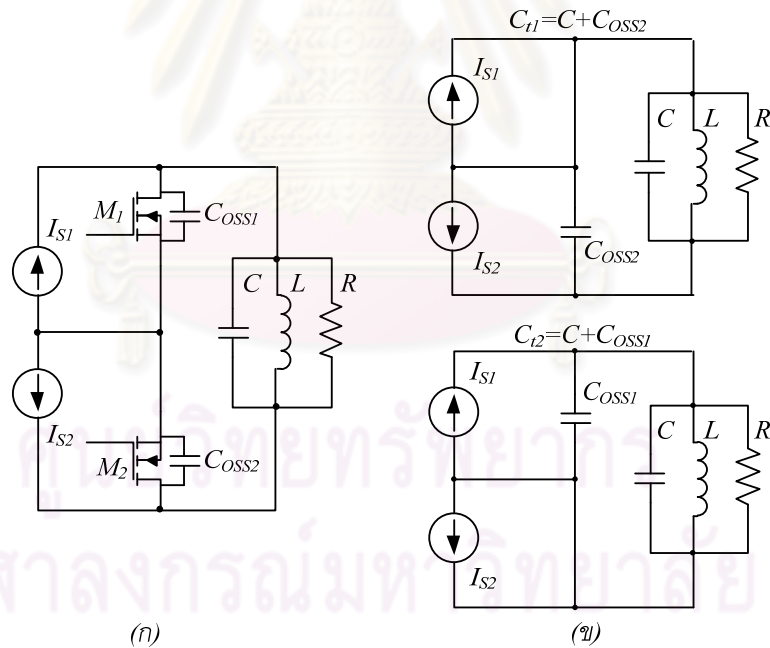
วงจรมอสเฟตอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบกึ่งบริดจ์ที่ใช้มอสเฟตเพียง 2 ตัว แต่ต้องใช้แหล่งกระแส 2 แหล่ง ดังในรูป 2.2 (ก) แม้วงจรมอสเฟตอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสแบบกึ่งบริดจ์ จะมีข้อดีอยู่ที่ต้องการแหล่งจ่ายกระแสถึงสองแหล่ง แต่มีข้อดีที่ชั่วชอสของมอสเฟตทั้ง 2 ต่อรวมกันและต่อกับชั่วร่วมของแหล่งกระแส ทำให้ง่ายต่อการขับนำสวิตช์ มอสเฟตจะสลับกันนำกระแส โดยมีวงจรมอสเฟตในแต่ละครึ่งคาบดังรูปที่ 2.2 (ข) จากวงจรมอสเฟตจะเห็นว่าขณะที่มอสเฟตตัวหนึ่งนำกระแสอยู่ จะทำให้ตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตตัวที่ไม่นำกระแสต่อขนานกับตัวเก็บประจุของวงจรมอสเฟตทำให้ค่าตัวเก็บประจุของวงจรมอสเฟตมีค่าเพิ่มขึ้น โดยมีค่าเท่ากับ $C(t) = C + C_{oss}$

จากการเปรียบเทียบโครงสร้างของวงจรมอสเฟตอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสทั้งสองแบบ เห็นได้ว่าโครงสร้างแบบกึ่งบริดจ์สามารถทำงานที่ความถี่สูงกว่าวงจรมอสเฟตแบบเต็มบริดจ์ เนื่องจากผลรวมของตัวเก็บประจุแฝงกับตัวเก็บประจุที่วงจรมอสเฟตมีค่าน้อยกว่า และการที่มอสเฟตทั้งสองมีชั่วชอสต่อรวมกันและต่อกับชั่วร่วมของแหล่งกระแสทำให้ง่ายต่อการขับนำสวิตช์



รูปที่ 2.1 วงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แหล่งกระแส (ก) แบบวงจรถัดมบริดจ์ (Full-bridge)

(ข) วงจรสมมูลในแต่ละครึ่งคาบของการทำงาน

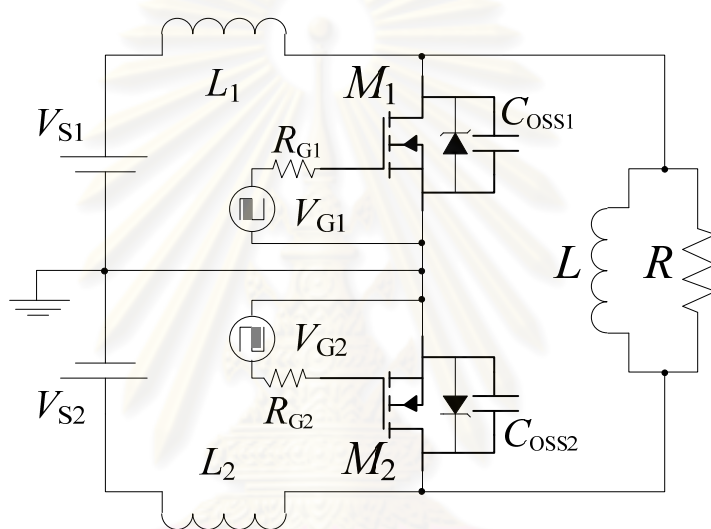


รูปที่ 2.2 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส (ก) แบบกึ่งบริดจ์ (Half bridge) และ

(ข) วงจรสมมูลในแต่ละครึ่งคาบของการทำงาน

วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่มีโหลดเป็นวงจรแบบขนาน เมื่อทำงานที่ความถี่การสวิตช์เท่ากับ 10 MHz ตัวเก็บประจุของวงจรโหลดจะมีขนาดใกล้เคียงกับตัวเก็บประจุ

แผงของมอสเฟต (C_{oss}) จะสามารถใช้ตัวเก็บประจุแผงทำหน้าที่เป็นตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ของ วงจรโหลดที่ทำให้แรงดันคร่อมมอสเฟตลดลงเป็นศูนย์ก่อนการเริ่มนำกระแส ซึ่งเป็นการทำงาน ของสวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์โดยไม่ต้องใช้กำลังจินตภาพ(Reactive power)เพิ่มเติมใน การทำให้มอสเฟตทำงานเป็นสวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์ ซึ่งช่วยในการลดตัวเก็บประจุและ พิกัดกำลังของตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด ได้วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่สวิตช์ ทำงานในภาคแรงดันศูนย์แบบครึ่งคลื่นดังในรูปที่ 2.3



รูปที่ 2.3 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่สวิตช์ทำงานในภาคแรงดันศูนย์แบบครึ่งคลื่น

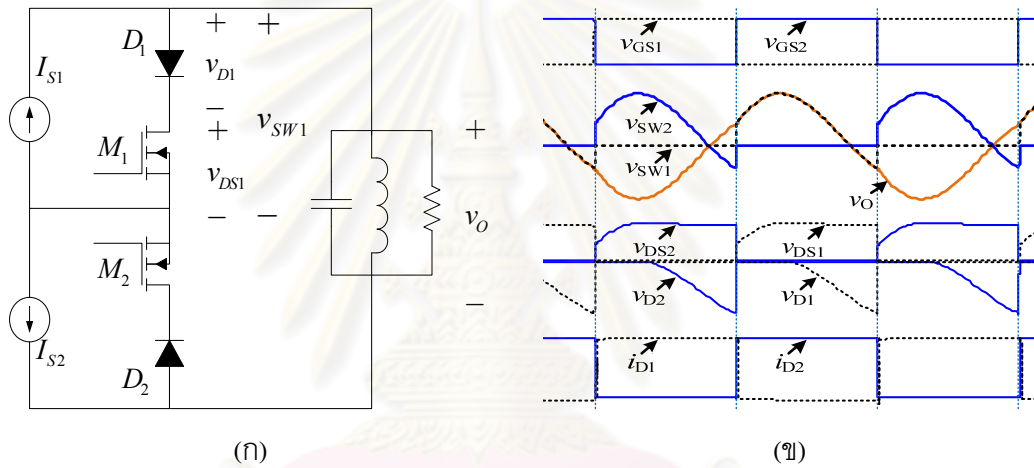
2.1.2. ข้อจำกัดของสวิตช์ไวงานที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ความถี่สูง

สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสอาจเป็น สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์แบบเต็มคลื่น(Full-wave zero voltage switch) หรือสวิตช์ สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์แบบครึ่งคลื่น(Half-wave zero voltage switch) ในหัวข้อนี้จะ อธิบายการทำงานและศึกษาความเหมาะสมของสวิตช์เรโซแนนซ์ดังกล่าวข้างต้นสำหรับการ ทำงานที่ความถี่สูง

สวิตช์แรงดันศูนย์เต็มคลื่น(Full-wave zero voltage switch) รูปที่ 2.4(ก) แสดงรูป วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์แบบเต็มคลื่น สวิตช์ แรงดันศูนย์แบบเต็มคลื่น กิ่งสวิตช์ประกอบไปด้วยมอสเฟตที่ต่ออนุกรมกับไดโอดเพื่อให้สามารถ รับแรงดันลบได้ ลักษณะของแรงดันคร่อมกิ่งสวิตช์ v_{sw} จะมีลักษณะดังในรูปที่ 2.4(ข) การต่อ

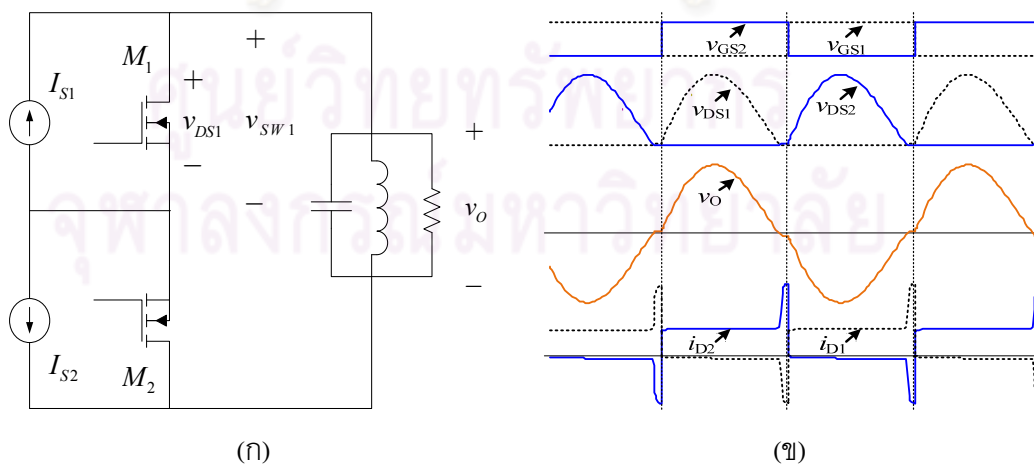
ไดโอดในลักษณะดังกล่าวจะทำให้สวิตช์นำกระแสได้ทางเดียว ทำให้ไม่สามารถคายประจุที่สะสมในตัวเก็บประจุแฝง C_{oss} ในช่วงที่สวิตช์ไม่นำกระแส เมื่อแรงดันคร่อมสวิตช์เพิ่มขึ้น จะมีการประจุ C_{oss} จนถึงแรงดันสูงสุด เมื่อแรงดันคร่อมสวิตช์ลดลง ไดโอดจะปิดกั้นการคายประจุของ C_{oss} ผ่านวงจรภายนอกแต่จะต้องคายประจุผ่านช่องทางนำกระแสของมอสเฟต เมื่อเริ่มขับนำสวิตช์ทุกครั้ง การสูญเสียในสวิตช์แต่ละครั้งเท่ากับพลังงานที่สะสมใน C_{oss} กำลังสูญเสียจากการคายประจุ C_{oss} มีค่าตามสมการที่ (2.1)

$$P_{sw} = \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot v_{DS}^2 \cdot f_{sw} \tag{2.1}$$



รูปที่ 2.4 วงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์แรงดันศูนย์เต็มคลื่น

(ก) รูปลักษณะของวงจร (ข) แสดงรูปคลื่นการทำงานของสวิตช์แรงดันศูนย์เต็มคลื่น



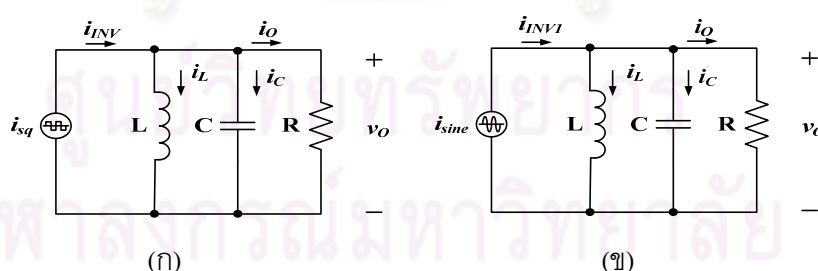
รูปที่ 2.5 วงจรเรโซแนนซ์อินเวอร์เตอร์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์แรงดันศูนย์ครึ่งคลื่น

(ก) รูปลักษณะของวงจร (ข) แสดงรูปคลื่นการทำงานของสวิตช์แรงดันศูนย์ครึ่งคลื่น

สวิตช์แรงดันศูนย์ครึ่งคลื่น(Half-wave zero voltage switch) รูปที่ 2.5(ก) แสดงรูปวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์แบบครึ่งคลื่น สวิตช์แรงดันแบบครึ่งคลื่นจะไม่มีไดโอดต่ออนุกรมกับสวิตช์ ทำให้กระแสสามารถผ่านได้ 2 ทิศทางแต่จะรับแรงดันลบไม่ได้ ทำให้แรงดันคร่อมกึ่งสวิตช์มีเฉพาะค่าบวกดังในรูปที่ 2.5 (ข) กึ่งสวิตช์แบบนี้สามารถคืนพลังงานที่สะสมในตัวเก็บประจุแผ่นในมอสเฟต จึงไม่มีการสูญเสียในจังหวะการเริ่มขับนำสวิตช์ ทำให้มีความเหมาะสมสำหรับการทำงานที่ความถี่สูง อย่างไรก็ตามสวิตช์แรงดันศูนย์ครึ่งคลื่นรับแรงดันได้เพียงทิศทางเดียว ดังนั้นถ้าเลือกจุดทำงานของอินเวอร์เตอร์ไม่เหมาะสมอาจทำให้เกิดความเพี้ยนตัดข้ามของแรงดันด้านออก แนวทางการแก้ปัญหาของการสวิตช์จะกล่าวโดยละเอียดในบทถัดไป วิทยานิพนธ์นี้เลือกใช้สวิตช์เรโซแนนซ์ภาคแรงดันศูนย์แบบครึ่งคลื่น เนื่องจากวงจรทำงานที่ความถี่สูงในระดับเมกะเฮิรตซ์ จึงต้องใช้สวิตช์ที่มีกำลังสูญเสียต่ำ

2.1.3 วงจรไหลด

วงจรไหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ที่ใช้ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นวงจรไหลดแบบขนาน ดังรูปที่ 2.6 (ก) โดยตัวเก็บประจุของวงจรไหลดเป็นตัวเก็บประจุแผ่นของมอสเฟต เนื่องจากแรงดันออกและกระแสออกของวงจรมีรูปคลื่นใกล้เคียงไซน์ การวิเคราะห์และออกแบบวงจรไหลดจึงใช้วิธีประมาณแหล่งกระแสด้วยกระแสที่มีความถี่หลักมูลโดยใช้วงจรสมมูลดังในรูปที่ 2.6 (ข)



รูปที่ 2.6 วงจรสมมูลของไหลดเรโซแนนซ์แบบขนาน (ก) วงจรสมมูลสำหรับรูปคลื่นสี่เหลี่ยม

(ข) วงจรสมมูลเมื่อประมาณแหล่งกระแสที่มีความถี่หลักมูล

จากวงจรสมมูลสำหรับกระแสรูปคลื่นไซน์ที่มีความถี่หลักมูลในรูปที่ 2.6 (ข) สามารถเขียนสมการเพื่อคำนวณกระแสและแรงดันต่างๆ ของวงจรเมื่อทำงานที่ความถี่การสวิตช์ (ω_s) และ

แทนโหนดของอินเวอร์เตอร์ด้วยตัวต้านทานเชิงเส้น R ในช่วงเวลาดังกล่าว คำนวณกระแสและแรงดันต่างๆ ในรูปของค่าประสิทธิภาพผล (root mean square, RMS) ได้ดังนี้

สมการกระแสต้านออกของอินเวอร์เตอร์สำหรับความถี่หลักมูล i_{INV} ในรูปของกระแสไฟตรงทางต้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ I_S

$$I_{INV1} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{4}{\pi} \times I_S = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \times I_S \quad (2.2)$$

สมการแอดมิตแตนซ์ของวงจรโหนดสำหรับความถี่หลักมูล Y_T

$$Y_T = \frac{(1 - \omega_n^2) + j \frac{\omega_n}{Q_P}}{jZ_0\omega_n} = \frac{\frac{1}{Q_P} - j\left(\frac{1}{\omega_n} - \omega_n\right)}{Z_0}, \quad |Y_T| = \frac{1}{Z_0} \sqrt{\frac{1}{Q_P^2} + \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2} \quad (2.3)$$

สมการแรงดันโหนดของอินเวอร์เตอร์สำหรับความถี่หลักมูล V_O

$$V_O = \frac{I_{INV1}Z_0\omega_n j}{(1 - \omega_n^2) + j \frac{\omega_n}{Q_P}} = \frac{I_{INV1}Z_0}{\frac{1}{Q_P} - j\left(\frac{1}{\omega_n} - \omega_n\right)}, \quad |V_O| = \frac{I_{INV1}Z_0}{\sqrt{\frac{1}{Q_P^2} + \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2}} \quad (2.4)$$

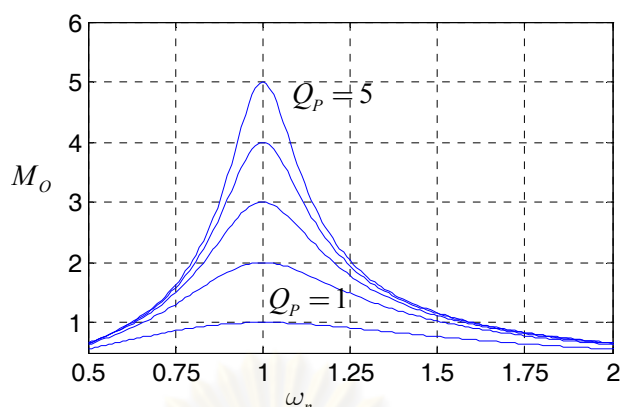
สมการมุมต่างเฟสของแรงดันโหนดของอินเวอร์เตอร์เทียบกับกระแสสำหรับความถี่หลักมูล θ_{V_O}

$$\theta_{V_O} = -\tan^{-1} \left[Q_P \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right) \right] \quad (2.5)$$

ฟังก์ชันโอนย้ายของวงจรโหนดเรโซแนนซ์ขนานระหว่างแรงดันออกกับกระแสเข้า M_O

$$M_O = \frac{|V_O|}{I_{INV1}} = \frac{Z_0}{\sqrt{\frac{1}{Q_P^2} + \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2}} \quad (2.6)$$

จากสมการ (2.6) สามารถเขียน Bode Plot ได้ดังในรูปที่ 2.7 ซึ่งมีลักษณะของอิมพีแดนซ์ของวงจร R-L-C แบบขนานทั่วไป



รูปที่ 2.7 คุณสมบัติทางความถี่ของวงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

2.2 องค์ประกอบวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง

2.2.1 มอสเฟตกำลัง (Power Mosfet)

การวิเคราะห์และออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ที่ใช้ตัวเก็บประจุแผ่นของมอสเฟตเป็นตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ของวงจรโหลด จำเป็นต้องใช้พารามิเตอร์ต่างๆของแบบจำลองของมอสเฟต สำหรับการออกแบบและกำหนดขีดจำกัดในการสวิตช์ รูปที่ 2.8 (ก) แสดงโครงสร้างของมอสเฟตในรูปแบบของส่วนประกอบชั้นสารของเซมิคอนดักเตอร์ต่างๆ ในแต่ละชั้นสารที่ประกอบกันนั้นจะมีตัวเก็บประจุแผ่นอยู่ดังแสดงในรูปที่ 2.8 (ข) สามารถเขียนเป็นสัญลักษณ์เพื่อง่ายแก่การเข้าใจได้ดังรูปที่ 2.8 (ค) ตัวเก็บประจุ C_{GS} , C_{GD} และ C_{DS} คือตัวเก็บประจุแผ่นระหว่างขาของ MOSFET ซึ่งความเร็วในการสวิตช์ของ MOSFET ขึ้นกับความเร็วในการประจุและคายประจุตัวเก็บประจุดังกล่าว โดยมีรายละเอียดดังนี้

- ตัวเก็บประจุ C_{GS} เป็นผลมาจากการเหลื่อมกันของขั้วซอสและขั้วเกต ค่าตัวเก็บประจุมีคุณสมบัติเป็นเชิงเส้นโดยขึ้นกับพื้นที่รอยต่อของเกตและซอร์ส จากรูปที่ 2.8 (ข) C_{GS} เป็นผลรวมของค่าตัวเก็บประจุ C_{OXN+} , C_{OXm} และ C_{OXP}
- ตัวเก็บประจุ C_{GD} เป็นผลมาจากการเหลื่อมกันของช่องนำกระแสกับเกต และเป็นตัวเก็บประจุของเขตปลอดพาหะซึ่งมีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้นโดยขึ้นกับแรงดันเดรน-ซอส
- ตัวเก็บประจุ C_{DS} ก็มีความไม่เป็นเชิงเส้นด้วยเพราะว่าเป็นตัวเก็บประจุระหว่างรอยต่อโดยขึ้นกับแรงดันแรงดันเดรน-ซอส

โดยทั่วไปแล้วค่าของตัวเก็บประจุข้างต้นไม่ได้แสดงไว้โดยตรงใน Datasheet แต่สามารถคำนวณค่าดังกล่าวได้จากค่า C_{ISS} C_{RSS} และ C_{OSS} ที่ได้จาก datasheet ดังนี้

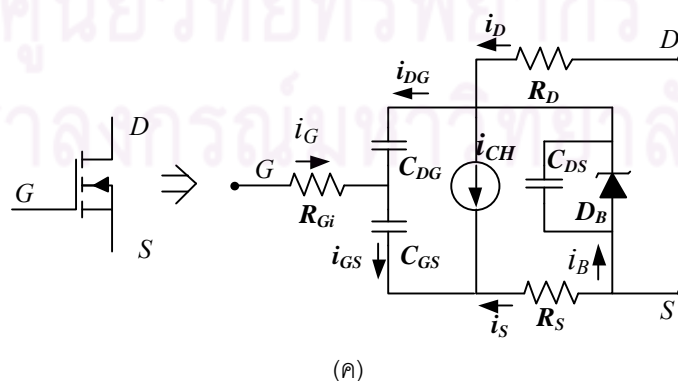
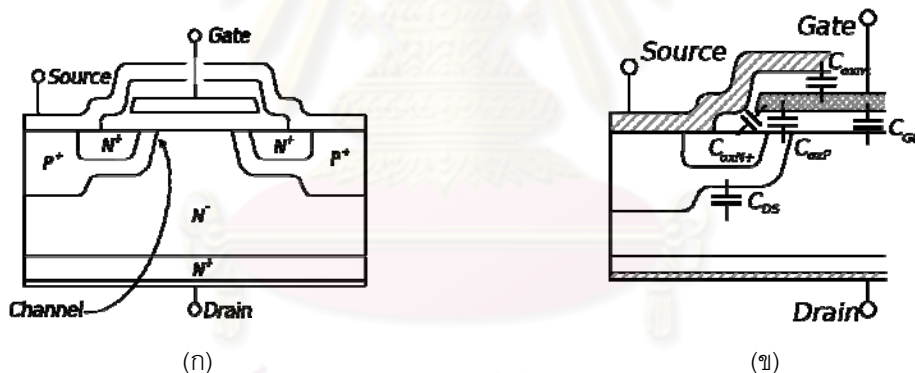
$$C_{GD} = C_{RSS} \quad (2.7)$$

$$C_{GS} = C_{ISS} - C_{RSS} \quad (2.8)$$

$$C_{DS} = C_{OSS} - C_{RSS} \quad (2.9)$$

- ความต้านทาน (R_{GI}) คือความต้านทานแฝงภายใน MOSFET ซึ่งมีนัยสำคัญอย่างมากในการนำไปใช้งานที่ความเร็วการสวิตช์สูงเพราะเป็นตัวต้านทานที่ต่ออยู่ระหว่างวงจรถับนำและตัวเก็บประจุด้านเข้า R_{GI} จะช่วยเพิ่มอัตราหน่วงของวงจรถัดและช่วยลดการแกว่งในวงจรถัด

- ความต้านทาน (R_D) และ (R_S) ความต้านทาน R_D คือความต้านทานภายในของมอสเฟต ในขณะที่มอสเฟตนำกระแส ($R_{DS,ON}$) และความต้านทาน R_S คือค่าความต้านทานแฝงภายในชั้นสารที่ประกอบขึ้นเป็นขั้วซอร์สของมอสเฟต



รูปที่ 2.8 มอสเฟตชนิดเอ็น (ก) โครงสร้างของมอสเฟตชนิดเอ็น (ข) ตัวเก็บประจุแฝงภายใน

โครงสร้างของมอสเฟต (ค) แบบจำลองของมอสเฟตชนิดเอ็น

แบบจำลองมอสเฟตที่ใช้ใน PSpice (PSpice's Mosfet model)

ค่าพารามิเตอร์ในแบบจำลองของมอสเฟต [17] ที่ใช้ในการจำลองการทำงานของวงจร ด้วยโปรแกรม Orcad PsPice® และเพื่อใช้ในการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ในรูปที่ 2.8 (ค) ประกอบด้วยตัวเก็บประจุแฝง C_{GS} , C_{GD} และ C_{DS} สามารถเขียนเป็นสมการที่ใช้ในการคำนวณค่าจากโมเดลที่ใช้ได้ดังนี้

$$C_{GS} = C_{GS0} \times W \quad (2.10)$$

$$C_{GD} = C_{GD0} \times W \quad (2.11)$$

$$C_{DS} = \frac{C_{BD}}{\left(1 + \frac{V_{DS}}{PB}\right)^{MJ}} \quad (2.12)$$

โดยที่ W คือ ค่าความกว้างของแชนแนลของมอสเฟต

MJ คือ ค่า Bulk bottom grading coefficient

PB คือ ค่าแรงดันของรอยต่อ Bulk

จากแบบจำลองของมอสเฟต สามารถคำนวณหาค่าขนาดของกระแสและแรงดันที่จุดต่างๆได้ดังนี้

กระแสแชนแนล (Channel current)

กระแสแชนแนลเป็นกระแสที่ไหลผ่านแชนแนลของมอสเฟตในขณะที่มอสเฟตได้รับการขับนำ โดยที่แรงดันเกต-ซอสสูงกว่แรงดันระดับขีดเริ่ม (Threshold voltage) ค่ากระแสนี้มีค่าเท่ากับ

$$I_{CH} = -I_S - C_{GS} \cdot \frac{d}{dt}(V_{GS} - I_G \cdot R_{Gi} + I_S \cdot R_S) \quad (2.13)$$

กระแสเดรน-เกต (Drain-Gate current)

กระแสเดรน-เกตเป็นกระแสที่ไหลผ่านตัวเก็บประจุเดรน-เกต(C_{GD}) ของมอสเฟตเมื่อเกิดการเปลี่ยนแปลงแรงดันระหว่างขาเดรน-เกตของมอสเฟต ซึ่งโดยทั่วไปแล้วจะเกิดในขณะที่เกิดการเปลี่ยนแปลงจังหวะการสวิตช์ เช่นจากนำกระแสไปหยุดนำกระแส หรือนำกระแสไปหยุดนำกระแส

$$I_{DG} = I_D + I_B - I_{CH} \quad (2.14)$$

กระแสเกต-ซอส (Gate-Source current)

กระแสเกต-ซอสเป็นกระแสที่ไปประจุหรือคายประจุของตัวเก็บประจุเกต-ซอส (C_{GS}) ทำให้แรงดันเกต-ซอสของมอสเฟตมีค่าเปลี่ยนแปลงทำให้มอสเฟตเปลี่ยนสภาวะการทำงาน

$$I_{GS} = C_{GS} \cdot \frac{d}{dt}(V_{GS} - I_G \cdot R_{Gi} + I_S \cdot R_S) \quad (2.15)$$

2.2.2 ตัวเหนี่ยวนำ (Inductor)

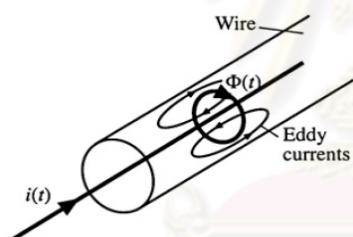
แกนแม่เหล็กของตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ความถี่สูง ทำมาจากสารแม่เหล็กที่เรียกว่าเฟอร์ไรต์ ซึ่งเป็นเซรามิก ที่ประกอบด้วยออกไซด์ของเหล็ก สังกะสี และแมงกานีส หรือ นิกเกิล การออกแบบอุปกรณ์แม่เหล็กที่ใช้กับความถี่สูงจะมีความยุ่งยากกว่าที่ความถี่ต่ำ โดยจะต้องพิจารณาถึงขีดจำกัดของอุปกรณ์ที่เกิดจากการทำงานที่ความถี่สูงเช่น กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในลวดตัวนำจากผลของการนำกระแสที่ผิว (Skin effect) ผลของการเรียงซ้อน (Proximity effect) และกำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์เอง รวมทั้งคุณสมบัติทางแม่เหล็ก (μ_r) ของแกน กำลังงานสูญเสียที่เกิดขึ้นนี้แปรเป็นความร้อน ซึ่งเป็นสิ่งที่ไม่ต้องการให้เกิดขึ้นในการทำงาน ดังนั้นการออกแบบอุปกรณ์เพื่อกำหนดขนาดของแกนและจำนวนรอบของขดลวด- จะต้องเลือกใช้ขนาด ชนิดของขดลวด และวิธีการพันให้เหมาะสม เพื่อลดการสูญเสียที่เกิดขึ้นให้น้อยที่สุดโดยคำนึงถึงผลของการนำกระแสที่ผิว และผลของการเรียงซ้อน

การนำกระแสที่ผิวของลวดตัวนำ (Skin effect)

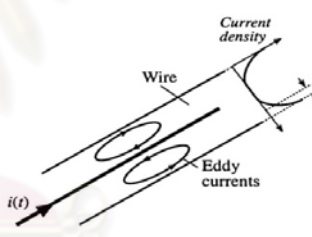
ลวดตัวนำทั่วไปเมื่อมีกระแสไหลผ่านจะเกิดสนามแม่เหล็กที่เปลี่ยนแปลงกับเวลา ไหลวนภายในและรอบ ๆ ตัวนำ สนามแม่เหล็กที่เกิดขึ้นจะเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวน (Eddy-current) ขึ้นภายในตัวลวดตัวนำอีกทอดหนึ่ง การไหลของกระแสไหลวนนี้ จะทำให้การกระจายของกระแสที่ไหลในตัวนำไม่สม่ำเสมอโดยกระแสส่วนใหญ่จะไหลเฉพาะที่ผิวของลวดตัวนำ ดังในรูปที่ 2.9 ทำให้ความหนาแน่นของกระแสในลวดตัวนำที่ใกล้ผิวจะมีค่าสูง การไหลของกระแสไหลวนจะเป็นการจำกัดพื้นที่นำกระแสของลวดตัวนำ และทำให้พื้นที่นำกระแสของลวดตัวนำลดลงจากพื้นที่หน้าตัดเดิมของลวดตัวนำ

จากผิวของตัวนำลงมาในระยะที่ความหนาแน่นของกระแสมีค่าลดลงเหลือเพียง 37 เปอร์เซ็นต์ของความหนาแน่นกระแสที่ผิวนั้น เรียกระยะนี้ว่าเป็น ความหนาผิวนำกระแสของลวดตัวนำ (Skin depth) ดังรูปที่ 2.10 ความหนาผิวนำกระแสของลวดตัวนำ (δ) นี้ขึ้นอยู่กับ สภาพความต้านทานของลวดตัวนำ (Resistivity- ρ) ความถี่ของกระแสที่ผ่านลวดตัวนำ (Frequency- f), และค่าความซึมซาบของลวดทองแดง (μ) สำหรับลวดทองแดงซึ่งจะใช้เป็นลวดตัวนำของตัวเหนี่ยวนำ ที่อุณหภูมิ 25 องศาเซลเซียส ความหนาของผิวนำกระแสจะมีค่าดังสมการที่ 2.16 เมื่อแปรค่าความถี่ในสมการ สามารถเขียนกราฟความหนาผิวนำกระแสของทองแดงเมื่อเปรียบเทียบกับขนาดของลวดทองแดงในรูป AWG ได้ดังรูปที่ 2.11 จากกราฟดังกล่าวที่ความถี่ 500kHz ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางของลวดเท่ากับความหนาผิวนำกระแส ($d/\delta = 1$) จะได้ขนาดลวดทองแดงเบอร์ AWG40 และที่ความถี่ 10kHz ขนาดลวดทองแดงจะมีขนาดประมาณ AWG22 เป็นต้น

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \cdot \mu \cdot f}} = \frac{0.0685}{\sqrt{f}} \tag{2.16}$$

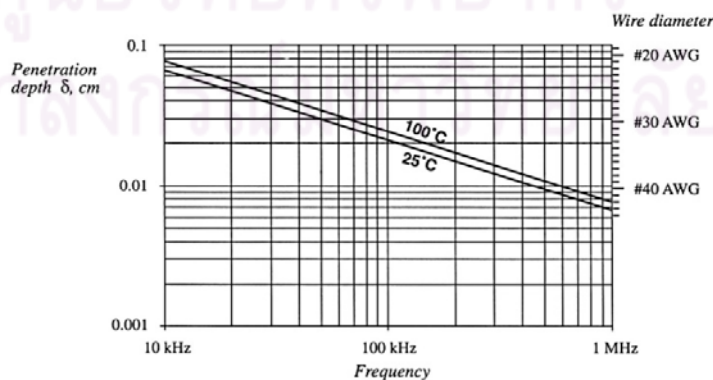


รูปที่ 2.9 กระแสที่ไหลผ่านตัวนำทำให้เกิด ฟลักซ์ขึ้นรอบๆตัวนำ



รูปที่ 2.10 กระแสไหลวนที่อยู่ตรงกลางตัวนำมี ทิศทางตรงข้ามกับกระแสที่ไหลผ่าน กระแส

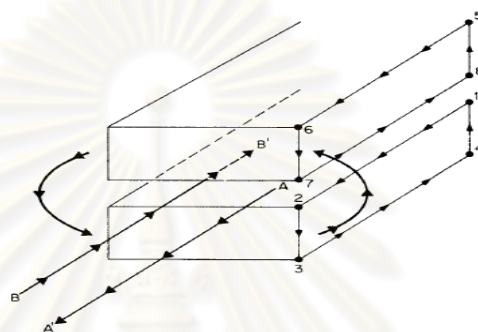
ส่วนใหญ่ไหลที่ผิว



รูปที่ 2.11 ระยะความหนาของผิวนำกระแสของลวดตัวนำเมื่อเพิ่มความถี่

ผลของการเรียงซ้อนกันของขดลวด (Proximity effect)

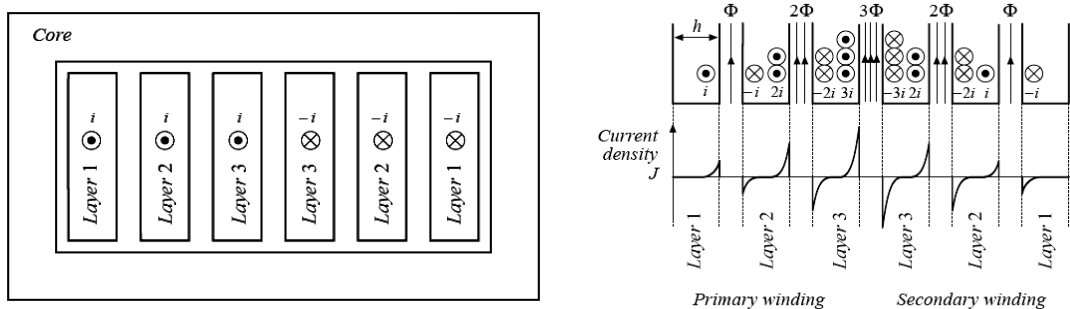
กำลังสูญเสียของลวดตัวนำของตัวเหนี่ยวนำหรือหม้อแปลงนอกจากผลของการนำกระแสที่ผิวของตัวนำดังที่กล่าวมาแล้ว ยังมีกำลังสูญเสียที่จาก Proximity effect การสูญเสียนี้เกิดจากการเหนี่ยวนำของสนามแม่เหล็กที่เป็นผลจากกระแสในลวดตัวนำที่อยู่ใกล้กัน ดังเช่นในกรณีที่มีการพันลวดตัวนำบนคอยล์หลายๆชั้น หรือการวางลวดตัวนำอยู่ใกล้กับช่องว่างอากาศของแกนเฟอร์ไรต์ เป็นต้น



รูปที่ 2.12 การเกิด Proximity effect ของลวดตัวนำที่วางอยู่ใกล้กัน

ในรูปที่ 2.12 ลวดทองแดงแบบสี่เหลี่ยมสองตัววางใกล้กันโดยลวดตัวนำตัวล่างมีกระแสไหลในทิศ $A \gg A'$ (ขวาไปซ้าย) และลวดตัวนำตัวบนมีกระแสไหลในทิศ $B \gg B'$ (ซ้ายไปขวา) กระแสที่ไหลผ่านลวดตัวนำนี้ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กขึ้นรอบๆลวดตัวนำโดยมีทิศทางตามกฎมือขวา เส้นแรงแม่เหล็กที่ไหลเข้าลวดตัวนำด้านบนเหนี่ยวนำให้เกิดกระแสไหลวนขึ้นที่ขอบของตัวนำโดยมีทิศทาง $5 > 6 > 7 > 8$ ทำให้กระแสไหลวนที่ด้านล่างของลวดตัวนำด้านบนมีทิศทางเสริมกับทิศทางของกระแสที่ไหลในลวดตัวนำ ส่วนด้านบนจะหักล้างกัน ปรากฏการณ์นี้ทำให้ความหนาแน่นของกระแสที่ไหลผ่านลวดตัวนำทั้งสองนี้将有ความหนาแน่นอยู่บริเวณริมๆขอบของลวดตัวนำที่ติดกัน

ในกรณีที่ตัวเหนี่ยวนำมีการพันหลายๆชั้นและชิดกัน ดังตัวอย่างในรูปที่ 2.13 ซึ่งเป็นหม้อแปลงที่ขดปฐมภูมิพันด้วยแผ่นทองแดงที่มีความหนาเท่ากับ h จำนวน 3 รอบและมีกระแสไหลสุทธิเท่ากับ $+i$ ขดทุติยภูมิพันเหมือนกันและมีกระแสไหลสุทธิ $-i$ โดยพันรอบๆ แกนเฟอร์ไรต์



รูปที่ 2.13 ตัวอย่างการพันหม้อแปลงที่มีหลายชั้น และความหนาแน่นกระแสในแต่ละชั้น

ผลของ Proximity effect ทำให้การกระจายของกระแสในแผ่นทองแดงไม่สม่ำเสมอโดยในชั้นที่ 1 ของขดลวดปฐมภูมิ กระแสสลับความถี่สูงรวม จะไหลด้านขวาของชั้นที่ 1 ซึ่งติดกับชั้นที่สอง ทำนองเดียวกันสำหรับด้านซ้ายมือของชั้นที่สอง ผลของ Proximity effect ทำให้มีกระแสไหลในทิศทางตรงข้ามกับกระแสที่ไหลในชั้นแรก $-i$ แต่เนื่องจากกระแสสุทธิในชั้นที่ 2 จะต้องมีค่าเท่ากับ $+i$ ดังนั้นด้านขวาของแผ่นทองแดงชั้นที่ 2 จะมีกระแสไหลเท่ากับ $+2i$ ในทำนองเดียวกันชั้นที่ 3 ของขดปฐมภูมิก็จะมีกระแสขนาด $-2i$ เกิดขึ้นที่ด้านซ้าย และมีกระแสขนาด $+3i$ ไหลที่ด้านขวาของชั้นที่ 3 และค่ากระแสที่ผิวจะเพิ่มขึ้นตามจำนวนชั้นที่เพิ่มขึ้น สามารถหาค่าการสูญเสียในแต่ละชั้นได้ตามสมการ

$$P_1 = I_{rms}^2 \cdot \left(\frac{h}{\delta} \cdot R_{dc} \right) \quad (2.17)$$

$$P_2 = P_1 + 4P_1 = I_{rms}^2 \cdot \left(\frac{h}{\delta} \cdot R_{dc} \right) + (2I_{rms})^2 \cdot \left(\frac{h}{\delta} \cdot R_{dc} \right) \quad (2.18)$$

$$P_3 = (2^2 + 3^2) \cdot P_1 = (2I_{rms})^2 \cdot \left(\frac{h}{\delta} \cdot R_{dc} \right) + (3I_{rms})^2 \cdot \left(\frac{h}{\delta} \cdot R_{dc} \right) \quad (2.19)$$

$$P_m = I_{rms}^2 \cdot \left[(m-1)^2 + m^2 \right] \cdot \frac{h}{\delta} \cdot R_{dc} \quad (2.20)$$

จากสมการที่ (2.17)-(2.20) จะเห็นได้ว่าการซ้อนกันของลวดตัวนำจะทำให้การสูญเสียในขดลวดเพิ่มมากขึ้น เนื่องจากความหนาแน่นกระแสที่เพิ่มขึ้นในแต่ละชั้น

การพันตัวเหนี่ยวนำที่ใช้กับความถี่ในระดับ MHz ต้องคำนึงถึงการสูญเสียที่เกิดขึ้นในลวดทองแดง Goldberg[15] ได้เสนอวิธีการพันตัวเหนี่ยวนำที่ใช้กับความถี่ 1-10MHz โดยการพันลวดตัวนำให้ห่างจากสนามแม่เหล็กบริเวณ air gap ของแกนโดยใช้แกนแบบ slot gap ทำให้สามารถลดการสูญเสียที่เกิดจากผลของ proximity effect ได้ดี สามารถประยุกต์วิธีการลดการ

สูญเสียที่เกิดขึ้นในลวดตัวนำกับแกนแบบอื่น ๆ ได้ เช่นการทำให้ coli former ในส่วนที่ใกล้กับ air-gap มีขนาดใหญ่ขึ้นก่อนทำการพันลวด เป็นต้น การพันตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรถินเวอร์เตอร์ซึ่งทำงานที่ความถี่ 10MHz ในวิทยานิพนธ์นี้ มีจำนวนรอบน้อยจึงเน้นการลด Proximity effect จากผลของสนามแม่เหล็กบริเวณ air gap

การสูญเสียของแกนเฟอร์ไรต์ (Core Losses)

ขีดจำกัดของแกนเฟอร์ไรต์ของตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงที่ทำงานในย่านความถี่ต่ำจะเป็นความหนาแน่นของสนามแม่เหล็กสูงสุดที่ไม่อิ่มตัว (B_{max}) แต่ในย่านความถี่สูง กำลังสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์ของตัวเหนี่ยวนำหรือหม้อแปลง จะเป็นตัวจำกัดค่าสูงสุดของการเปลี่ยนแปลงความหนาแน่นของเส้นแรงแม่เหล็ก (ΔB) ดังนั้นในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงในวิทยานิพนธ์นี้จึงใช้ขีดจำกัดด้านกำลังสูญเสียในแกนเฟอร์ไรต์ในการกำหนดค่าสูงสุดของ ΔB โดยทั่วไปแล้วการสูญเสียของแกนแม่เหล็กโดยทั่วไป แบ่งออกได้เป็น 2 ชนิดคือ (1) การสูญเสียจากวงรอบฮีสเทอรีซิส และ (2) การสูญเสียจากกระแสวน

การสูญเสียจากปรากฏการณ์ฮีสเทอรีซิส (Hysteresis Loss)

เป็นกำลังสูญเสียในแกนแม่เหล็กเช่นแกนเฟอร์ไรต์ เกิดจากพลังงานที่สูญเสียจากการสลับทิศทางของการเปลี่ยนแปลงสถานะของสารแม่เหล็กในแกนเฟอร์ไรต์ในหนึ่งหน่วยเวลาที่ปรากฏในรูปการเกิดฮีสเทอรีซิส เมื่อมีการสลับทิศทางของสนามแม่เหล็กของแกนแม่เหล็ก ขนาดของวงรอบฮีสเทอรีซิสขึ้นอยู่กับขนาดของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดของแกน (B_{max}) และความถี่ที่ใช้งาน (frequency) ดังแสดงในรูปที่ 2.14 ค่าประมาณของการสูญเสียจากวงรอบฮีสเทอรีซิสมีค่าตามสมการที่ (2.21)

$$P_h = \frac{1}{2} \cdot \left(\frac{B_m^2}{\mu} \right) \cdot V_C \cdot f \quad (2.21)$$

โดยที่ B_m คือ ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุด

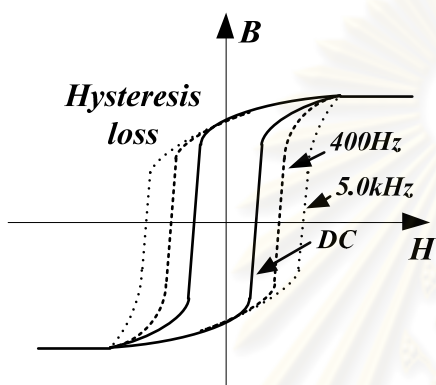
V_C คือ ปริมาตรแกน

f คือ ความถี่ที่ใช้งาน

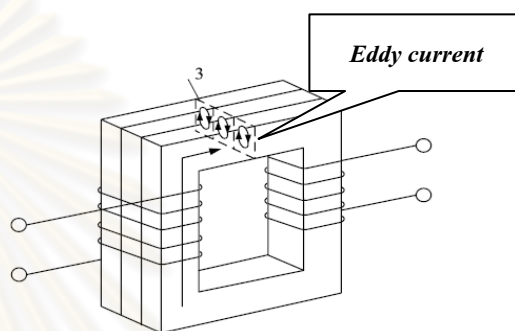
μ คือ ค่าความซึมซาบแกนแม่เหล็ก

การสูญเสียจากกระแสวน (Eddy current Loss)

กระแสวนในแกนแม่เหล็กเกิดจากเส้นแรงแม่เหล็กที่ผ่านในแกนแม่เหล็ก เหนียววนำทำให้เกิดกระแสวนขึ้นในแกนแม่เหล็ก กระแสวนดังกล่าวทำให้เกิดความร้อนภายในแกนแม่เหล็ก วิธีการลดผลของกระแสวนภายในแกนแม่เหล็ก ทำได้โดยการเพิ่มความต้านทานภายในแกนแม่เหล็ก สำหรับแกนเฟอร์ไรต์ค่าความต้านทานไฟฟ้าของแกนเป็นคุณสมบัติเฉพาะของวัสดุที่นำมาผลิต



รูปที่ 2.14 วงรอบฮีสเทอรีซิสของแกนเฟอร์ไรต์ที่ความถี่ต่างๆ



รูปที่ 2.15 กระแสวนที่เกิดขึ้นในแกนเฟอร์ไรต์เนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็ก



รูปที่ 2.16 กราฟเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮีสเทอรีซิสและกระแสวนของเฟอร์ไรต์ที่ความถี่ต่างๆ

โดยทั่วไปที่ความถี่ต่ำกว่า 100kHz กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนแม่เหล็ก โดยส่วนใหญ่จะเกิดจากกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮีสเทอรีซิส ในขณะที่ความถี่การใช้งานสูงกว่าความถี่ดังกล่าว กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่เกิดขึ้นในแกนแม่เหล็ก โดยส่วนใหญ่จะเป็นกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสวน ดังแสดงในรูปที่ 2.16

การเลือกใช้ชนิดของเฟอร์ไรต์ในตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง

เฟอร์ไรต์เป็นวัสดุที่มีคุณสมบัติเป็นสารแม่เหล็ก โครงสร้างเป็นผลึกของส่วนผสมระหว่างออกไซด์ของเหล็ก สังกะสี กับออกไซด์ของแมงกานีส หรือ นิกเกิล ขึ้นอยู่กับชนิดของแกนเฟอร์ไรต์ ทำให้มีคุณสมบัติทางไฟฟ้าที่แตกต่างกันขึ้นอยู่กับชนิดของส่วนผสมที่ประกอบเข้าด้วยกัน

ตารางที่ 2.1 เป็นตารางที่แสดงถึงคุณสมบัติของแกนเฟอร์ไรต์ชนิด แมงกานีส-สังกะสี (ซิงก์) และนิกเกิล-สังกะสี คุณสมบัติต่างๆของแกนเฟอร์ไรต์แบ่งตามชนิดได้ดังนี้

- แกนเฟอร์ไรต์ชนิด Mi-Zn เป็นส่วนผสมของออกไซด์เหล็กกับแมงกานีส-สังกะสี แกนชนิดนี้มีค่าความต้านทานไฟฟ้าของแกนอยู่ระหว่าง 1-10 โอห์ม ค่าความซึมซาบแม่เหล็กของแกน 900-2,200(H/m) แกนชนิดนี้มักจะใช้ในงานที่มีความถี่ระหว่าง 10kHz ถึง 2MHz แกนชนิดนี้ไม่เหมาะที่จะนำมาใช้กับงานความถี่สูงๆ เนื่องจากมีค่าความต้านทานไฟฟ้าค่อนข้างต่ำทำให้เกิดการสูญเสียของแกนที่เกิดจากกระแสวนที่ค่อนข้างสูง

- แกนเฟอร์ไรต์ชนิด Ni-Zn เป็นส่วนผสมของออกไซด์เหล็กกับนิกเกิล-สังกะสี แกนชนิดนี้มีค่าความต้านทานไฟฟ้าของแกนที่ค่อนข้างสูง(ประมาณ 10^5 โอห์ม) จึงทำให้แกนชนิดนี้เหมาะสมในการทำงานที่ความถี่สูง(1-10MHz)เพราะช่วยลดการสูญเสียที่เกิดจากกระแสวนได้ ในวิทยานิพนธ์นี้จึงเลือกใช้แกนชนิดนี้สำหรับการพันตัวเหนี่ยวนำ อย่างไรก็ตามค่าความซึมซาบแม่เหล็กของแกนชนิดนี้มีค่าค่อนข้างน้อยเมื่อเทียบกับแกนชนิดอื่นๆทำให้การออกแบบค่าความเหนี่ยวนำจะไม่สามารถละเลยผลของค่าความซึมซาบของแกนได้

ตารางที่ 2.1 คุณสมบัติของแกนเฟอร์ไรต์ชนิด Mn-Zn และ Ni-Zn แต่ละชนิด

Manufacturer	Material	Permeability (μ_i)	Bsat (mT)	Resistivity ($\Omega \cdot meter$)	Optimum Frequency (MHz)	Material Type
EPCOS	N47	2,000	500	3	0.025 - 0.15	Mn-Zn
	N87	2,200	490	10	0.025 - 0.50	Mn-Zn
	K1	80	310	10^5	1.0 - 12.0	Ni-Zn
Ferroxcube	3C93	1,800	500	5	< 0.30	Mn-Zn
	3F4	900	410	10	1.0 - 2.0	Mn-Zn
	4F1	80	320	10^5	4.0 - 10.0	Ni-Zn
	4C65	125	380	10^5	< 20.0	Ni-Zn

บทที่ 3

การทำงานและการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส

บทนำ

ในบทนี้จะนำเสนอการทำงานและการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่มีความถี่การสวิตช์ 10 เมกะเฮิร์ตซ์ อินเวอร์เตอร์ที่ทำงานในย่านความถี่นี้ สามารถใช้ตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตทำหน้าที่แทนตัวเก็บประจุของวงจรโหลดได้ เนื่องจากตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตมีขนาดใหญ่เพียงพอ การวิเคราะห์และออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์จะคำนึงถึงผลของการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตตามขนาดของแรงดันที่ตกคร่อมมอสเฟตโดยการประมาณค่าตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตให้อยู่ในรูปค่าเฉลี่ย หรือตัวเก็บประจุประสิทธิผล (Effective capacitance)

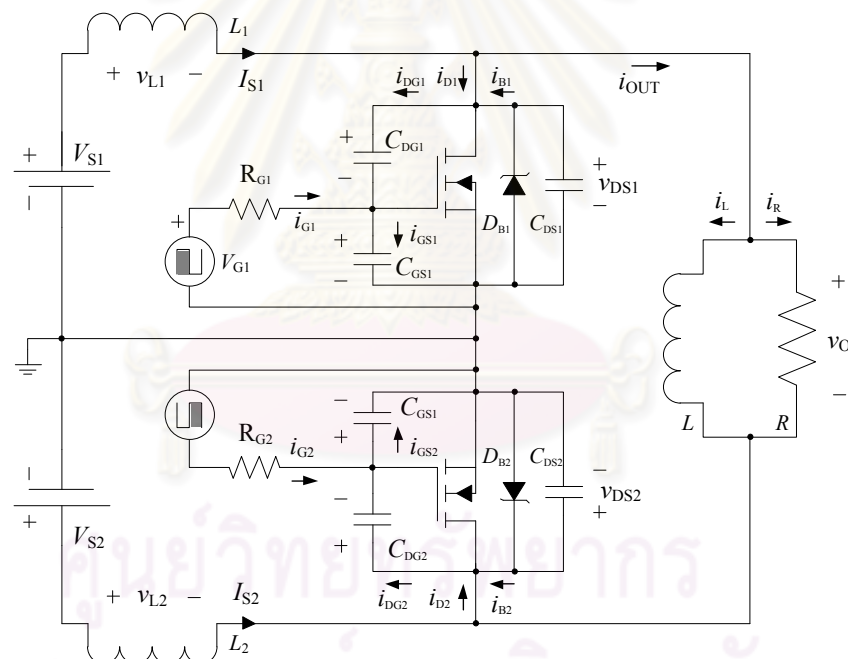
เนื้อหาในบทนี้จะเริ่มด้วยการอธิบายการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตเป็นตัวเก็บประจุของวงจรโหลด โดยใช้วงจรสมมูลของมอสเฟตประกอบการอธิบายการทำงาน ในหัวข้อถัดมานำเสนอวิธีการประมาณค่าตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตด้วยวิธีการหาค่าเฉลี่ยของประจุ (Charge) ที่ใช้ในการสะสมและคายประจุในแต่ละคาบการสวิตช์ และวิธีการออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรโหลด จากตัวเก็บประจุประสิทธิผล โดยมีการปรับช่วงเวลาหยุดนำกระแสของมอสเฟตเพื่อไม่ให้เกิดการชับนำที่ผิดจังหวะ ซึ่งจะทำให้เกิดการสูญเสียในสวิตช์เพิ่มขึ้น และท้ายสุดจะเป็นการออกแบบค่าอุปกรณ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์ รวมถึงตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจร

3.1 การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส

วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสแบบกึ่งบริดจ์ที่ใช้กึ่งสวิตช์ไวงานแบบแรงดันศูนย์ครึ่งคลื่น ซึ่งมีความเหมาะสมสำหรับการทำงานที่ความถี่การสวิตช์ในระดับ 10 เมกะเฮิร์ตซ์ เนื่องจากการสูญเสียที่เกิดขึ้นในสวิตช์มีค่าน้อยกว่าโครงสร้างแบบอื่นๆ ดังที่ได้กล่าวมาแล้วในบทที่ 2 สำหรับอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ที่ทำงานในย่านความถี่นี้ ตัวเก็บประจุและตัวเหนี่ยวนำของวงจร

โหลดจะมีค่าเล็กมาก ทำให้สามารถใช้ตัวเก็บประจุแฝงในมอสเฟตทำหน้าที่เป็นเป็นตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ของวงจรโหลด

วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตเป็นตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ของวงจรโหลด ในรูปที่ 3.1 ประกอบด้วย แรงดันไฟตรง V_{S1} และ V_{S2} ต่อกับตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ตามลำดับ ประกอบกันเป็นแหล่งกระแส วงจรขับนำที่แทนด้วยแหล่งแรงดันรูปคลื่นสี่เหลี่ยม V_{G1} และ V_{G2} ทำหน้าที่ขับนำมอสเฟต(M) วงจรสมมูลของมอสเฟตประกอบด้วยตัวมอสเฟตในอุดมคติต่อร่วมกับตัวเก็บประจุแฝงภายในของมอสเฟต ตัวต้านทานของวงจรขับนำเกต(R_G) เป็นผลรวมของตัวต้านทานในวงจรขับนำเกตกับตัวต้านทานแฝงภายในเกตของมอสเฟต(R_{Gi}) วงจรโหลดประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำ(L) ต่อขนานกับโหลดตัวต้านทาน(R)



รูปที่ 3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ทำงานที่ความถี่ 10 เมกะเฮิรตซ์ ที่ใช้ตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตแทนตัวเก็บประจุของวงจรโหลด

การทำงานในสภาวะอยู่ตัวของอินเวอร์เตอร์อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสในแต่ละครึ่งคาบแบ่งออกได้เป็น 5 ช่วงเวลาโดยมีรูปลักษณะของวงจรและรูปคลื่นของกระแสและแรงดันที่

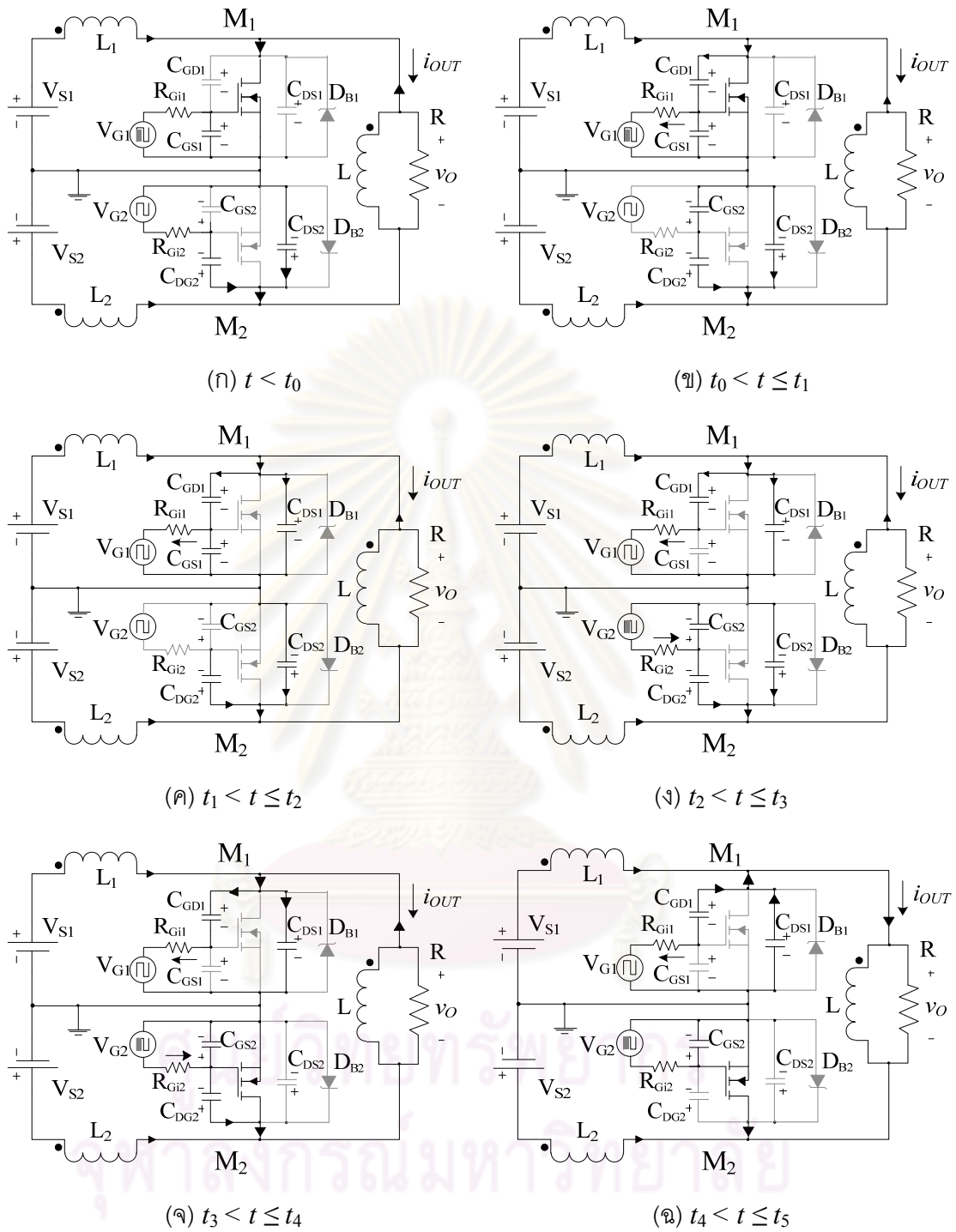
จุดต่างๆของวงจรดังในรูปที่ 3.2 และ 3.3 ตามลำดับ การทำงานสำหรับแรงดันออกซีกบวกและซีกลบจะสมมาตรกันโดยมีการสลับการทำงานของมอสเฟตเท่านั้น

การอธิบายการทำงานของวงจรจะนิยามให้กระแสค่าบวกจากแหล่งกระแส I_{S1} และ I_{S2} ไหลเข้าขั้วเดรนของ M_1 และ M_2 ตามลำดับ แรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ (V_O) ด้านที่ต่อกับขั้วเดรนของ M_1 เป็นบวกเมื่อเทียบกับขั้วที่ต่อกับขั้วเดรนของ M_2 และกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ (I_{OUT}) ที่เป็นกระแสของวงจรไหลมีค่าเป็นบวกเมื่อไหลจากขั้วเดรนของ M_1 ไปยังขั้วเดรนของ M_2 ทำให้กระแสเดรนของ M_1 (I_{D1}) เป็นผลต่างของ I_{S1} และ I_{OUT} ส่วนกระแสเดรนของ M_2 (I_{D2}) เป็นผลบวกของ I_{S1} และ I_{OUT} การทำงานในแต่ละช่วงเวลามีลักษณะดังนี้

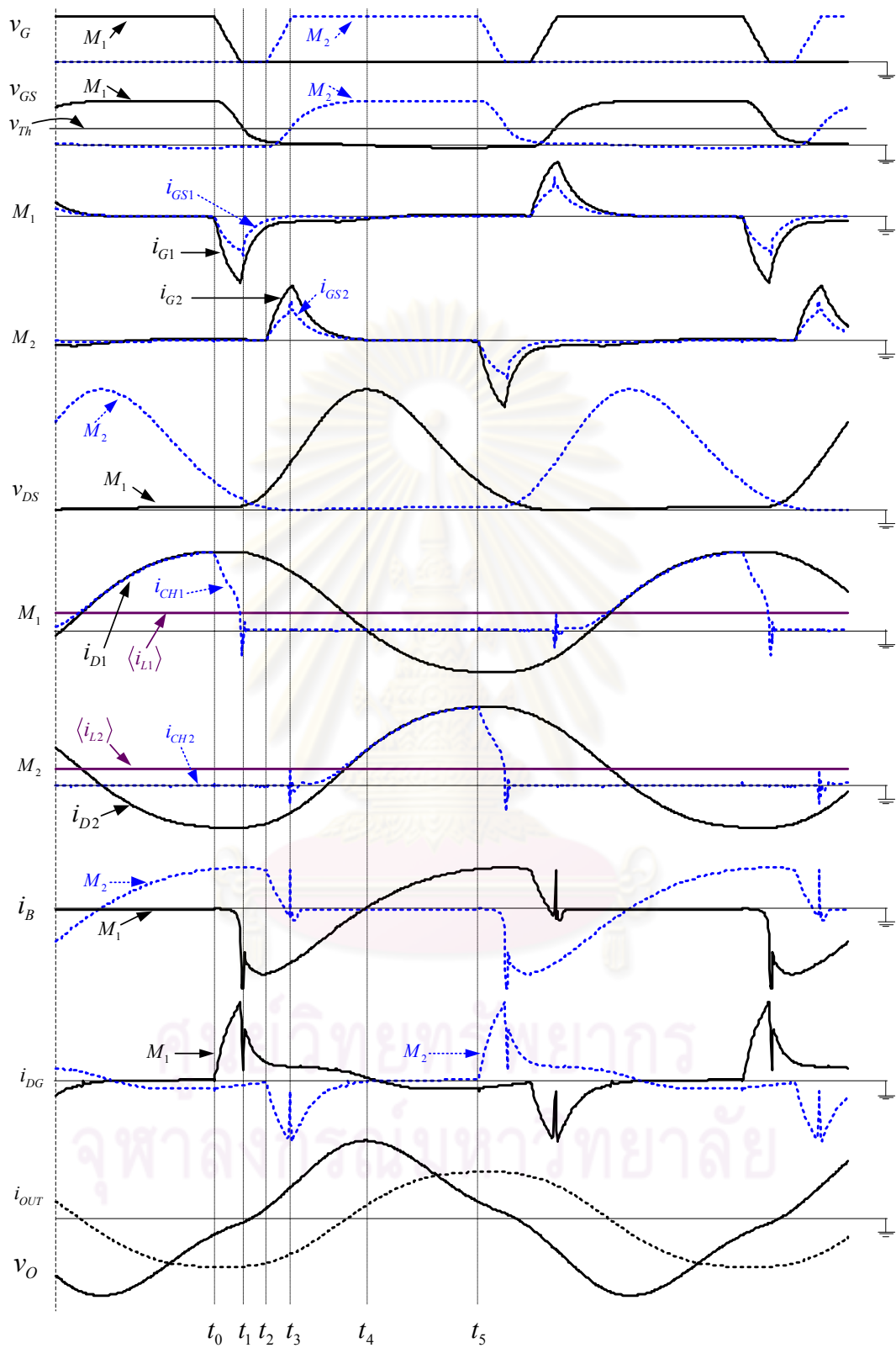
ช่วงที่ 1: $t_0 < t \leq t_1$ M_1 เริ่มหยุดนำกระแส M_2 คายประจุ

ก่อนเวลา t_0 มอสเฟต M_1 มีแรงดัน v_{GS1} มากกว่าแรงดัน V_{TH} M_1 นำกระแสโดยมีกระแสแกนเนล i_{CH1} เท่ากับกระแสเดรน i_{D1} แรงดันด้านออก v_o เป็นลบ และมอสเฟต M_2 ไม่นำกระแส ($i_{CH2} = 0$) กระแส i_{D2} เป็นลบ ทำให้มีการคายประจุของตัวเก็บประจุ C_{OSS2} ($C_{DG2} + C_{DS2}$) ผ่านวงจรโหลด และมอสเฟต M_1 ที่เวลา t_0 สัญญาณขับนำ v_{G1} เริ่มเปลี่ยนสถานะจากขับนำมาเป็นหยุดขับนำ มอสเฟต M_1 คายประจุสะสมที่เกิดจากตัวเก็บประจุ C_{GS1} และ C_{DG1} สังเกตได้จาก i_{G1} มีค่าเป็นลบ ทำให้แรงดัน v_{GS1} ลดลง M_1 ทำงานในย่านกระแสอิ่มตัวที่กระแส i_{CH1} แปรตาม v_{GS1} ช่วงเวลานี้สิ้นสุดที่เวลา t_1 เมื่อ v_{GS1} ต่ำกว่า V_{TH} ทำให้ M_1 หยุดนำกระแส $i_{CH1} = 0$ โดยมีรูปลักษณะของวงจรเป็นดังรูปที่ 3.2(ข)

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.2 รูปลักษณะของวงจรอินเวอร์เตอร์ในช่วงเวลาต่างๆ



รูปที่ 3.3 รูปคลื่นของแรงดัน และกระแสที่จุดต่างๆของวงจรอินเวอร์เตอร์โธเนนซ์แหล่งกระแส

ช่วงที่ 2: $t_1 < t \leq t_2$ M_1 หยุดนำกระแสและเริ่มสะสมประจุ M_2 คายประจุ

ในช่วงเวลานี้มอสเฟต M_1 ยังมีการคายประจุสะสมที่เกิดอย่างต่อเนื่องโดยมีรูปลักษณะของวงจรถูกเป็นดังรูปที่ 3.2(ค) i_{GS1} มีค่าเป็นลบทำให้แรงดัน v_{GS1} มีค่าลดลง กระแส i_{D1} ที่เป็นบวกทำให้มีการสะสมประจุของ C_{OSS1} ($C_{DG1} + C_{DS1}$) แรงดัน v_{DS1} มีค่าเพิ่มขึ้น โดย i_{D1} แบ่งเป็นกระแส i_{DG1} ที่เป็นบวกไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{DG1} และกระแส i_{B1} ที่เป็นลบผ่านไหลผ่านตัวเก็บประจุ C_{DS1} เมื่อแรงดัน v_{DS1} เพิ่มขึ้นจนมีขนาดมากกว่าแรงดัน v_{DS2} แรงดันด้านออก v_O กลับทิศจากลบเป็นบวก

หากกระแส i_{OUT} ยังคงมีค่ามากกว่ากระแส I_{S2} กระแส i_{D2} ที่มีค่าลบจะยังคงทำให้มีการคายประจุของ C_{OSS2} อย่างต่อเนื่องและจะสิ้นสุดเมื่อ v_{DS2} มีค่าเป็นลบและกระแสเปลี่ยนไปไหลผ่าน D_{B2} หรือกระแส i_{OUT} มีค่าลดลงต่ำกว่ากระแส I_{S2} ที่ทำให้กระแส i_{D2} กลับทิศและที่มีค่าบวก ช่วงเวลานี้สิ้นสุด เมื่อสัญญาณขับนำ v_{G2} เริ่มเปลี่ยนสถานะจากหยุดขับนำมาเป็นขับนำ M_2 เพื่อให้ M_2 เริ่มนำกระแสที่แรงดันศูนย์(หรือใกล้ศูนย์) กระแส i_{OUT} ควรจะมีขนาดและเวลาดำหลังแรงดันมากพอเพื่อให้มีการเปลี่ยนทิศของแรงดัน v_{DS2} และมี dead time ที่เหมาะสมเพื่อให้การเริ่มขับนำ M_2 เกิดภายหลังจากการเปลี่ยนทิศของแรงดัน v_{DS2} และเกิดขึ้นก่อนที่แรงดัน v_{DS2} จะเปลี่ยนกลับเป็นบวกอีกครั้งหนึ่ง การคำนวณหาค่าคาบเวลาสูงสุดที่มอสเฟตหยุดนำกระแสเมื่อแรงดันด้านออกกลับทิศเพื่อใช้ในการออกแบบสัญญาณขับนำได้อธิบายไว้ในหัวข้อที่ 3.4

ช่วงที่ 3: $t_2 < t \leq t_3$ M_1 สะสมประจุ M_2 เริ่มนำกระแส

ในช่วงเวลานี้กระแส i_{D1} ที่เป็นบวก โดยไม่มีกระแสไหลผ่านแซนแนล เกิดการสะสมประจุของตัวเก็บประจุ C_{OSS1} ทำให้แรงดัน v_{DS1} มีค่าเพิ่มขึ้น รูปลักษณะของวงจรถูกเป็นดังรูปที่ 3.2(ง) การสะสมประจุนี้เป็นการเกิดการเรโซแนนซ์ระหว่างตัวเหนี่ยวนำในวงจรโหลด(L) กับตัวเก็บประจุ C_{OSS1} ที่ช่วงเวลานี้มีสัญญาณขับนำ M_2 กระแส i_{G2} ที่มีค่าเป็นบวกทำให้เกิดการสะสมประจุที่เกิดกระแส i_{G2} แบ่งเป็นกระแส i_{GS2} ที่เป็นบวกไหลไปประจุ C_{GS2} ทำให้แรงดัน v_{GS2} มีค่าเพิ่มขึ้น และกระแส i_{DG2} ที่เป็นลบจะไหลผ่านและคายประจุ C_{DG2} ทำให้ v_{DG2} มีค่าลดลงและกลับทิศ ในกรณีที่กระแส i_{D2} มีค่าไม่มากพอที่จะทำให้ v_{DS2} กลับทิศก่อนที่จะเริ่มขับนำ M_2 กระแส i_{D2} ที่ยังคงมีค่าเป็นลบจะคายประจุ C_{OSS2} ทำให้แรงดัน v_{DS2} มีค่าลดลงใกล้ศูนย์ ในกรณีที่แรงดัน v_{DS2} ขณะ M_2

เริ่มนำกระแสมีค่าไม่สูงการสูญเสียในขณะเริ่มนำกระแสจะมีค่าไม่มาก ช่วงเวลานี้สิ้นสุดที่เวลา t_3 เมื่อแรงดัน v_{GS2} เพิ่มขึ้นจนมีค่าเท่ากับ V_{TH} กระแส i_{D2} จะเริ่มไหลผ่านแขนแนลของ M_2

ช่วงที่4: $t_3 < t \leq t_4$ มอสเฟต M_1 สะสมประจุ มอสเฟต M_2 นำกระแส

ในช่วงนี้กระแส i_{G2} ยังคงประจุ C_{GS2} ทำให้แรงดัน v_{GS2} เพิ่มขึ้นจนมีค่าเท่ากับแรงดันขั้วนำ รูปลักษณะของวงจรเป็นดังรูปที่ 3.2(จ) i_{D2} ที่เป็นลบเป็นผลรวมของกระแส i_{CH2} และกระแสดายประจุของ C_{DG2} เมื่อกระแส i_{DG2} ลดลงเป็นศูนย์กระแส i_{D2} ทั้งหมดจะไหลผ่านแขนแนล ซึ่งทำให้สิ้นสุดการคายประจุแฝงของ M_2

ในช่วงนี้กระแส i_{D1} ทั้งหมดจะไปประจุ C_{OSS1} ทำให้แรงดัน v_{DS1} มีขนาดเพิ่มขึ้น แรงดันออก v_O จะมีค่าเป็นบวกเท่ากับ v_{DS1} ช่วงเวลานี้สิ้นสุดเมื่อ i_{D1} ลดลงเป็นศูนย์และ v_{DS1} มีค่าสูงสุดที่เวลา t_4

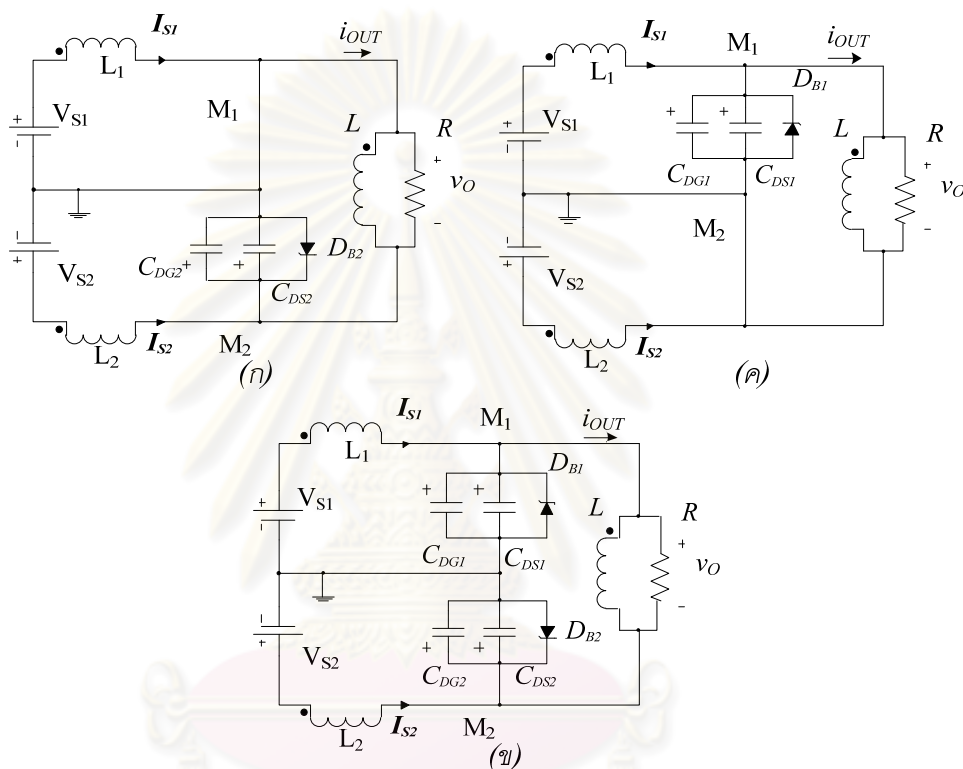
ช่วงที่5: $t_4 < t \leq t_5$ มอสเฟต M_1 คายประจุ มอสเฟต M_2 นำกระแส

เมื่อ i_{D1} กลับทิศทำให้มีการคายประจุของ C_{OSS1} ไปยังวงจรโหลด แรงดัน v_{DS1} มีขนาดลดลง มีรูปลักษณะของวงจรเป็นดังรูปที่ 3.2(ข) ในช่วงนี้มอสเฟต M_2 นำกระแสที่เป็นผลรวมของกระแส I_{S2} และ i_{OUT} ช่วงเวลานี้สิ้นสุดที่เวลา t_5 สัญญาณขั้วนำ v_{GS2} เริ่มเปลี่ยนสถานะจากขั้วนำมาเป็นหยุดขั้วนำ เวลา t_5 เป็นเวลาครบครึ่งคาบของการทำงาน การทำงานในครึ่งคาบหลังจะมี 5 ช่วงเช่นเดียวกันกับครึ่งคาบแรก โดยเวลา t_0 ของครึ่งคาบหลังจะเป็นเวลาเดียวกันกับ t_5 ของครึ่งคาบแรก การทำงานในแต่ละช่วงของครึ่งคาบหลังจะมีลักษณะเช่นเดียวกันกับการทำงานในครึ่งคาบแรก โดยลักษณะการทำงานของมอสเฟตทั้งสองจะสลับกัน

3.2 การประมาณค่าตัวเก็บประจุ C_{OSS} ของมอสเฟต

เนื่องจากโครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้ตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตเป็นส่วนหนึ่งของวงจรโหลด ซึ่งมีวงจรสมมูลเป็นแบบเรโซแนนซ์ขนานดังรูปที่ 2.5(ข) จากการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ได้กล่าวมาแล้ว พบว่าการเกิดเรโซแนนซ์กันระหว่างตัวเหนี่ยวนำในวงจรกับตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตจะมีอยู่ 3 ลักษณะคือ (1) ในช่วงเวลาที่มอสเฟต M_1 นำกระแสเต็มที่และมอสเฟต M_2 ไม่นำกระแส วงจรสมมูลของตัวเก็บประจุแฝงและวงจรโหลดจะมี

ลักษณะดังรูปที่ 3.4(ก) (2) ในช่วงเวลาที่มอสเฟต M_1 และ M_2 ไม่นำกระแสทั้งสอง ดังในช่วงเวลา $t_1 - t_3$ จากการทำงานในหัวข้อที่แล้ว จะได้วงจรมุมูลที่มีลักษณะดังรูปที่ 3.4(ข) และ (3) ในช่วงเวลาที่มอสเฟต M_2 นำกระแสเต็มทีและมอสเฟต M_1 ไม่นำกระแส จะได้วงจรมุมูลที่มีลักษณะดังรูปที่ 3.4(ค)



รูปที่ 3.4 วงจรมุมูลของวงจรโวลต์เรโซแนนซ์กับตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตที่สภาวะสวิตช์ในช่วงเวลาต่างๆ

เมื่อแบ่งช่วงเวลาและพิจารณาวงจรมุมูลของตัวเก็บประจุแฝงในช่วงเวลาต่างๆ สามารถแบ่งวงจรมุมูลออกได้เป็น 2 ช่วงคือ

ช่วงที่มอสเฟตนำกระแสเพียงตัวเดียว

ดังแสดงในรูปที่ 3.4(ก) และ(ค) ซึ่งค่าของตัวเก็บประจุแฝงจะเป็นค่า C_{oss1} หรือ C_{oss2} ตามลำดับ และมีค่าของตัวเก็บประจุแฝงตามสมการ(3.1)

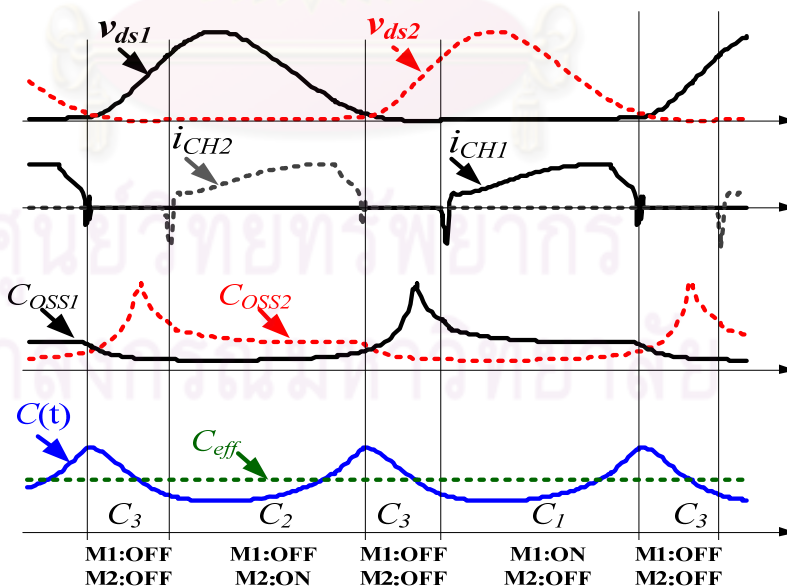
$$C_{1,2}(v) = C_{OSS1,2} = C_{GDO} \cdot W + \frac{C_{BD}}{\left(1 + \frac{V_{DS}}{PB}\right)^{MJ}} \tag{3.1}$$

ช่วงที่มอสเฟตไม่นำกระแสทั้งสองตัว

ดังแสดงในรูปที่ 3.4(ข) ค่าของตัวเก็บประจุแฝงที่โหลดเรโซแนนซ์มองเห็นจะเป็นค่าตัวเก็บประจุ C_{OSS1} ต่ออนุกรมกับ C_{OSS2} สามารถหาค่าตัวเก็บประจุในช่วงนี้ได้ดังสมการ(3.2)

$$C_3(v) = \frac{C_{OSS1} \cdot C_{OSS2}}{C_{OSS1} + C_{OSS2}} \tag{3.2}$$

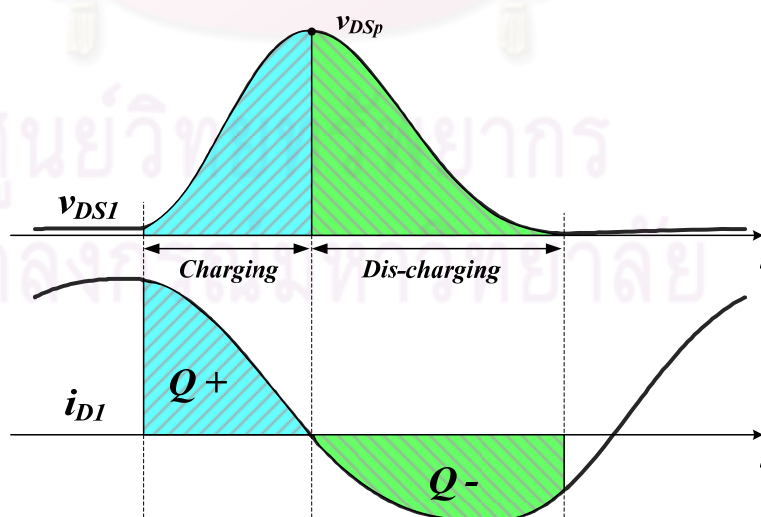
เห็นได้ว่าการเปลี่ยนแปลงค่าตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟต มีการเปลี่ยนแปลงตามจังหวะเวลาการสวิตช์และขนาดของแรงดันตกคร่อมดังแสดงให้เห็นได้ในรูปที่ 3.5 ในรูปนี้แสดงให้เห็นถึงค่า C_{OSS} ของมอสเฟตแต่ละตัวที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันที่ตกคร่อม และค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ที่วงจรโหลดมองเห็นในแต่ละช่วงเวลา $C(t)$ จากรูปการที่ตัวเก็บประจุ C_{OSS} ของมอสเฟตทั้งสองอนุกรมกันในช่วงที่ไม่นำกระแสทั้งสองตัวทำให้ตัวเก็บประจุของวงจรเรโซแนนซ์มีค่าลดลงเป็นอย่างมากโดยประมาณเท่ากับตัวเก็บประจุ C_{OSS} ของมอสเฟตที่กำลังรับแรงดันด้านออก



รูปที่ 3.5 ค่าของตัวเก็บประจุแฝงในช่วงเวลาต่างๆที่วงจรโหลดมองเห็น

เนื่องจากค่าตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตไม่เป็นเชิงเส้นมีการเปลี่ยนแปลงตามจังหวะการสวิตช์และยังขึ้นกับขนาดของแรงดันที่ตกคร่อมเดรน-ซอสของมอสเฟต เพื่อลดความยุ่งยากในการเลือกค่าตัวเหนี่ยวนำในการออกแบบวงจรโวลตรเรโซแนนซ์ จึงนำเสนอวิธีการประมาณค่าตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตให้มีค่าคงที่ตลอดคาบการสวิตช์ และไม่ขึ้นกับแรงดันที่ตกคร่อมมอสเฟตเรียกตัวเก็บประจุนี้ว่าตัวเก็บประจุประสิทธิภาพ

วิธีที่จะใช้การการประมาณค่าตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตจะใช้วิธีการประมาณค่าประจุ (Charge: Q) ที่ตัวเก็บประจุแฝงใช้ในการเปลี่ยนแปลงระดับแรงดันในช่วงเวลาที่มอสเฟตหยุดนำกระแส โดยสามารถแบ่งช่วงเวลาของการประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุแฝงนี้ได้เป็น 2 ช่วงคือ ช่วงแรกช่วง ($Q+$) เป็นช่วงเวลาการของการประจุโดยค่ากระแส i_D ที่เป็นบวกทำให้แรงดัน v_{DS} มีค่าเพิ่มขึ้นจนมีค่าสูงสุดและกระแส i_D ลดลงเป็นศูนย์ และช่วงที่สองช่วง ($Q-$) เป็นช่วงเวลาของการคายประจุโดยค่ากระแส i_D มีค่าเป็นลบทำให้แรงดัน v_{DS} ลดลงจากค่ายอดจนมีค่าเท่ากับศูนย์ จากผลการจำลองเมื่อคำนวณหาค่าประจุที่ C_{oss1} ใช้ในแต่ละช่วงเวลา ดังแสดงในรูปที่ 3.6 โดยใช้วิธีการหาพื้นที่ใต้กราฟของกระแส i_{D1} พบว่าค่าประจุที่ใช้ในการประจุมีค่าเท่ากับ $45.9nC$, และค่าประจุในการคายประจุมีค่าเท่ากับ $-46.3nC$ (ค่าเป็นลบหมายถึงตัวเก็บประจุคายประจุออก) เมื่อผลต่างของแรงดัน v_{DS} ที่เป็นการประจุและคายประจุของตัวเก็บประจุแฝงมีค่าเท่ากัน ฉะนั้นค่าประจุที่ใช้จึงมีค่าเท่ากัน ในที่นี้ใช้การคิดค่าประจุของตัวเก็บประจุแฝงในช่วงการสะสมประจุ



รูปที่ 3.6 ผลการจำลองวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ เพื่อค่าประจุที่ใช้ในการเพิ่มแรงดันและลดแรงดัน v_{DS} ของตัวเก็บประจุแฝง C_{oss1}

การหาค่าประจุนี้สามารถหาได้จากค่าพารามิเตอร์ในแบบจำลองของมอสเฟต แทนการหาจากพื้นที่ใต้กราฟของกระแสเดรน จากนิยามของตัวเก็บประจุแบบไม่เชิงเส้น มีค่าประจุที่เปลี่ยนแปลงตามแรงดันดังสมการที่ (3.3)

$$dQ = C(v) \cdot dV \quad (3.3)$$

โดยแทนค่า $C(v)$ ตามสมการที่(3.1) และทำการอินทิเกรตสมการ(3.3) เมื่อประมาณให้แรงดันคร่อมมอสเฟตในขณะนำกระแสมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นจึงแทนค่าช่วงของแรงดัน v_{DS} จากศูนย์ถึงค่ายอดของแรงดันคร่อมมอสเฟตลงไป ได้สมการของประจุของตัวเก็บประจุแ่งดังสมการ (3.4)

$$Q_{OSS} = \int_{V_1=V_{DS,OV}=0}^{V_2=V_{DSP}} C_{OSS}(v) \cdot dv_{DS} = \int_{V_1=0}^{V_2=V_{DSP}} \frac{C_{jo}}{\left(1 + \frac{V_{DS}}{PB}\right)^{MJ}} \cdot dV_{DS} + \int_{V_1=0}^{V_2=V_{DSP}} C_{DG} \cdot dV_{DS}$$

$$Q_{OSS} = \frac{C_{BD} \cdot PB}{(1 - MJ)} \cdot \left[\left(1 + \frac{V_P}{PB}\right)^{(1-MJ)} - 1 \right] + C_{DG} \cdot V_{DSP} \quad (3.4)$$

ค่าประจุ Q_{OSS} จากสมการที่(3.4) เป็นจำนวนประจุที่ใช้ในการเพิ่มแรงดัน v_{DS} จากศูนย์จนถึงค่ายอดของแรงดัน v_{DS} ดังนั้นสามารถประมาณค่าตัวเก็บประจุประสิทธิผลได้จากสมการที่(3.5)

$$C_{eff} = \frac{Q_{OSS}}{V_{DSP}} = \frac{C_{BD} \cdot PB}{(1 - MJ)V_{DSP}} \cdot \left[\left(1 + \frac{V_{DSP}}{PB}\right)^{(1-MJ)} - 1 \right] + C_{DG} \quad (3.5)$$

ในการหาค่าตัวเก็บประจุประสิทธิผลของตัวเก็บประจุ C_{OSS} ของมอสเฟตนี้จำเป็นจะต้องรู้ค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองของมอสเฟตที่ใช้ ซึ่งสามารถหาได้จากโปรแกรมที่ใช้จำลองผล

สมการตัวเก็บประจุประสิทธิผลนี้เป็นค่าเฉลี่ยในช่วงสะสมประจุหรือคายประจุของตัวเก็บประจุแ่งของมอสเฟต ไม่ใช่ค่าของตัวเก็บประจุแ่งที่เวลาต่างๆ และมีขนาดขึ้นกับค่ายอดของแรงดันด้านนอก กล่าวคือถ้าขนาดค่ายอดของแรงดันด้านนอกเพิ่มขึ้นขนาดของตัวเก็บประจุประสิทธิผลจะมีค่าเล็กลง และในทางกลับกันถ้าขนาดค่ายอดของแรงดันด้านนอกมีค่าลดลงขนาดของตัวเก็บประจุประสิทธิผลจะมีค่าเพิ่มขึ้น จากปรากฏการณ์ที่กล่าวมานี้จะทำให้เกิดขีดจำกัดในการทำงานของวงจรมอสเฟต เพราะเมื่ออินเวอร์เตอร์เปลี่ยนจุดทำงาน ขนาดของแรงดันออกมีค่าเปลี่ยนแปลง ขนาดของตัวเก็บประจุประสิทธิผลมีค่าเปลี่ยนแปลง ทำให้ความถี่เรโซแนนซ์ของ

วงจรไหลดเปลี่ยนแปลงตาม ซึ่งส่งผลต่อจังหวะเวลาการสวิตช์ของมอสเฟต ดังนั้นจึงมีการศึกษาถึงขอบเขตย่านการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ที่จะกล่าวถึงในบทถัดไป

3.3 การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรไหลด

การออกแบบวงจรไหลดเรโซแนนซ์แบบขนานเมื่อได้กำหนดค่ายอดของแรงดันด้านออกตามข้อกำหนดของการออกแบบ จึงสามารถหาค่าตัวเก็บประจุประสิทธิภาพ (C_{eff}) ของตัวเก็บประจุแฝงได้จากค่าพารามิเตอร์ของแบบจำลองมอสเฟตที่ใช้และขนาดค่ายอดของแรงดันออก โดยแทนลงในสมการที่(3.4) และ(3.5) การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำของวงจรไหลดจะใช้ค่าตัวแปรที่หาได้จาก ค่าตัวเก็บประจุประสิทธิภาพ ค่าความต้านทานไหลด ความถี่การสวิตช์ ขนาดของกระแสด้านเข้า จากความสัมพันธ์ของฟังก์ชันอินทรีย์ของวงจรไหลดเรโซแนนซ์แบบขนานดังสมการที่(3.6)

$$V_O = \frac{I_{INV1} \cdot Z_0}{\sqrt{\frac{1}{Q_P^2} + \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2}} \quad (3.6)$$

เมื่อ $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC_{eff}}}$, $\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_0}$, $\omega_s = 2\pi f_s$

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C_{eff}}}$$

$$Q_P = \frac{R}{Z_0} = R \cdot C_{eff} \cdot \omega_0 = \frac{R}{L \cdot \omega_0}$$

จากสมการที่(3.6) เมื่อให้ค่า $I_{IP} = \sqrt{2} \cdot I_{INV1} = \frac{4}{\pi} \cdot I_S$ แทนลงในสมการที่(3.6) จะได้สมการค่ายอดของแรงดันด้านออกดังสมการที่(3.7)

$$V_{OP} = \frac{I_{IP} \cdot Z_0}{\frac{1}{Q_P} \sqrt{1 + Q_P^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2}} \quad (3.7)$$

แทนค่า $Q_P = R \cdot C_{eff} \cdot \omega_0$ ลงในสมการที่ (3.7) และแก้สมการ เพื่อหาค่าความถี่ที่สถานะ (ω_n) ได้ดังสมการที่ (3.8)

$$\omega_n = \sqrt{\frac{(R \cdot C_{eff} \cdot \omega_s)}{\sqrt{(R \cdot C_{eff} \cdot \omega_s) + \sqrt{\left(\frac{R \cdot I_{IP}}{V_{OP}}\right)^2} - 1}}} \quad (3.8)$$

จากสมการที่(3.5) สามารถคำนวณค่าตัวเหนี่ยวนำในวงจรโหลดได้เท่ากับสมการที่ (3.9)

$$L = \frac{\omega_n^2}{\omega_s^2 \cdot C_{eff}} \quad (3.9)$$

การหาค่าตัวเหนี่ยวนำในวงจรโหลดจะต้องกำหนดค่ายอดของแรงดันไฟฟ้าทางด้านออก (V_{OP}), ค่ากระแสไฟตรงทางด้านเข้า (I_S), ค่าความต้านทานโหลด (R), ค่าตัวเก็บประจุประสิทธิผลของมอสเฟต (C_{eff}) ซึ่งหาได้จากสมการที่(3.5)

3.4 ขีดจำกัดช่วงระยะเวลาหยุดนำกระแสของมอสเฟต

การขับนำวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ให้เหมาะสมนี้ทำได้ไม่ถ่วงนักเนื่องจากการเกิดสภาวะการเรโซแนนซ์กันระหว่างตัวเหนี่ยวนำกับตัวเก็บประจุทำให้เป็นการบังคับช่วงเวลาการขับนำสวิตช์ไปด้วย การขับนำวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ผิดจังหวะเช่น ขับนำในขณะที่แรงดัน v_{DS} ยังมีค่าสูงอยู่ วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสนี้อาจจะเกิดกรณีที่การขับนำที่ช้าเกินไป ซึ่งจะทำให้เกิดการประจุของตัวเก็บประจุ C_{OSS} อีกครั้ง ทำให้แรงดัน v_{DS} จากที่เคยมีค่าประมาณศูนย์กลับไปมีค่าเพิ่มขึ้นอีกครั้ง

การวิเคราะห์หาค่าช่วงระยะเวลาหยุดนำกระแสของมอสเฟตเริ่มจากการพิจารณาในดกระแสที่ขาเดรนของมอสเฟต M_1 ดังรูปที่ 3.7 จากกฎของเคอร์ชอฟเขียนได้เป็นสมการที่(3.10)

$$i_{D1}(t) = I_{S1} - i_{OUT}(t) \quad (3.10)$$

และค่ากระแสด้านออกของอินเวอร์เตอร์ $i_{OUT}(t)$ เป็นผลรวมของกระแสในตัวเหนี่ยวนำกับกระแสที่โหลดตัวต้านทานมีค่าเท่ากับ

$$i_{OUT}(t) = i_L(t) + \frac{v_o(t)}{R} \quad (3.11)$$

แทนค่าสมการ(3.11) ลงใน (3.10) จะได้

$$i_{D1}(t) = I_{S1} - \left(i_L(t) + \frac{v_O(t)}{R} \right) \quad (3.12)$$

ที่ระยะเวลาสูงสุดของช่วงหยุดนำกระแสของมอสเฟต(θ) คือช่วงระยะเวลาที่แรงดันด้านออกเท่ากับศูนย์(เริ่มเปลี่ยนทิศ)จนถึงช่วงที่กระแสเดรน i_D มีค่าเท่ากับศูนย์(จากลบเริ่มเปลี่ยนทิศ) โดยประมาณให้แรงดันด้านออกมีลักษณะเป็น sine wave

$$v_O(t) = V_{OP} \sin \omega t$$

$$i_L(t) = I_{LP} \cos \omega t$$

แทนค่า $i_L(t)$, $i_D(t)=0$ และ $-v_O(t)$ (เนื่องจากการคำนวณหาระยะเวลาหยุดนำกระแสของมอสเฟต M_1 เมื่อแรงดันด้านออกเปลี่ยนทิศจากบวกเป็นลบ) ลงใน (3.12)

$$I_{S1} = I_{LP} \cos(\omega t) - \frac{V_{OP}}{R} \sin(\omega t) \quad (3.13)$$

โดยที่ I_{LP} คือค่ายอดของกระแสในตัวเหนี่ยวนำวงจรถอด

V_{OP} คือค่ายอดของแรงดันด้านออก

จากสมการที่ (3.13) ให้ค่า $\omega t = \theta$ ได้ตั้งสมการที่ (3.14)

$$I_{S1} = I_{LP} \cos \theta - \frac{V_{OP}}{R} \sin \theta \quad (3.14)$$

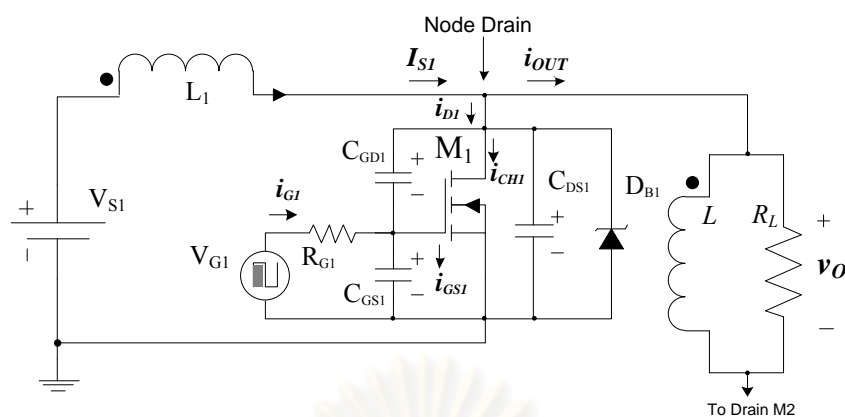
แก้สมการเพื่อหาค่า θ ตามสมการที่(3.15)

$$\theta = \sin^{-1} \left[\frac{-b \pm \sqrt{b^2 - 4 \cdot a \cdot c}}{2 \cdot a} \right] \quad (3.15)$$

เมื่อ $a = I_{LP}^2 + \left(\frac{V_{OP}}{R} \right)^2$

$$b = 2 \cdot I_{S1} \cdot \frac{V_{OP}}{R}$$

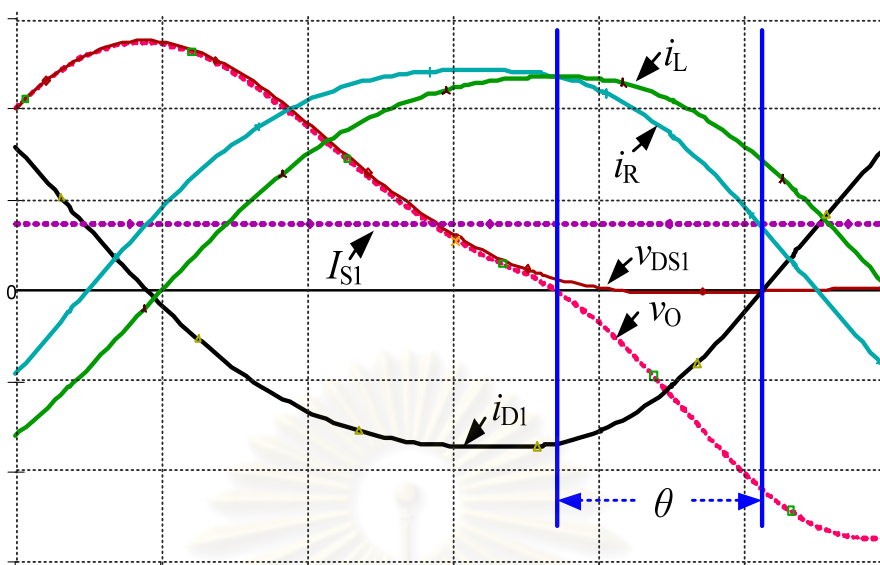
และ $c = \left(\frac{V_{OP}}{R} \right)^2 - I_{LP}^2$



รูปที่ 3.7 โหนดเดรนของวงจรถอแรงดัน (เฉพาะที่ M_1)

จากรูปที่ 3.8 แสดงให้เห็นถึงกราฟกระแสต่างๆที่โหนดเดรนของมอสเฟต M_1 จากรูปจะเห็นว่าช่วงระยะเวลาที่ v_{DS1} ลดลงมาเท่ากับศูนย์มีระยะเวลาที่จำกัด เนื่องจากการลดลงของแรงดัน v_{DS1} เกิดจากการคายประจุของ C_{OSS1} ของมอสเฟตในช่วงเวลานี้กระแส i_{D1} มีค่าเป็นลบ ถ้ามีการซึบนำที่เหมาะสมในช่วงเวลาที่แรงดัน v_{DS1} เท่ากับศูนย์และกระแส i_{D1} ที่เป็นลบจะทำให้เกิดการสูญเสียมีค่าไม่มาก แต่ถ้าไม่ซึบนำในช่วงนี้จนกระแสเดรน i_{D1} กลับทิศจากลบมาเป็นบวก(เลยระยะเวลา θ) จะทำให้เกิดการสะสมประจุที่ตัวเก็บประจุ C_{OSS1} ทำให้แรงดัน v_{DS1} เพิ่มขึ้นทำให้เกิดการสูญเสียในขณะที่เริ่มนำกระแสเพิ่มขึ้น การคำนวณหาค่า dead time นี้จะใช้ในกรณีที่กระแส i_{D1} ซึ่งเป็นผลต่างของกระแส i_{OUT} กับกระแส I_{S1} มีค่ามากพอที่จะทำให้ v_{DS1} ลดลงเป็นศูนย์ก่อนที่กระแส i_{D1} จะกลับทิศทาง

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.8 รูปคลื่นในช่วงระยะเวลาหยุดนำกระแสของมอสเฟต

3.5 แนวทางการควบคุมกำลังงานด้านออก

ในหัวข้อนี้จะอธิบายแนวทางและขอบเขตของการควบคุมค่ากำลังงานด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส จากสมการที่(3.6) สามารถเขียนให้อยู่ในรูปของกำลังงานด้านออกได้ตามสมการที่(3.16)

$$P_o = \frac{V_{Orms}^2}{R} = \frac{\pi^2}{8} \cdot \frac{V_s^2}{R} \cdot \left[1 + Q_p^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2 \right] \quad (3.16)$$

จากสมการที่(3.16) ตัวแปรที่ทำให้ค่ากำลังงานด้านออกเปลี่ยนแปลงมีดังนี้ ค่าความถี่พัสสถาน, ค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้า, และค่าความต้านทานโหลด ซึ่งการแปรตัวแปรเหล่านี้จะขึ้นกับขีดจำกัดของการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ด้วย

การแปรความถี่พัสสถานเป็นการแปรค่าความถี่การสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์อย่างไรก็ตาม ขีดจำกัดของวงจรอินเวอร์เตอร์นี้จะต้องสวิตช์ที่ความถี่ใกล้เคียงเรโซแนนซ์ การที่แปรความถี่การสวิตช์จะทำให้จังหวะการสวิตช์ของมอสเฟตไม่เหมาะสม เป็นอาจเป็นสาเหตุให้เกิดการสวิตช์ในขณะที่มอสเฟตยังรับแรงดันสูงอยู่ ซึ่งทำให้เกิดการสูญเสียในขณะเริ่มนำกระแสของมอสเฟตเพิ่มขึ้น

ตัวแปรที่เหมาะสมเพื่อให้การแปรกำลังงานด้านออกเปลี่ยนแปลงของวงจรอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ก็คือค่าแรงดันด้านเข้า ขีดจำกัดของการแปรขนาดของแรงดันด้านเข้าจะขึ้นอยู่กับค่ายอด

ของแรงดันคร่อมมอสเฟตที่จะต้องมีความไม่เกินค่าสูงสุดที่มอสเฟตจะทนได้ และในกรณีที่ ต้องการลดค่ากำลังงานจะทำโดยการลดขนาดของแรงดันด้านเข้าจะทำให้กระแสที่ไปจ่ายประจุ-
 แผงของมอสเฟตมีค่าลดลง ส่งผลให้ต้องใช้ระยะเวลาในการลดแรงดันที่นานขึ้น ในขณะที่ความถี่ การสวิตช์ยังคงที่อยู่จึงเป็นสาเหตุให้เกิดการขั้บนำมอสเฟตในขณะที่แรงดันคร่อมยังสูงอยู่ได้ การ หารขีดจำกัดของค่ากำลังด้านออกต่ำสุดจะแสดงอยู่ในหัวข้อที่ 4.1.2 การศึกษาพฤติกรรมของวงจร โดยการลดค่ากำลังออก

3.6 ขั้นตอนการออกแบบค่าอุปกรณ์ของวงจรอินเวอร์เตอร์

ในหัวข้อนี้จะนำเสนอการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส โดยเริ่มจาก ข้อกำหนดและขีดจำกัดในการออกแบบ จากนั้นจึงใช้ข้อกำหนดเป็นเกณฑ์ในการออกแบบ โดย การออกแบบจะแบ่งเป็นการออกแบบค่าเหนี่ยวนำในวงจรกำลัง และการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ เพื่อให้การออกแบบสอดคล้องกับผลจากการทดลองเนื่องจากค่าความต้านทานของโหลดมีค่า เท่ากับ 323Ω

3.6.1 ข้อกำหนดและขีดจำกัดในการออกแบบ

ข้อกำหนดและขีดจำกัดที่ใช้ในการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส ที่ใช้ ในวิทยานิพนธ์นี้เป็นดังนี้

- 3.1 กำหนดแรงดันด้านออกเป็นสัญญาณไซน์ความถี่ 10MHz
- 3.2 ให้ค่ากำลังออกที่โหลดพิกัด 323Ω มีค่าเท่ากับ 100W
- 3.3 ใช้กับค่าความต้านทานโหลดเปลี่ยนแปลงอยู่ระหว่าง 200-900 Ω
- 3.4 ให้แรงดันคร่อมมอสเฟตมีค่าสูงสุดไม่เกิน 640 โวลต์

ขั้นตอนในการออกแบบ

ในการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์นี้จะประมาณว่าแรงดันด้านออกเป็นสัญญาณไซน์ และ แรงดันที่คร่อมสวิตช์เป็นไซน์ในขณะที่มอสเฟตรับแรงดัน

ขั้นที่ 1.) ที่กำลังด้านออกเท่ากับ 100W ที่โหลด 323Ω จะได้ค่ายอดของแรงดันด้านออก ได้ตามสมการ

$$V_{OP} = \sqrt{2 \cdot P_O \cdot R_L} = \sqrt{2 \cdot 100 \cdot 323} = 254.2V \quad (3.17)$$

แรงดันคร่อมมอสเฟตประมาณมีลักษณะเป็นไซน์ครึ่งคลื่นโดยมีค่ายอดเท่ากับ V_{OP} สามารถหาค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าได้จากค่าเฉลี่ยไซน์ครึ่งคลื่น

$$V_S = \frac{V_{OP}}{\pi} = \frac{254.2}{\pi} = 80.91V \quad (3.18)$$

ขั้นที่ 2.) ค่ายอดของแรงดันด้านออกที่จุดทำงานพิกัดนี้ทำให้สามารถหาค่าตัวแฝงที่อยู่ในรูปของตัวเก็บประจุประสิทธิผลได้จากสมการที่ (3.4) และ (3.5) มอสเฟตที่ใช้ในการจำลองเบอร์ FQP7N80C ภายในโมเดลนั้นมีค่าพารามิเตอร์ต่างๆดังนี้

$C_{DB} = 1.7789nF$, $C_{GD0} = 14.584pF$, $PB = 1.2$, $MJ = 0.6$, $W = 1.18$ แทนค่าต่างๆลงในสมการที่(3.4) และ (3.5) จะได้ค่าตัวเก็บประจุประสิทธิผล

$$Q_{OSS} = \frac{1.7789nF \cdot 1.2}{(1-0.6)} \times \left[\left(1 + \frac{254.2}{1.2} \right)^{(1-0.6)} - 1 \right] + 14.58pF \cdot 1.18 \cdot 254.2 \quad (3.19)$$

$$Q_{OSS} = 44.59nC$$

$$C_{eff} = \frac{44.59nC}{254.2} = 175.41pF \quad (3.20)$$

ขั้นที่ 3.) ใช้วิธีการประมาณด้วยความถี่หลักมูลเพื่อหาค่าตัวเหนี่ยวนำในวงจรถอด จะเริ่มจากการหาค่าความถี่ที่สสถานของวงจรถอดตั้งสมการที่ (3.8) จากสมการดังกล่าวจะต้องกำหนดค่ากระแสด้านเข้า (I_S) สามารถหาได้จากกำลังงานด้านออก (P_O) ของอินเวอร์เตอร์โดยมีค่าเท่ากับ (3.21)

$$I_S = \frac{P_O}{2V_S} = \frac{100}{2(80.91)} = 0.618A \quad (3.21)$$

$$I_{IP} = \frac{4}{\pi} \cdot I_S = 0.787A \quad (3.22)$$

แทนค่าจากสมการที่(3.22)ลงในสมการที่(3.8) จะได้

$$\omega_n = 0.997$$

นำค่าความถี่ที่สสถานที่ได้นี้มีคำนวณหาค่าของตัวเหนี่ยวนำในวงจรโหลดจะได้

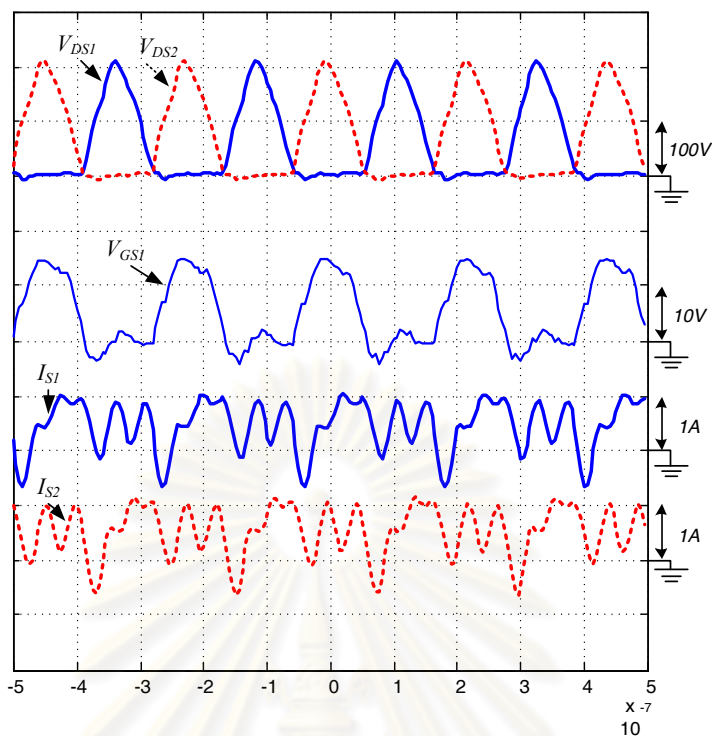
$$L = \frac{\omega_n^2}{\omega_s^2 \cdot C_{eff}} = 1.436 \mu H \quad (3.23)$$

ขั้นที่ 4.) หาค่าตัวเหนี่ยวนำ L_1 และ L_2 ของภาคจ่ายกระแสที่ด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ เนื่องจากตัวเหนี่ยวนำตัวนี้ในทางทฤษฎีแล้วยังมีค่ามากเท่าไรหรือกระแสที่ไหลเข้าวงจรอินเวอร์เตอร์ยังมีค่าที่เปลี่ยนแปลงน้อยลง แต่ในทางปฏิบัติแล้วความถี่ที่เปลี่ยนแปลงของกระแสที่ไหลมีค่าเท่ากับความเร็วของการสวิตช์ ฉะนั้นตัวเหนี่ยวนำทั้งสองตัวนี้จะต้องมีค่า self resonant frequency ที่สูงกว่าค่าความถี่การสวิตช์ ซึ่งได้เลือกให้ค่าตัวเหนี่ยวนำทั้งสองนี้มีค่าประมาณ 10 เท่าของค่าตัวเหนี่ยวนำในวงจรโหลด ในที่นี้ให้หามีค่าเท่ากับ

$$L_1 = L_2 = 18 \mu H \quad (3.24)$$

ตัวเหนี่ยวนำในทางปฏิบัติจะมีค่า Self resonant frequency(SRF) ของตัวเหนี่ยวนำนั้นเป็นตัวกำหนดค่าความถี่สูงสุดที่จะใช้งานได้ ในกรณีที่เลือกใช้ค่าตัวเหนี่ยวนำที่มีค่า SRF ต่ำกว่าค่าความถี่การสวิตช์ ซึ่งอาจทำให้กระแสที่ไหลเข้าไปในวงจรอินเวอร์เตอร์ลักษณะที่เพี้ยนไปจากเดิม และอาจมีการกลับทิศของกระแสที่ไหลเข้าไปยังวงจรอินเวอร์เตอร์ ดังรูปที่ 3.9

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย



รูปที่ 3.9 รูปคลื่นกระแส I_{S1} , I_{S2} จากผลการทดลองในกรณีที่ตัวเหนี่ยวนำที่ใช้มีค่า SRF น้อยกว่า
ความถี่การสวิตช์

3.6.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

องค์ประกอบที่สำคัญอย่างหนึ่งในวงจรอินเวอร์เตอร์ก็คือ ตัวเหนี่ยวนำ ดังนั้นในหัวข้อนี้จึงขอล่าวถึงขั้นตอนการออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์ ดังที่ได้กล่าวมาในบทที่ 2 แล้วว่าชนิดของสารเฟอร์ไรต์ที่เหมาะสมกับความถี่ที่ใช้เท่ากับ 10 MHz คือนิกเกิล-สังกะสี(Ni-Zn) อย่างไรก็ตามแกนชนิดนี้ค่อนข้างหายากตามท้องตลาดทั่วไป จึงทำให้นาขนาดนั้นถูกจำกัดด้วยแกนที่มี ดังนั้นในการออกแบบจึงถือได้ว่าได้เลือกขนาดของแกนที่ใช้พ้นไว้แล้ว ในที่นี้ได้เลือกใช้แกนขนาด P26x16 ของ EPCOS ใช้เป็นแกนสำหรับตัวเหนี่ยวนำในวงจรโหนด ส่วนตัวเหนี่ยวนำในวงจรแหล่งจ่ายกระแสตรง(L_1, L_2) จะใช้แกน toroids เบอร์ TN23/14/7 ของ Ferroxcube

- การออกแบบตัวเหนี่ยวนำวงจรโหนด(L)

จากความสัมพันธ์ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก $B = \mu H$ เส้นแรงแม่เหล็ก $\phi = B \cdot S$ และ flux-linkage $\lambda = N\phi$ สามารถเขียนได้เป็นดังสมการที่(3.25)

$$L = \frac{\lambda}{i} = \left[\mu \cdot \frac{S}{l} \right] \cdot N^2 = P \cdot N^2 \quad (3.25)$$

โดยที่ μ คือค่าความซึมซาบของแกน (absolute permeability)

S คือพื้นที่หน้าตัดของแกน

l คือ magnetic path length

P คือค่า Permeance ของแกน

โดยทั่วไปแล้วผู้ผลิตมักจะบอกค่า permeance ของแกนอยู่ในรูปของค่า A_L (inductance factor) ฉะนั้นสามารถหาค่าจำนวนรอบที่พันบนแกนได้จากสมการ(3.26)

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} \quad (3.26)$$

จากสมการที่(3.26) สามารถหาจำนวนรอบที่จะต้องใช้พันตัวเหนี่ยวนำของวงจรถอดได้เท่ากับ โดยที่ค่า A_L ของแกนที่ใช้มีค่าเท่ากับ 100 nH

$$N = \sqrt{\frac{1.436 \mu\text{H}}{0.1 \mu\text{H}}} = 3.79 \approx 4 \quad (3.27)$$

เมื่อเลือกจำนวนรอบที่ใช้พันเท่ากับ 4 รอบทำให้ตัวเหนี่ยวนำมีค่าใหญ่ขึ้น เมื่อทำการวัดด้วยเครื่อง Impedance Analyzer ได้ L มีค่าเท่ากับ $1.58 \mu\text{H}$

เนื่องจากขนาดแกนมีจำกัดและวิธีการออกแบบไม่ได้นำวิธี A_p หรือ K_g มาคิดทำให้ต้องตรวจสอบค่าความหนาแน่นของฟลักซ์แม่เหล็กในแกนสูงสุด (B_{\max}) เพื่อพิสูจน์ว่าในขณะการทำงานแกนจะไม่อิ่มตัว จากความสัมพันธ์ของเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดสามารถหาค่า B_{\max} ได้ดังนี้

$$B_{\max} = \frac{\phi_{\max}}{S} = L \cdot \frac{I_{\text{peak}}}{N \cdot S} = 1.58 \mu\text{H} \cdot \frac{2.37}{4 \cdot 93 \cdot 10^{-6}} = 10.1 \text{ mT} \quad (3.28)$$

จากการจำลองที่จุดทำงานพิกัดมีค่ายอดของกระแสไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ (i_{LP}) เท่ากับ 2.37 A และพื้นที่หน้าตัดของแกน (S) มีค่าเท่ากับ 93 mm^2 จากสมการ(3.28) จะเห็นได้ว่าแกนยังไม่อิ่มตัว (โดยทั่วไปแกนจะอิ่มตัวที่ค่า $B_{\max} = 0.3 \text{ T}$) และที่จุดทำงานย่านแรงดันออกสูงสุดค่ายอดของกระแสในตัวเหนี่ยวนำเท่ากับ 4.71 A ค่า B_{\max} ที่จุดทำงานนี้มีค่าเท่ากับ 20 mT

- การออกแบบตัวเหนี่ยวนำในวงจรแหล่งจ่ายกระแส(L_1, L_2)

แกนที่เลือกใช้เป็นแบบ toroids ที่มีค่า $A_L=63\text{nH}$ เมื่อแทนค่าลงไปในสมการที่(3.26) จะได้

$$N = \sqrt{\frac{18\mu\text{H}}{63\text{nH}}} = 16.9 \approx 17 \quad (3.29)$$

และจากผลการจำลองที่จุดทำงานพิกัดมีค่ายอดของกระแสด้านเข้า(I_{SP}) เท่ากับ 0.75A และแกนมีค่าพื้นที่หน้าตัด(S)เท่ากับ 30.9mm^2 แทนลงในสมการ(3.28) จะได้

$$B_{max} = 18\mu\text{H} \cdot \frac{0.75}{17 \cdot 30.9 \cdot 10^{-6}} = 25.7\text{mT} \quad (3.30)$$

และเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ย่านแรงดันออกคงที่สูงสุด($V_{OP}=640\text{V}$)ที่ความต้านทานโหลดต่ำ($R=200 \ \Omega$) เป็นการทำงานที่มีค่ากระแสด้านเข้าสูงสุดมีค่ายอด($I_{SP,max}$)เท่ากับ 2.6A จะได้ค่า B_{max} เท่ากับ 89.1mT

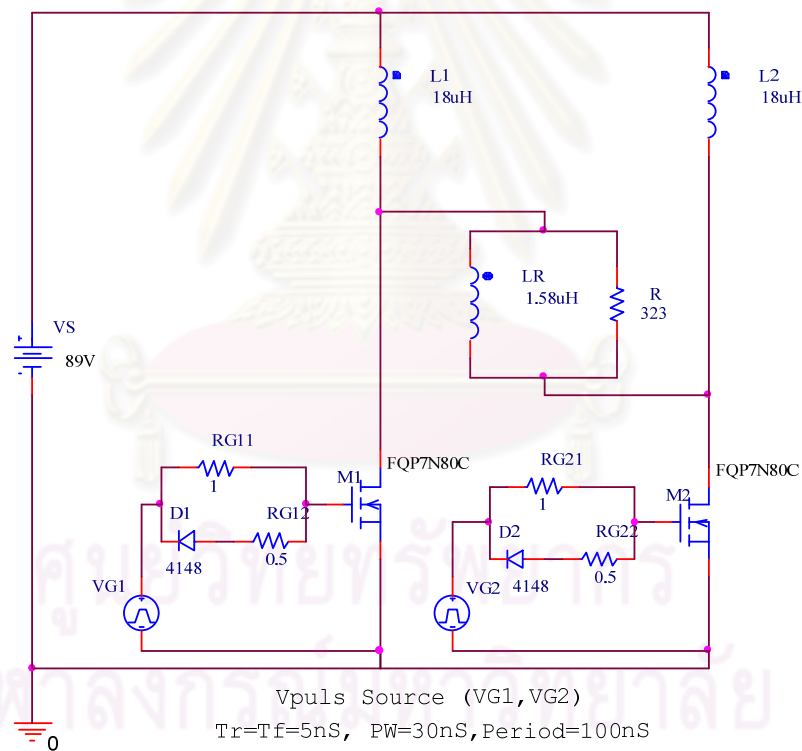
ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

บทที่ 4

การจำลองการทำงานและผลการทดลอง

4.1 ผลการจำลองการทำงาน

ในบทที่ 3 ได้อธิบายการทำงานและแสดงวิธีการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแส ในบทนี้จะนำเสนอผลการจำลองและการทดลองเพื่อตรวจสอบความถูกต้องของการออกแบบ วงจรที่ใช้ในการจำลองเป็นดังรูปที่ 4.1 เพื่อศึกษาผลของการเปลี่ยนแปลงความต้านทานโหลดที่มีต่อลักษณะการทำงานของวงจร และศึกษาแนวทางการควบคุมกำลังออกโดยการควบคุมแรงดันไฟตรงด้านเข้า ได้มีการจำลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อการแปรค่าความต้านทานโหลดและแรงดันไฟตรงด้านเข้า



รูปที่ 4.1 โครงสร้างของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้ในการจำลอง

4.1.1 พฤติกรรมของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานของโหลด

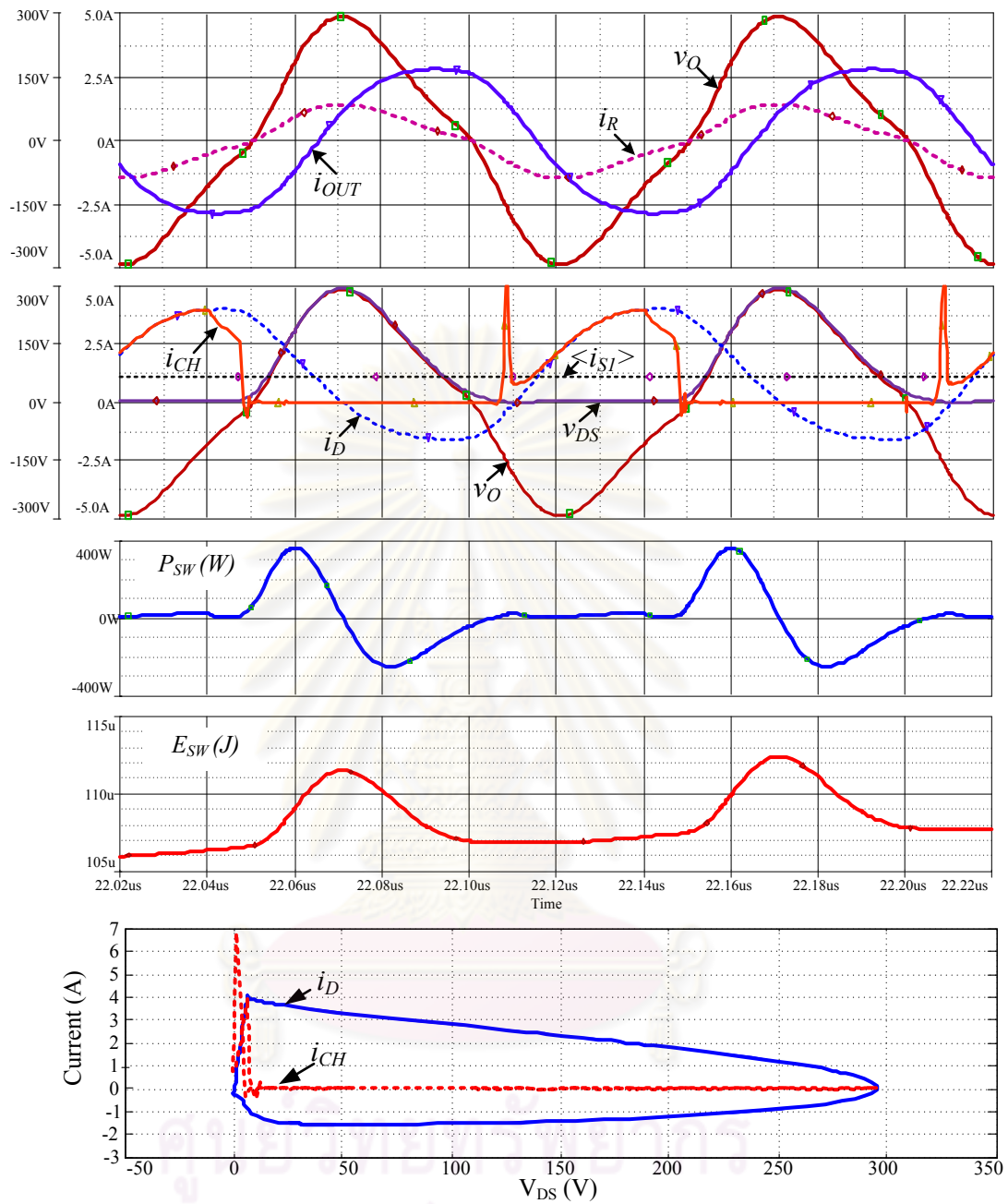
ในการศึกษาพฤติกรรมของวงจรอินเวอร์เตอร์ จากผลของการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานโหลด(R) กำหนดให้ $V_S=89V$, $L_1=L_2=18\mu H$, $L=1.58\mu H$, $R_{G11}=R_{G21}=1\Omega$, $R_{G12}=R_{G22}=0.5\Omega$, $V_G=12V$, และมีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานโหลดรอบๆค่าความต้านทานพิกัด $323\ \Omega$ โดยมีค่าความต้านทานที่แตกต่างกันดังในตารางที่ 4.1 รูปที่ 4.2-4.6 แสดงรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่างๆที่ได้จากการจำลองสำหรับค่าความต้านทานค่าต่างๆ และตารางที่ 4.2 เปรียบเทียบผลการคำนวณกับการจำลองที่ค่าความต้านทานโหลดต่างๆ

ตารางที่ 4.1 ค่าความต้านทานโหลดที่ใช้ในการจำลอง

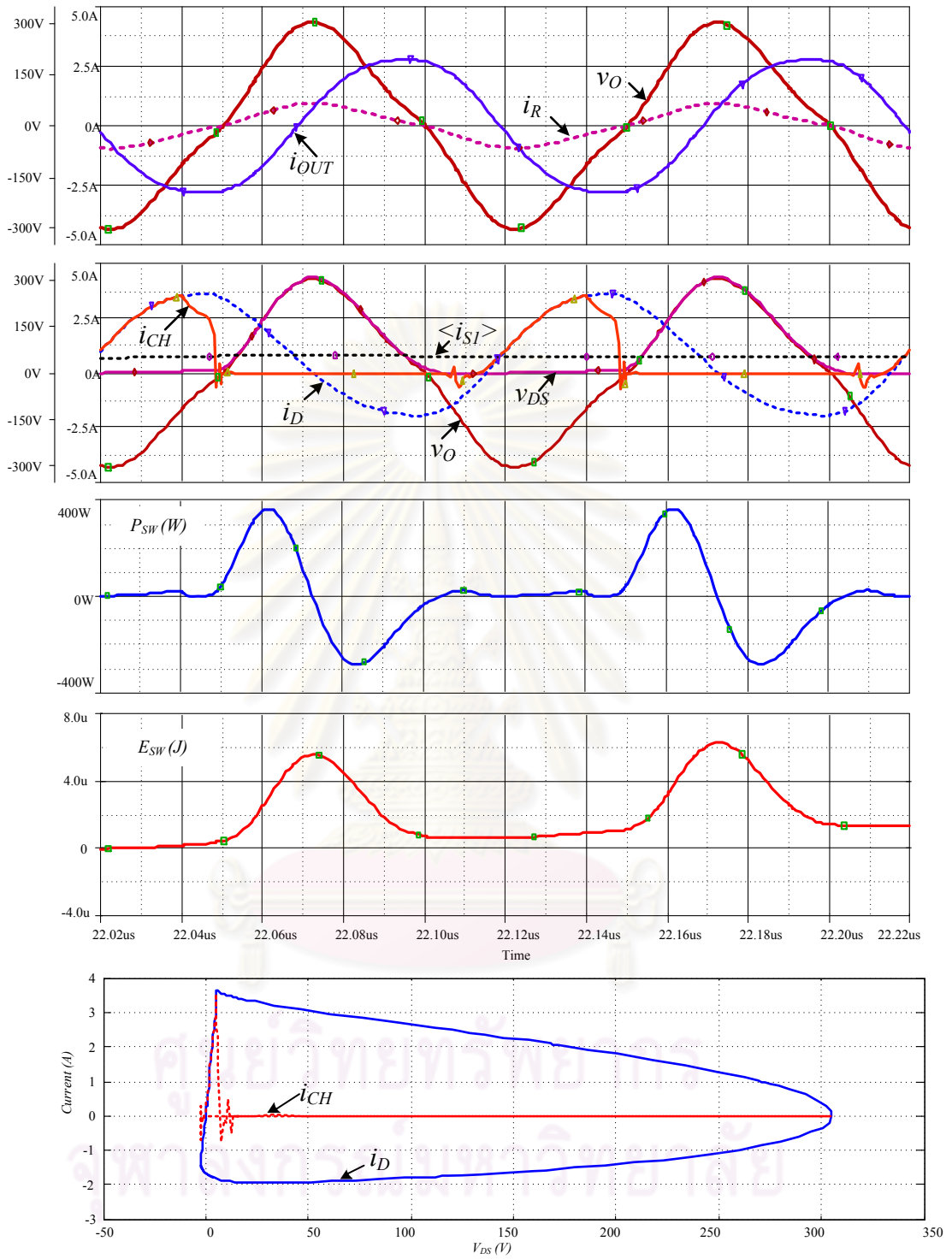
พารามิเตอร์	R ค่าที่ 1	R ค่าพิกัด	R ค่าที่ 3	R ค่าที่ 4
ค่าความต้านทานโหลด Ω	200 Ω	323 Ω	600 Ω	900 Ω

ตารางที่ 4.2 เปรียบเทียบผลการคำนวณกับการจำลองที่ค่าความต้านทานโหลดต่างๆ

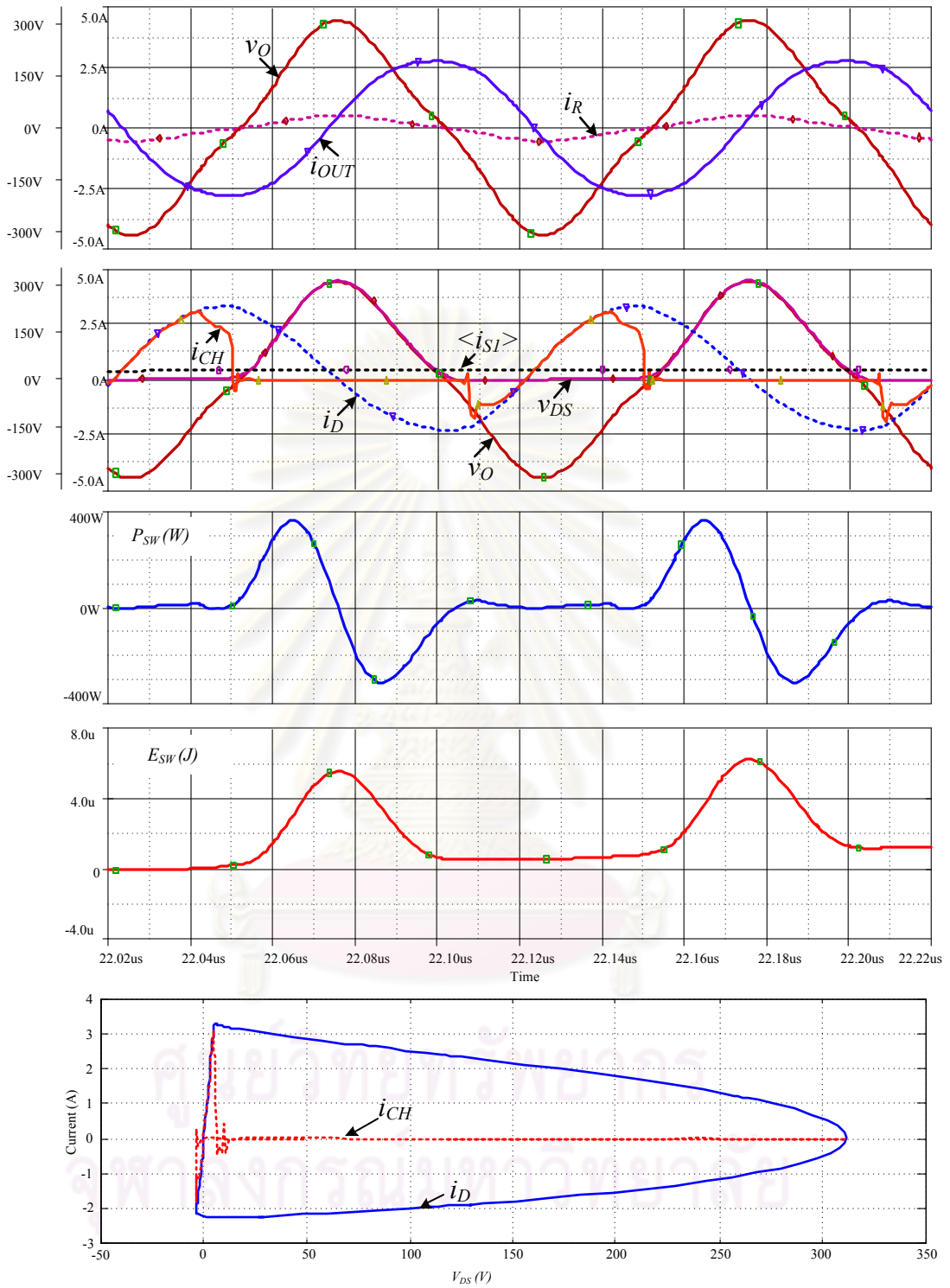
พารามิเตอร์	R ค่าที่ 1 200 Ω		R ค่าพิกัด 323 Ω		R ค่าที่ 3 600 Ω		R ค่าที่ 4 900 Ω	
	คำนวณ	จำลอง	คำนวณ	จำลอง	คำนวณ	จำลอง	คำนวณ	จำลอง
V_S (V)	89	89	89	89	89	89	89	89
$2*I_S$ (A)	2.2	2.26	1.36	1.52	0.73	0.90	0.49	0.66
V_{OP} (V)	279.6	291.8	279.6	303.3	279.6	310.4	279.6	312.1
V_{ORMS} (V)	197.71	191.2	197.71	197.6	197.71	201.4	197.71	202.7
P_{OUT} (W)	195.4	182.8	121.02	120.9	65.15	67.6	43.43	45.7
Mosfet power loss (W)	-	18.86	-	15.5	-	13.98	-	13.8



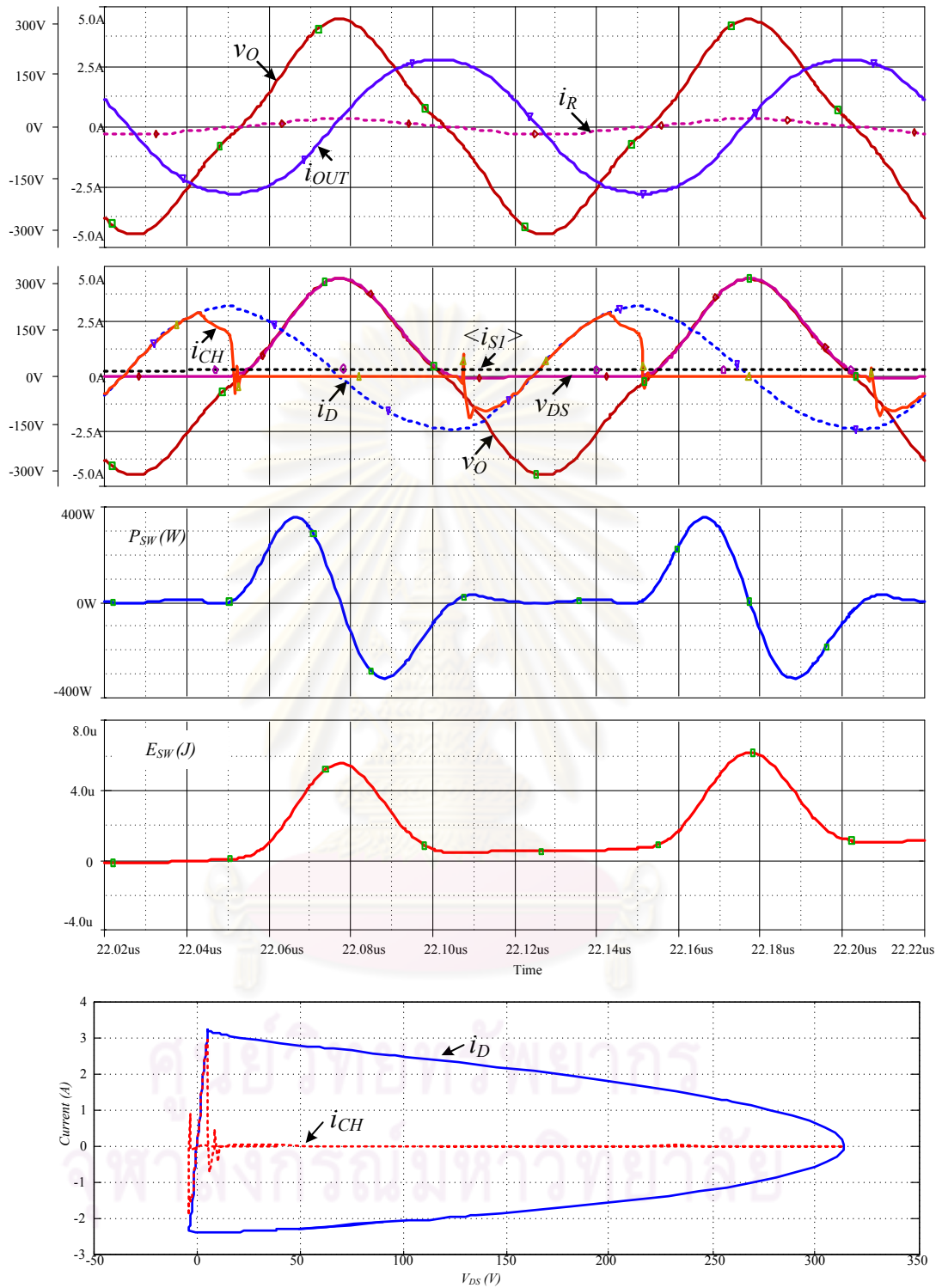
รูปที่ 4.2 ผลการจำลองเมื่อความต้านทานโหลด $R=200\Omega$, $V_S=89V$



รูปที่ 4.3 ผลการจำลองเมื่อความต้านทานโหลด $R=323\Omega$, $V_S=89V$



รูปที่ 4.4 ผลการจำลองเมื่อความต้านทานโหลด $R=600\Omega$, $V_S=89V$



รูปที่ 4.5 ผลการจำลองเมื่อความต้านทานโหลด $R=900\Omega$, $V_S=89V$

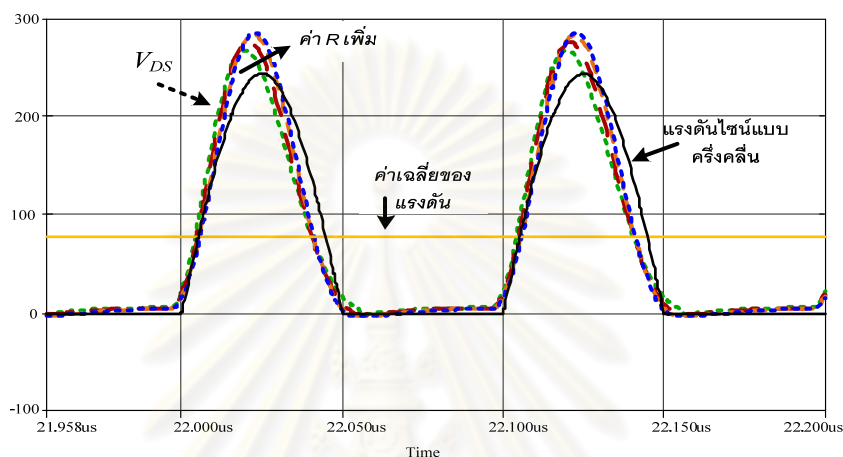
สรุป เนื่องจากแหล่งกระแสด้านเข้าของวงจรถือได้อินเวอร์เตอร์ได้จากการใช้ตัวเหนี่ยวนำต่ออนุกรมกับแหล่งแรงดันไฟตรง ซึ่งในภาวะอยู่ตัวค่าเฉลี่ยต่อคาบของแรงดันคร่อมตัวเหนี่ยวนำเป็นศูนย์ตามกฎ volt-sec balance ของตัวเหนี่ยวนำ ทำให้ค่าเฉลี่ยของแรงดันคร่อมมอสเฟตมีค่าเท่ากับขนาดของแรงดันไฟตรงด้านเข้าดังแสดงในรูปที่ 4.6 การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานโหลดจะมีผลให้รูปคลื่นของแรงดันออกเปลี่ยนแปลงไม่มากนัก โดยค่ายอดและค่าประสิทธิผลของแรงดันออกมีการเปลี่ยนแปลงเพิ่มขึ้นเพียงเล็กน้อยตามค่าความต้านทานโหลด ดังจะเห็นได้จากผลที่แสดงในตารางที่ 4.2 เนื่องจากการคำนวณค่ายอดและค่าประสิทธิผลของแรงดันไม่ได้พิจารณาผลของความเพี้ยนจากรูปคลื่นไซน์ของแรงดันคร่อมมอสเฟต ทำให้ผลการคำนวณมีค่าคงที่ไม่เปลี่ยนแปลงตามค่าความต้านทานโหลดดังเช่นกรณีที่ได้จากผลการจำลอง เมื่อแรงดันออกมีค่าประมาณคงที่การเพิ่มความต้านทานโหลดจะมีผลทำให้กระแสออก กำลังออก และกระแสไฟตรงด้านเข้ามีค่าลดลง การลดลงของกระแสทั้งด้านเข้าและด้านออกทำให้กำลังสูญเสียในมอสเฟตลดลง

ในกรณีที่มีการลดค่าความต้านทานโหลดลงจะส่งผลทำให้กระแสผ่านตัวต้านทานมีขนาดเพิ่มขึ้นในขณะที่กระแสในตัวเหนี่ยวนำโหลดมีค่าไม่เปลี่ยนแปลง มีผลทำให้กระแสออกของวงจรถือได้อินเวอร์เตอร์ซึ่งเป็นผลรวมของกระแสทั้งสองส่วนดังกล่าวข้างต้นมีมูมเฟสล่าหลังแรงดันออกน้อยลง นอกจากนี้การเพิ่มขึ้นของกระแสด้านเข้าตามการเพิ่มขึ้นของกำลังออกจะส่งผลให้ผลต่างระหว่างกระแสออกของวงจรถือได้อินเวอร์เตอร์กับกระแสด้านเข้ามีขนาดลดลงทำให้อัตราการคายประจุของตัวเก็บประจุแฉงลดลง ดังจะเห็นได้จากผลการจำลองที่ค่าความต้านทานโหลดเท่ากับ 200Ω ซึ่ง การลดลงของแรงดัน V_{DS} เป็นไปอย่างค่อนข้างช้า ส่งผลให้แรงดันคร่อมมอสเฟตไม่ลดลงเป็นศูนย์เมื่อครบคาบการสวิตช์ ดังนั้นเมื่อมีการขับนำให้มอสเฟตนำกระแสจึงมีการ discharge ตัวเก็บประจุแฉงในมอสเฟต ดังจะสังเกตเห็นได้จากค่าของกระแสในแกนแนลที่มีการกระชากในขณะที่เริ่มนำกระแส กระแสกระชากดังกล่าวจะทำให้กำลังสูญเสียเพิ่มขึ้น

การคำนวณหาค่ากำลังงานสูญเสียที่มอสเฟตในหนึ่งคาบการสวิตช์ คำนวณได้จากผลต่างของพลังงานที่เกิดขึ้นที่มอสเฟต (E_{mos}) ต่อคาบความถี่การสวิตช์ ค่าพลังงานที่เกิดขึ้นที่มอสเฟตเป็นผลลัพธ์ของค่าปริพันธ์ของค่า instantaneous power โดยค่านี้เป็นผลคูณระหว่างกระแส $i_D(t)$ กับแรงดัน $v_{DS}(t)$ ที่มอสเฟต สามารถเขียนสมการได้ดังนี้

$$P_{mos} = \frac{1}{T_S} \cdot E_{mos} = \frac{1}{T_S} \int_{t=0}^{t=T_S} v_{DS}(t) \times i_D(t) \cdot dt \quad (4.1)$$

การคำนวณหาค่ากำลังสูญเสียในมอสเฟตด้วยวิธีหาผลต่างของพลังงานในหนึ่งคาบการสวิตช์ ผลลัพธ์ที่ได้เป็นผลรวมของกำลังสูญเสียที่เกิดจากการสวิตช์และการนำแรงแขของมอสเฟต



รูปที่ 4.6 ผลการจำลองเปรียบเทียบแรงดัน v_{DS} ที่ค่าความต้านทานโหลดต่างๆ

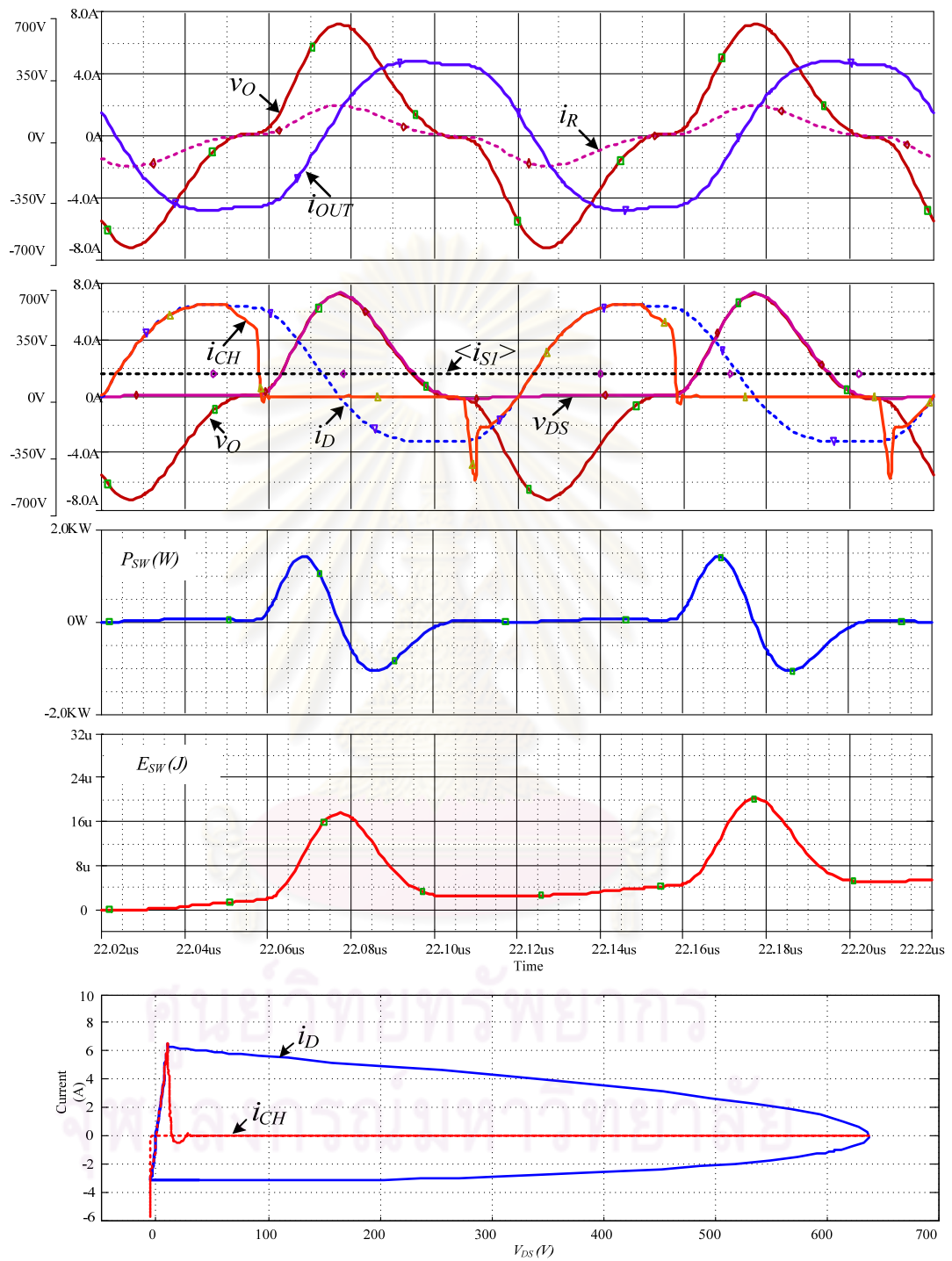
ปัญหาจากการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานโหลด จากผลของการจำลองการเปลี่ยนค่าความต้านทานโหลดตั้งแต่ 200-900 Ω พบว่าเมื่อความต้านทานโหลดมีค่าต่ำ (200 Ω) ทำให้การลดลงของแรงดันคร่อมมอสเฟตเป็นไปอย่างค่อนข้างช้าเนื่องจากขนาดของกระแส I_S ที่มีค่าเพิ่มขึ้น จากค่ากำลังออกของโหลดที่เพิ่มขึ้นในขณะที่แรงดันออกมีค่าประมาณคงที่ ดังนั้นขนาดกระแสของตัวเหนี่ยวนำในวงจรโหลดมีค่าไม่เปลี่ยนแปลงมากนัก จึงทำให้ผลต่างของกระแส i_{OUT} กับกระแส I_S ที่เป็นกระแสที่ไปคายประจุของตัวเก็บประจุแผ่นมีค่าลดลง เพื่อที่จะให้มอสเฟตทำงานที่สวิตช์แรงดันศูนย์จะต้องเพิ่มระยะเวลาการคายประจุนี้ให้สูงขึ้น สามารถทำได้โดยการหน่วงเวลาสัญญาณขั้วนำให้เพิ่มขึ้น โดยการเพิ่มเวลาของ dead time ของสัญญาณขั้วนำให้มากขึ้น แต่วิธีนี้มีข้อจำกัดที่สัญญาณขั้วนำจะต้องมีระยะเวลาไม่เกินกว่าที่กระแสเดรนของมอสเฟตจะเปลี่ยนทิศ (จากลบเป็นบวก) ทำให้เกิดการประจุตัวเก็บประจุแผ่นนี้อีกครั้ง อีกวิธีสามารถทำได้จากการเพิ่มคาบเวลาในการสวิตช์โดยการลดความถี่การสวิตช์ลง เพื่อเพิ่มระยะเวลาของคาบการสวิตช์ ทำให้เวลาที่ใช้ในการคายประจุของตัวเก็บประจุแผ่นยาวนานขึ้น

4.1.2 พฤติกรรมของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันด้านเข้า

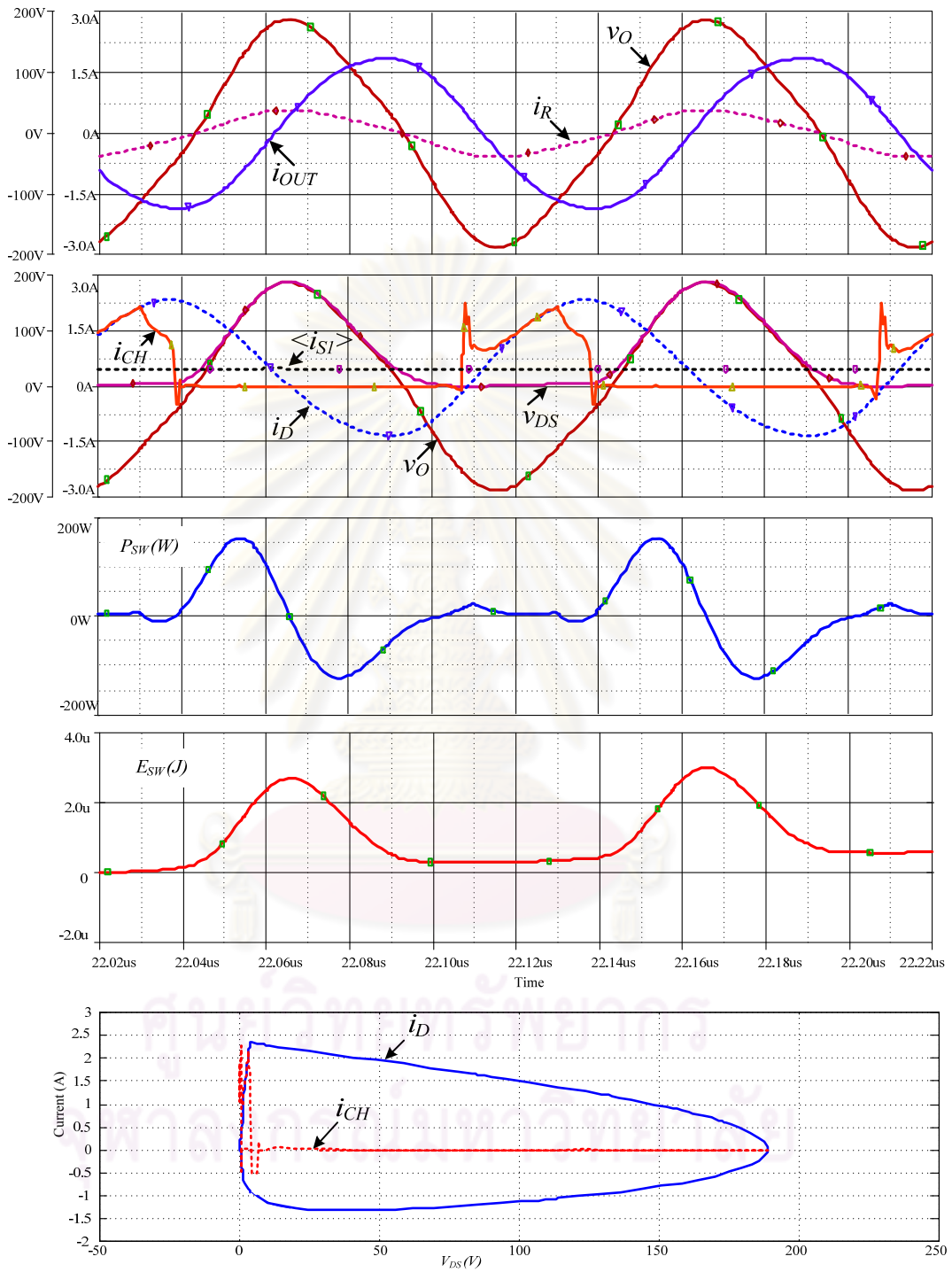
จากการศึกษาพฤติกรรมของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานโหลดจะเห็นได้ว่าแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ขึ้นกับขนาดของแรงดันไฟตรงด้านเข้า พฤติกรรมดังกล่าวสามารถใช้เป็นแนวทางในการควบคุมกำลังออกของอินเวอร์เตอร์เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานโหลด เพื่อเป็นแนวทางในการควบคุมกำลังด้านออกในหัวข้อนี้จะศึกษาพฤติกรรมการทำงานของวงจรเมื่อมีการเปลี่ยนแปลงแรงดันด้านเข้า ที่ค่าความต้านทานโหลด $R=323\Omega$ คงที่ โดยมีค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าที่แตกต่างกันดังในตารางที่ 4.3 และใช้พารามิเตอร์ต่างๆ เหมือนกับการจำลองในหัวข้อ 4.1.1 รูปที่ 4.7-4.9 แสดงรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่างๆ ที่ได้จากการจำลองสำหรับค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าค่าต่างๆ และตารางที่ 4.4 เปรียบเทียบผลการจำลองที่ค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าค่าต่างๆ

ตารางที่ 4.3 ค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าที่ใช้ในการจำลองที่ความต้านทานโหลด $R = 323\Omega$

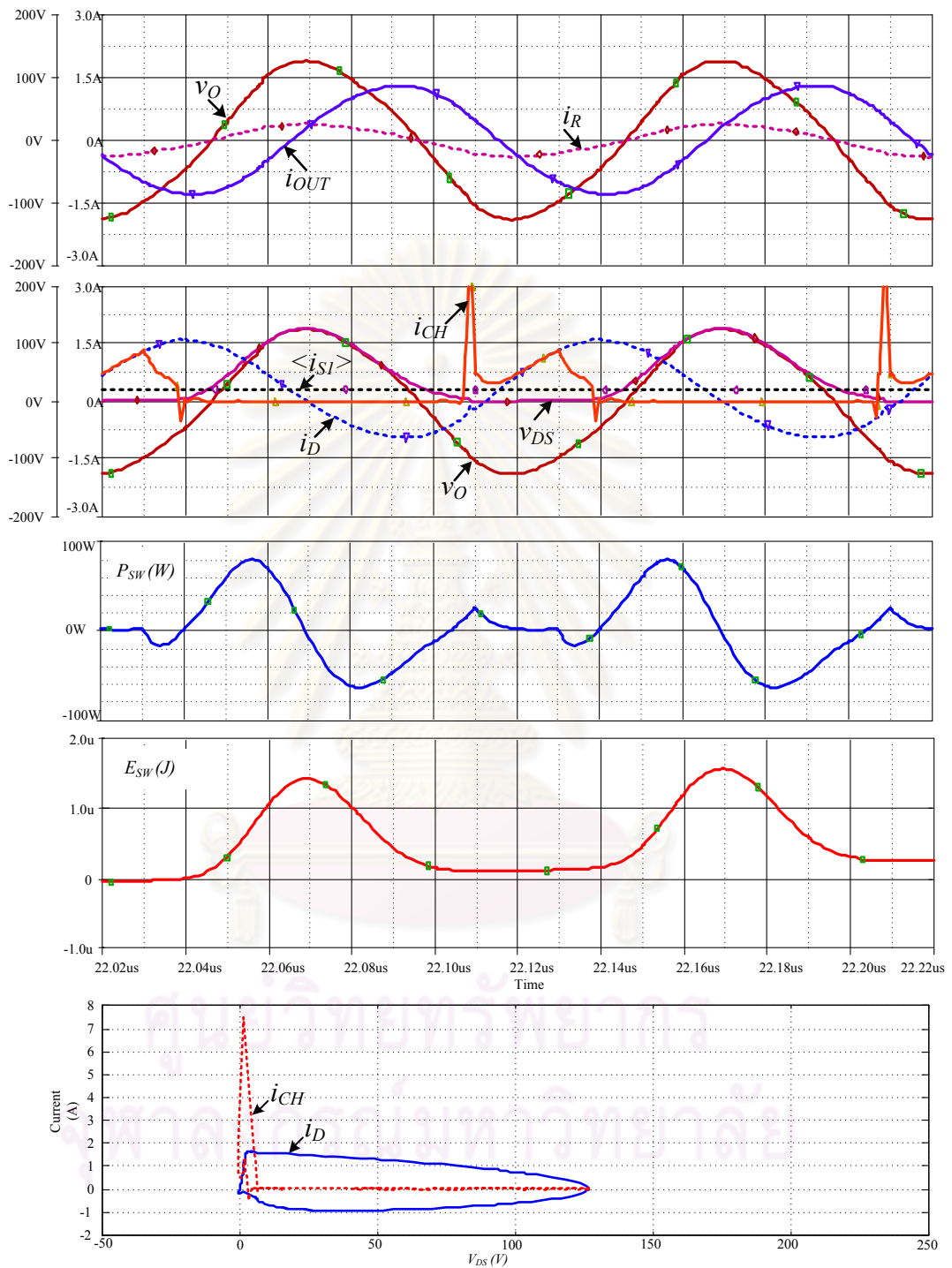
แรงดันด้านเข้า V_S	แรงดันค่าที่ 1 $V_S = 150V$	แรงดันค่าที่ 2 $V_S = 89V$	แรงดันค่าที่ 3 $V_S = 61V$	แรงดันค่าที่ 4 $V_S = 45V$
กำลังออก P_{OUT} (W)	420	120	50	25



รูปที่ 4.7 ผลการจำลองที่ความต้านทานโหลด $R=323\Omega$ และ $V_S=150V$



รูปที่ 4.8 ผลการจำลองที่ความต้านทานโหลด $R=323\Omega$ และ $V_s = 61V$



รูปที่ 4.9 ผลการจำลองที่ความต้านทานโหลด $R=323\Omega$ และ $V_s=45V$

ตารางที่ 4.4 เปรียบเทียบผลการจำลองเมื่อเปลี่ยนแปลงขนาดแรงดันไฟตรงด้านเข้า ที่ $R=323 \Omega$

พารามิเตอร์	$V_S = 150V$	$V_S = 89V$	$V_S = 61V$	$V_S = 45V$
$2 \cdot I_S$ (A)	3.18	1.52	0.92	0.6
V_{OP} (V)	633	303.3	187.3	126
V_{ORMS} (V)	369.9	197.6	127.1	87.8
V_{DSP} (V)	638	305.6	188.6	126.9
P_{OUT} (W)	423.6	120.9	50	23.9
Mosfet power loss (W)	54.2	15.5	7.14	4.28

สรุป การควบคุมกำลังออกของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยการปรับค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้ามีข้อจำกัดอยู่ที่ค่ายอดของแรงดันคร่อมมอสเฟตต้องไม่เกินค่าสูงสุดที่มอสเฟตสามารถรับได้ และการทำงานที่ต้องเป็นแรงดันศูนย์ ในกรณีที่อินเวอร์เตอร์ทำงานที่แรงดันด้านเข้าสูงสุดจากผลการจำลองในตารางที่ 4.4 และรูปที่ 4.7 ในกรณีนี้แรงดันด้านออกมีค่าสูงสุด กระแสที่ไหลในตัวเหนี่ยวนำมีค่าเพิ่มขึ้นส่งผลให้กระแส i_D ที่เป็นกระแสการคายประจุของตัวเก็บประจุแผ่นมีค่าสูงขึ้นแรงดันคร่อมมอสเฟตลดลงอย่างรวดเร็วทำให้แรงดันด้านออกเกิดความเพี้ยนตัดข้าม วงจรอินเวอร์เตอร์จะไม่มีปัญหาในเรื่องการขับนำที่ไม่เป็นแรงดันศูนย์ ส่วนการสูญเสียของมอสเฟตที่เพิ่มขึ้นนั้นเป็นสาเหตุจากการนำกระแสที่เพิ่มขึ้นของมอสเฟต

การจำลองเมื่ออินเวอร์เตอร์ทำงานที่ค่าแรงดันด้านเข้าต่ำสุด จะเห็นได้ว่าเมื่อลดขนาดแรงดันด้านเข้าลงจะทำให้ค่ากระแสต่างๆลดลง โดยเฉพาะกระแสในตัวเหนี่ยวนำไหลที่ทำหน้าที่คายประจุของตัวเก็บประจุแผ่น ปัญหาของการทำงานที่จุดนี้คือการขับนำมอสเฟตที่ไม่เป็นแรงดันศูนย์ ในรูปที่ 4.9 ในจังหวะเริ่มขับนำมอสเฟตที่ไม่เป็นแรงดันศูนย์จะเกิดการกระชากของกระแสแกนเนล การเกิดกระชากดังกล่าวเป็นการคายประจุของตัวเก็บประจุแผ่น ทำให้กำลังสูญเสียในขณะเริ่มนำกระแสมีค่าสูงขึ้น จากผลการจำลองในตารางที่ 4.4 เมื่อให้อินเวอร์เตอร์ทำงานที่แรงดัน $V_S = 61V$ และ $V_S = 45V$ (เกิดการสูญเสียในขณะเริ่มนำกระแสจากแรงดันคร่อมมอสเฟตขณะเริ่มนำกระแสไม่เป็นศูนย์) เห็นได้ว่าค่ากำลังสูญเสียที่มอสเฟตลดลงไม่มากเมื่อเทียบกับค่ากำลังออกที่ลดลง

การเกิดความเพี้ยนตัดข้ามของแรงดันออกเมื่อแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์มีค่าเพิ่มขึ้น สามารถอธิบายได้อีกแนวทางหนึ่งคือ การที่แรงดันคร่อมมอสเฟตที่สูงขึ้นทำให้ผลลัพธ์ของตัวเก็บประจุประสิทธิผลมีค่าเล็กลง กล่าวคือความถี่เรโซแนนซ์ของโหลดมีค่าสูงขึ้น จึงเกิดความเพี้ยนตัดข้ามของแรงดันออก การแก้ปัญหานี้สามารถทำได้โดยวิธีการเพิ่มความถี่การสวิตช์ของมอสเฟตให้มีค่าเพิ่มขึ้น เพื่อชดเชยให้คาบเวลาการสวิตช์ของมอสเฟตกับแรงดันคร่อมมอสเฟตมีค่าใกล้เคียงกัน ในทางกลับกันเมื่อลดค่าแรงดันด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ที่ส่งผลให้แรงดันคร่อมมอสเฟตมีการลดลงที่ช้าและแรงดันไม่เป็นศูนย์เมื่อเริ่มขับนำ การแก้ปัญหานี้ใช้วิธีการเพิ่มค่า dead time ของสัญญาณขับนำ หรือการลดความถี่การสวิตช์ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว ช่วยให้มีมอสเฟตทำงานที่ย่านแรงดันศูนย์

การปรับค่า dead time และความถี่การสวิตช์นั้นไม่ส่งผลต่อค่ากำลังงานด้านออกอย่างมีนัยสำคัญเมื่อเปรียบเทียบกับ การเปลี่ยนค่าแรงดันไฟตรงทางด้านเข้า การปรับค่าดังกล่าวข้างต้นเป็นเพียงการปรับแก้จังหวะการสวิตช์ของมอสเฟตเมื่อจังหวะการสวิตช์ของมอสเฟตไม่ได้ทำงานที่แรงดันศูนย์เท่านั้น

4.2 การควบคุมกำลังออกของวงจรอินเวอร์เตอร์

การควบคุมกำลังออกของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ที่ใช้แหล่งกระแส ที่ได้จากการต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกับแหล่งจ่ายแรงดันไฟตรง ทำได้โดยการควบคุมแรงดันไฟตรงด้านเข้า เพราะไม่สามารถควบคุมด้วยการแปรความถี่การสวิตช์ เนื่องจากข้อจำกัดด้านการทำงานของสวิตช์ที่ต้องเป็นแบบแรงดันศูนย์ตลอดย่านการทำงาน และความเพี้ยนของรูปคลื่นของแรงดันออก ย่านของการควบคุมกำลังออกและการแปรค่าความต้านทานของโหลดจะถูกจำกัดโดย กระแสสูงสุดผ่านมอสเฟต แรงดันสูงสุดคร่อมมอสเฟตและการทำงานของสวิตช์ที่ต้องเป็นแบบแรงดันศูนย์

ได้มีการจำลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อมีการแปรค่าความต้านทานโหลดระหว่าง $200-900 \Omega$ โดยแปรค่าแรงดันเข้าเพื่อให้ได้กำลังออกสูงสุดที่จำกัดด้วยพิกัดสูงสุดของกระแสและแรงดันที่มอสเฟต ผลการจำลองให้ค่ากระแส แรงดัน กำลังออก และกำลังสูญเสียในสวิตช์ดังในตารางที่ 4.5

นอกจากนี้ยังได้มีการจำลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์โดยแปรค่าแรงดันเข้าเพื่อให้ได้กำลังออกต่ำสุดที่มอสเฟตยังคงทำงานแบบแรงดันศูนย์ ผลการจำลองให้ค่ากระแส แรงดัน กำลังออก และกำลังสูญเสียในสวิตช์ดังในตารางที่ 4.6

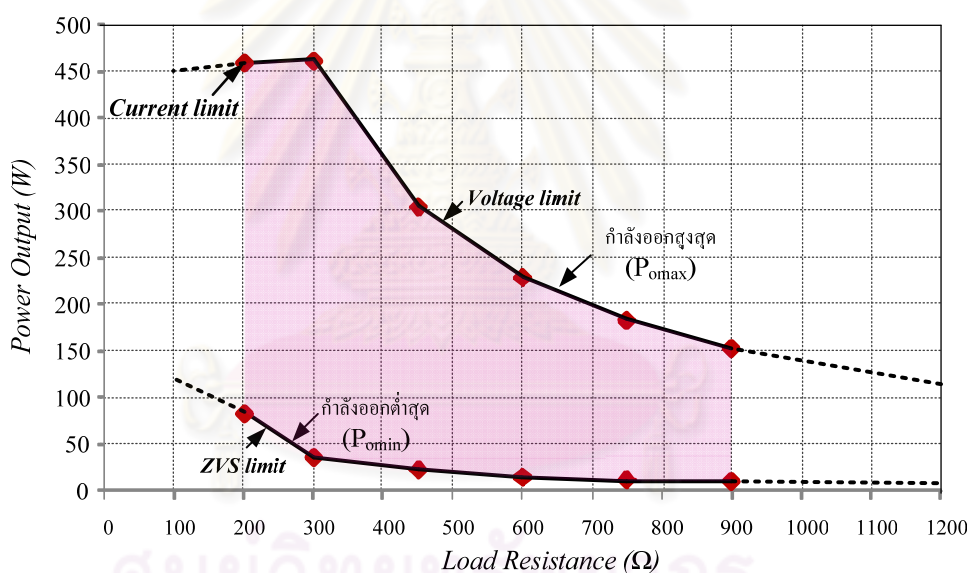
จากผลการจำลองเพื่อหาช่วงการควบคุมกำลังออกของอินเวอร์เตอร์ในตารางที่ 4.5 และ 4.6 สามารถแสดงกราฟช่วงการควบคุมกำลังออกของอินเวอร์เตอร์ได้ดังรูปที่ 4.10 จากกราฟดังกล่าวจะเห็นได้ว่ากำลังออกสูงสุดของอินเวอร์เตอร์สำหรับความต้านทานโหลดที่ต่ำกว่า 300Ω จะถูกจำกัดด้วยค่ากระแสสูงสุดที่ผ่านมอสเฟต ส่วนความต้านทานโหลดที่อยู่ระหว่าง $300-900 \Omega$ กำลังออกสูงสุดของอินเวอร์เตอร์จะถูกจำกัดด้วยแรงดันสูงสุดคร่อมมอสเฟต สำหรับขีดจำกัดต่ำสุดของกำลังออกตลอดช่วงค่าความต้านทาน จะถูกจำกัดด้วยการทำงานของมอสเฟตที่ต้องเป็นสวิตช์แบบแรงดันศูนย์

ตารางที่ 4.5 ผลการจำลองวงจรเมื่อให้ค่าแรงดันด้านออกมีค่าสูงสุด

พารามิเตอร์	$R=200 \Omega$	$R=300 \Omega$	$R=450 \Omega$	$R=600 \Omega$	$R=750 \Omega$	$R=900 \Omega$
V_S (V)	134	151	148	147	146.5	146
$2 \cdot I_S$ (A)	3.76	3.42	2.38	1.87	1.56	1.34
I_{DP} (A)	6.5	6.2	6.01	5.72	5.56	5.44
V_{DSP} (V)	488.4	640.4	639	638.9	639	638.6
V_{ORMS} (V)	303.2	372.1	370.5	370.8	371	370.8
P_{OUT} (W)	460	461.5	305	229.2	183.5	152.8
Mosfet power loss (W)	45.8	56.1	48.4	46.2	44.8	44.2

ตารางที่ 4.6 ผลการจำลองวงจรเมื่อลดกำลังออกต่ำสุดโดยไม่เกิดการขับนำที่ผิดจังหวะ

พารามิเตอร์	$R=200 \Omega$	$R=300 \Omega$	$R=450 \Omega$	$R=600 \Omega$	$R=750 \Omega$	$R=900 \Omega$
V_S (V)	60	50	48	45	45	45
$2 \cdot I_S$ (A)	1.42	0.8	0.54	0.39	0.33	0.29
I_{DP} (A)	2.43	1.96	1.74	1.56	1.53	1.5
V_{DSP} (V)	196.1	154.1	148.4	137.3	137.9	138.1
V_{ORMS} (V)	128.6	103.3	100.3	93.6	94	94.4
P_{OUT} (W)	82.7	35.6	22.4	14.6	11.8	9.9
Mosfet power loss (W)	7.88	5.69	4.92	4.39	4.31	4.28



รูปที่ 4.10 ผลการจำลองย่านการควบคุมกำลังออกของวงจรอินเวอร์เตอร์

จากกราฟในรูปที่ 4.10 เส้นกราฟด้านบนแสดงถึงย่านกำลังออกของอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าสูงสุด ในย่านดังกล่าวสามารถแบ่งออกได้เป็นสองกรณีคือ กรณีแรกย่านการควบคุมกระแสที่ความต้านทานโหลดมีค่า 200Ω ค่าสูงสุดของกำลังออกของอินเวอร์เตอร์ถูกจำกัดด้วยกระแสสูงสุดที่ไหลผ่านมอสเฟต กระแสสูงสุดที่ไหลผ่านมอสเฟตถูกจำกัดไว้ที่ $6.5A$ เมื่อ V_S เท่ากับ 134 โวลต์ กรณีที่สองย่านการควบคุมแรงดัน ในช่วงค่าความต้านทาน $300-900 \Omega$ กำลังออกของ

อินเวอร์เตอร์จะถูกจำกัดที่แรงดันคร่อมมอสเฟตสูงสุด ค่าประสิทธิผลของแรงดันออกในย่านนี้มีค่าเฉลี่ยอยู่ที่ 370 โวลต์ และค่ายอดของแรงดันคร่อมมอสเฟตมีค่าเท่ากับ 640 โวลต์

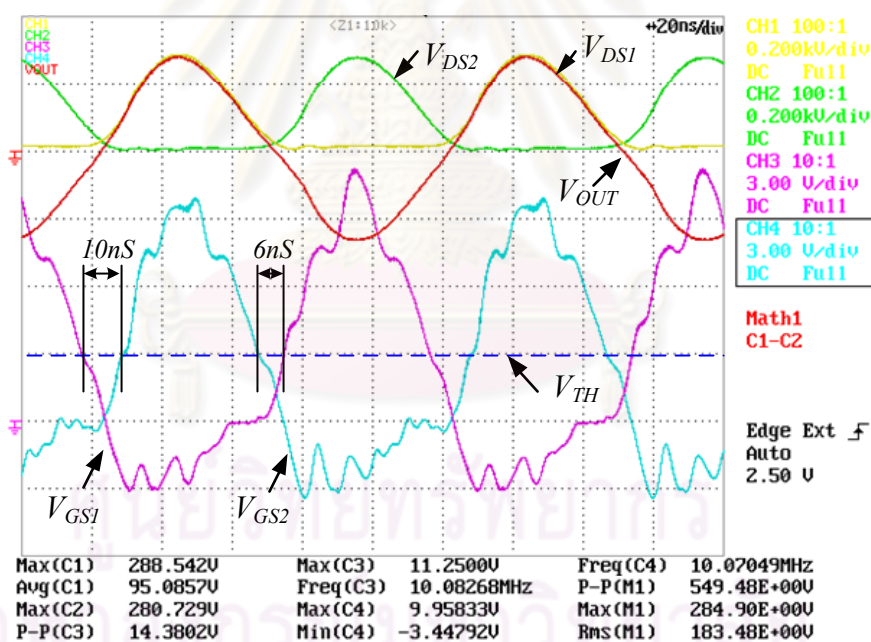
ส่วนกราฟด้านล่างแสดงถึงย่านกำลังออกของอินเวอร์เตอร์ที่มีค่าต่ำสุด โดยย่านการควบคุมนี้ถูกจำกัดด้วยจังหวะการสวิตช์ของมอสเฟตที่เป็นแบบแรงดันศูนย์ เมื่อค่าความต้านทานโหลดมีค่าสูงกว่า 600Ω ทำให้ไม่สามารถลดค่าแรงดันไฟตรงด้านเข้าได้ต่ำกว่า 45 โวลต์ เนื่องจากขีดจำกัดของการสวิตช์ของมอสเฟตที่แรงดันศูนย์

4.3 ผลการทดลอง

วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ใช้ทดลองแสดงไว้ในรูปที่ 4.11 สวิตช์ไวงานใช้มอสเฟตของ FairChild เบอร์ FQP7N80C ซึ่งมีพิคัดแรงดัน 800V กระแส 6.6A มีค่าความต้านทาน $R_{DS(on)}$ เท่ากับ 1.9Ω ค่าตัวเก็บประจุแผ่นด้านออก C_{oss} เท่ากับ 155pF โดยใช้วงจรประมวล SN74LS624 เป็นตัวกำเนิดสัญญาณนาฬิกาที่มีความถี่ 20MHz และต่อกับวงจรหาร 2 ที่ใช้ J-K flip-flop และวงจรปรับค่า dead-time ที่ใช้ตัวเก็บประจุปรับค่าได้ C 150pF กับตัวต้านทานปรับค่าได้ 500Ω สัญญาณที่ได้จะมีความถี่ 10MHz และสามารถปรับ dead-time ได้ สัญญาณที่ผ่านการปรับแต่งที่เหมาะสมแล้วจะใช้เป็นสัญญาณเข้าของไอซีวงจรประมวล สำหรับขับนำ FET เบอร์ IXD1414 ที่มีค่าความต้านทานภายในเท่ากับ 1Ω เป็นสัญญาณขับนำ โดยแรงดันขับนำ V_G ที่ระดับ high มีค่าเท่ากับ 12 โวลต์ เนื่องจากตัวต้านทานของวงจรโหลดต้องรับกำลังออกที่สูงถึง 100W เพื่อให้ได้ค่ากำลังงานของตัวต้านทานโหลดที่สูงขึ้นจึงใช้ตัวต้านทาน 470Ω 50W จำนวน 2 ตัวอนุกรมกันจำนวน 3 ชุดและใช้ตัวต้านทานอนุกรม 3 ชุดต่อขนานกัน ได้ค่าตัวต้านทานของโหลดมีค่าเท่ากับ 313Ω อย่างไรก็ตามเนื่องจากความคาดเคลื่อนของค่าความต้านทานโหลด ค่าที่วัดได้มีค่าเท่ากับ 323Ω ตัวเหนี่ยวนำในวงจรโหลด(L)มีค่าเท่ากับ 1.58uH พันบนแกนชนิด pot-core จำนวน 4 รอบ และตัวเหนี่ยวนำด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์(L_1, L_2) มีค่าเท่ากับ 18uH โดยพันบนแกนชนิด toroid จำนวน 17 รอบ ตัวเหนี่ยวนำทั้งสองพันด้วยลวดทองแดงแบบ litz wire ขนาด AWG46 จำนวน 175 เส้น

4.3.1 ผลการวัดสัญญาณขั้วนำเกต

รูปที่ 4.12 แสดงรูปคลื่นสัญญาณขั้วนำเกตและแรงดันคร่อม FET ที่ทำงานแบบคู่ ประกอบกัน สัญญาณขั้วนำจะมีช่วงที่มอสเฟตทั้งสองหยุดนำกระแส (dead-time) เนื่องจากการทำงานของวงจรดังกล่าวจะต้องมีช่วงเวลาที่มอสเฟตทั้งสองหยุดนำกระแสพร้อมกันเพื่อไม่ให้เกิดความเพี้ยนของแรงดันออกในช่วงผ่านศูนย์ และเพื่อให้การคายประจุของตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตยังดำเนินต่อไปจนแรงดันคร่อมมอสเฟตมีค่าลดลงเป็นศูนย์ก่อนการขั้วนำมอสเฟตอีกครั้ง จากรูปที่ 4.12 จะเห็นได้ว่า rise-time, fall-time ของแรงดัน V_{GS} เป็นค่าที่มีนัยสำคัญเมื่อเทียบกับคาบการทำงานของสวิทช์ การปรับค่า dead time ให้สอดคล้องกับการจำลองทำได้โดยการปรับวัฏจักรงานของสัญญาณขั้วนำ จากการทดลองวัดแรงดันคร่อมเกต v_{GS} ที่มอสเฟตเท่ากับ $V_{TH}(3V)$ พบว่าระยะเวลา dead time ของสัญญาณทั้งสองต่างกันอยู่ประมาณ 4nS

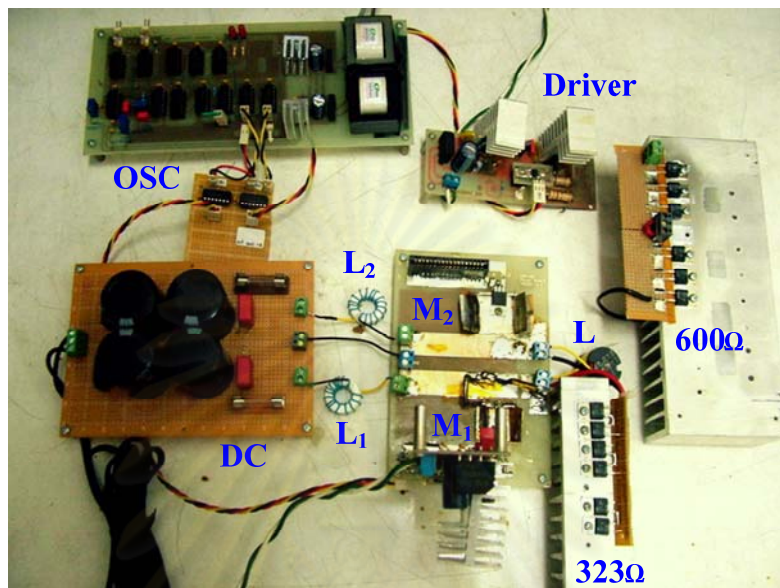


รูปที่ 4.12 รูปคลื่นแรงดัน $V_{GS1,2}$, $V_{DS1,2}$ และ V_{OUT} ที่ความต้านทานโหลด 323 Ω

4.3.2 ผลการทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความต้านทานโหลดเปลี่ยนแปลง

เพื่อเป็นการยืนยันผลที่ได้จากการจำลองการทำงานจึงได้สร้างวงจรอินเวอร์เตอร์เร-

โซแนนซ์แหล่งกระแสขึ้นซึ่งมีลักษณะวงจрдังรูปที่ 4.13

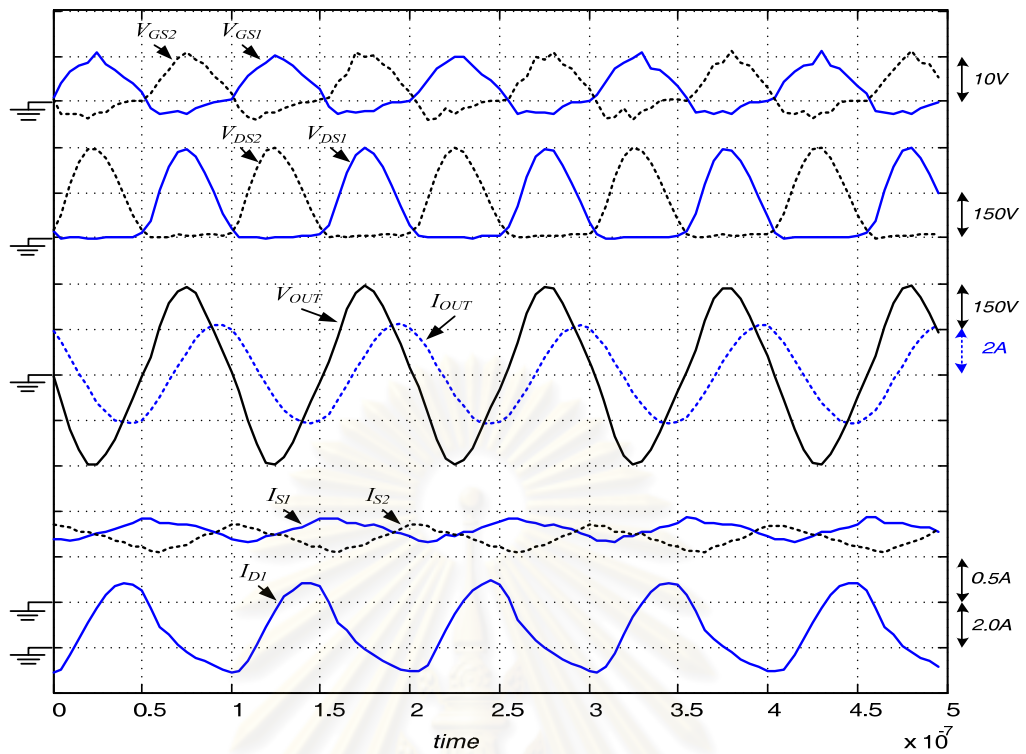


รูปที่ 4.13 วงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสที่ทดลองสร้าง

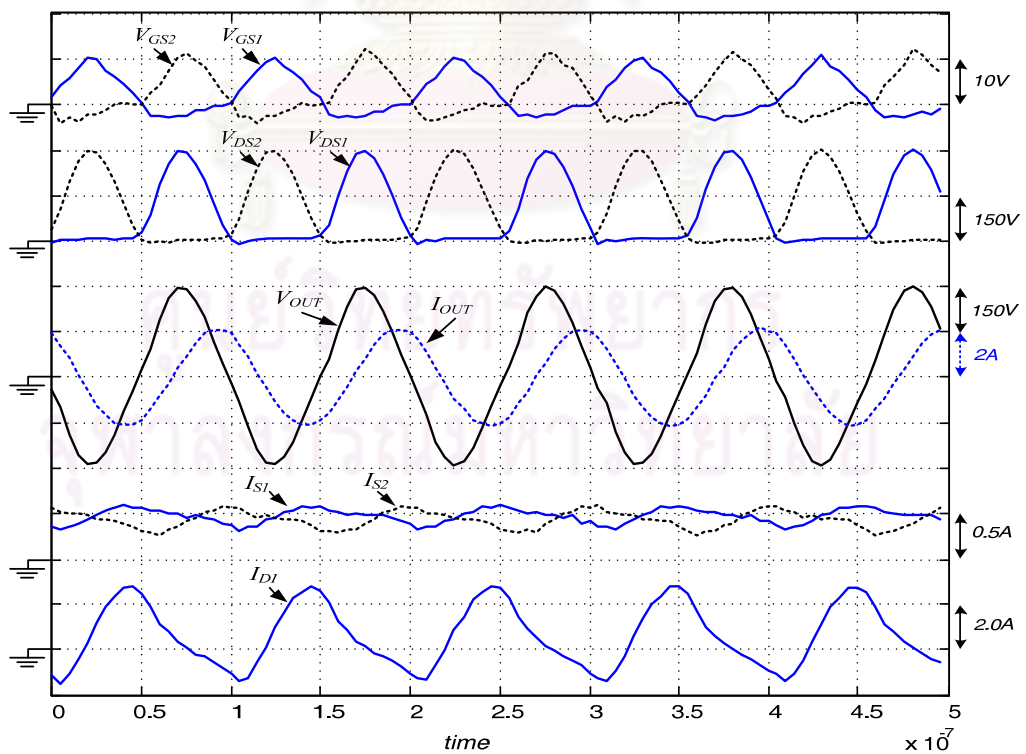
ได้ทำการทดสอบวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ที่ได้สร้างขึ้นโดยทำการวัดกระแสและแรงดันที่จุดต่างๆ ที่แรงดันไฟตรงด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์มีค่าเท่ากับ $V_s=89V$ ค่าความต้านทานโหลดพิกัดที่ใช้มีค่าเท่ากับ 323Ω และได้ทำการเพิ่มค่าความต้านทานโหลดไปเป็น 600Ω และ 900Ω ตามลำดับผลการทดลองของวงจรอินเวอร์เตอร์สำหรับค่าความต้านทานดังกล่าวแสดงในรูปที่ 4.14-4.16 ตามลำดับ และตารางที่ 4.7 เปรียบเทียบผลการทดลองที่ค่าความต้านทานโหลดค่าต่างๆ

ผลการทดลองในรูปที่ 4.20 เป็นรูปคลื่น switching trajectory ของมอสเฟต รวมทั้งรูปคลื่นการสูญเสียที่เกิดขึ้นที่มอสเฟตในเทอมของพลังงาน (Joules) ที่เกิดขึ้น ที่ความต้านทานโหลดต่างๆ ผลการเปรียบเทียบค่ากำลังการสูญเสียที่มอสเฟตดังแสดงในตารางที่ 4.8

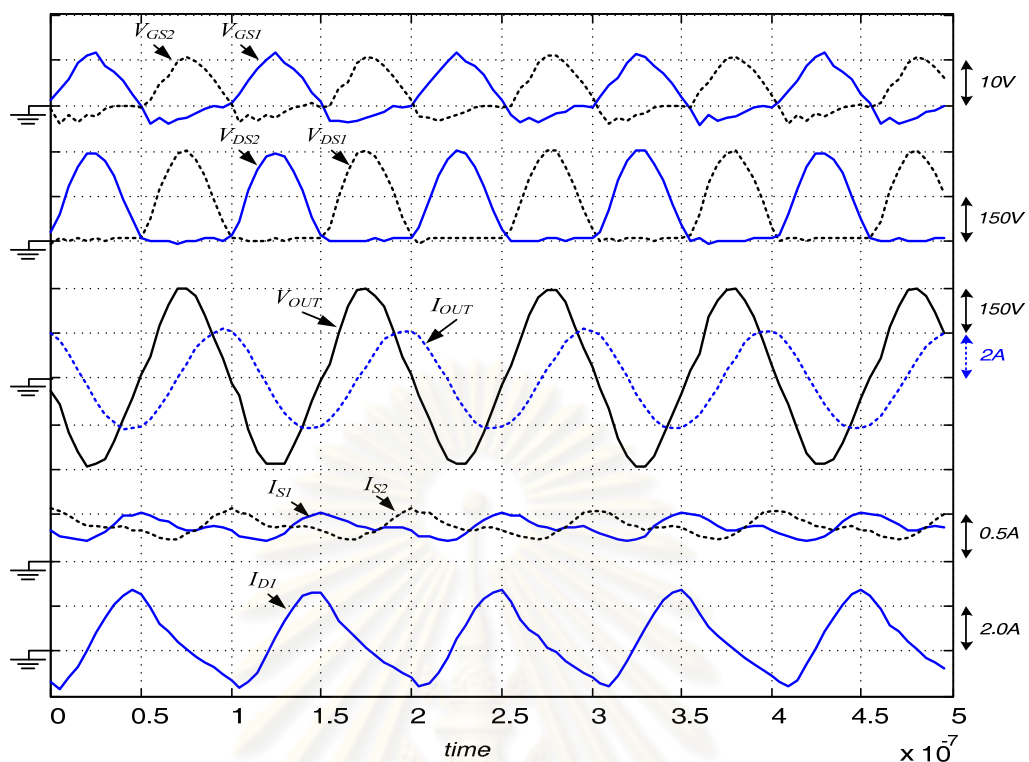
เพื่อเป็นการยืนยันผลได้ทำการจับภาพจากหน้าจอของออสซิลโลสโคปของการทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความต้านทานต่างๆ ดังแสดงในรูปที่ 4.17-รูปที่ 4.19



รูปที่ 4.14 รูปคลื่นผลการทดลองที่ค่าความต้านทานโหลด 323Ω และ $V_S=89V$



รูปที่ 4.15 รูปคลื่นผลการทดลองที่ค่าความต้านทานโหลด 600Ω และ $V_S=89V$

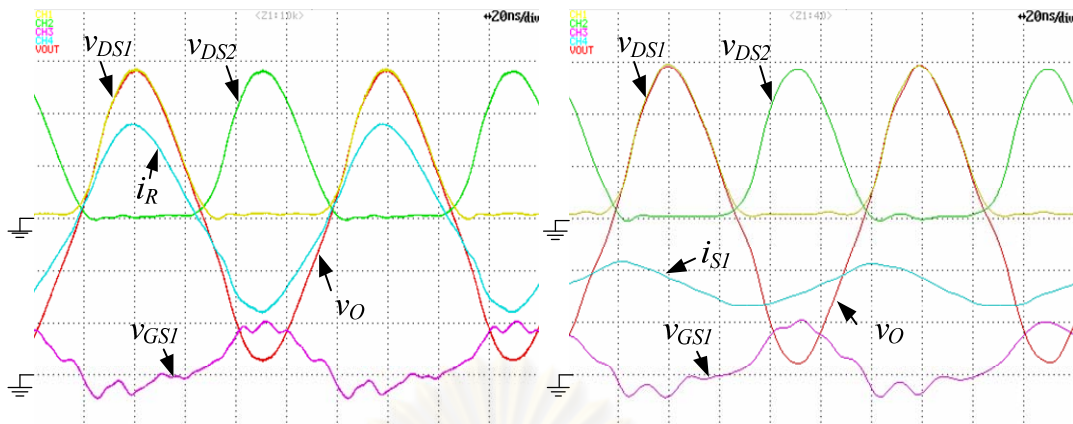


รูปที่ 4.16 รูปคลื่นผลการทดลองที่ค่าความต้านทานโหลด 900Ω และ $V_S=89V$

ตารางที่ 4.7 ผลการทดลองของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความต้านทานต่างๆ

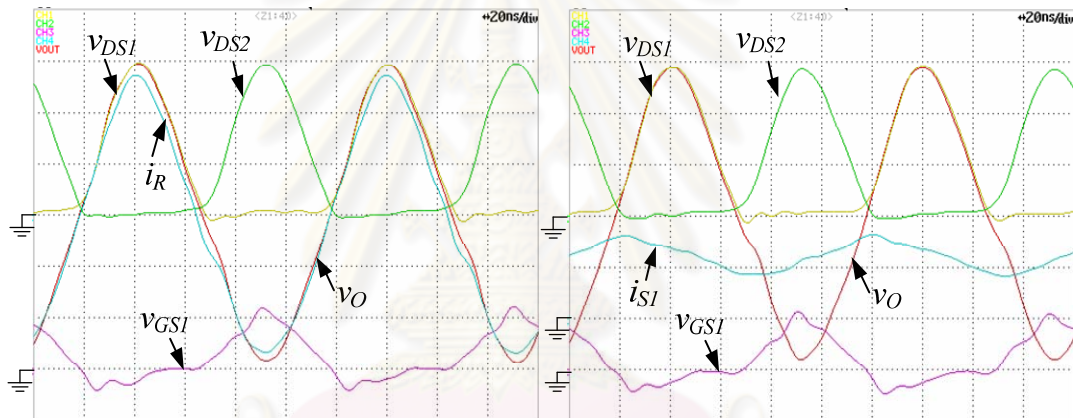
พารามิเตอร์	$R=323\Omega$	$R=600\Omega$	$R=900\Omega$
V_S (V)	89	89	89
$2*I_S$ (A)	1.59	0.88	0.73
V_{ORMS} (V)	191.59	196.15	197.69
V_{OP} (V)	291.67	295.77	296.87
V_{DSP} (V)	295.83	300	300
P_O (W)	113.64	64.12	43.42

การคำนวณค่ากำลังงานด้านออกของวงจรอินเวอร์เตอร์ สามารถหาได้จากค่ากำลังสองของกระแสที่ผ่านตัวต้านทานโหลด I_R คูณกับค่าของตัวต้านทานและหาค่าเฉลี่ยต่อคาบ ในที่นี้ใช้เทคนิคการหาค่าปริพันธ์เชิงตัวเลขในการหาค่ากำลังงานด้านออก



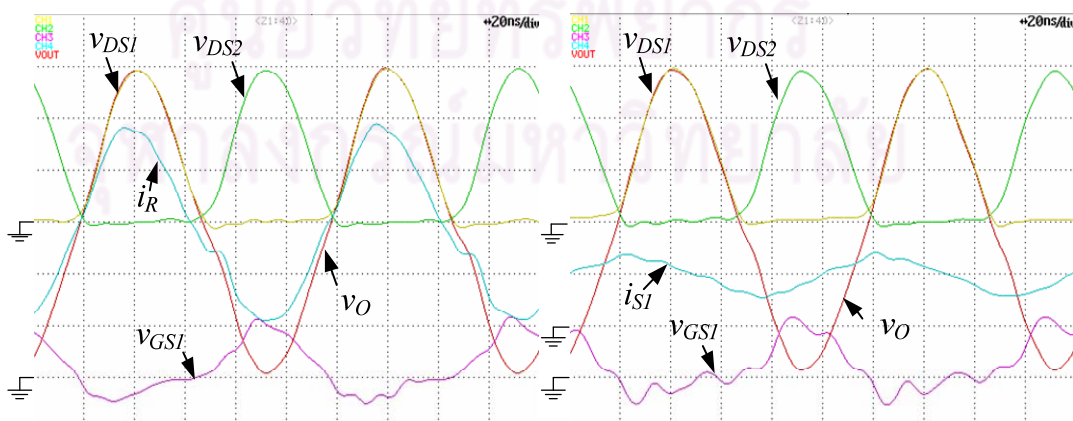
รูปที่ 4.17 รูปคลื่นจากออสซิลโลสโคปของการทดลองที่ความต้านทานโหลด 323Ω $V_S=89V$

เมื่อ V_{DS} , $V_O=100V/div$, $V_{GS}=10V/div$, $I_R=0.5A/div$ และ $I_{S1}=0.5A/div$



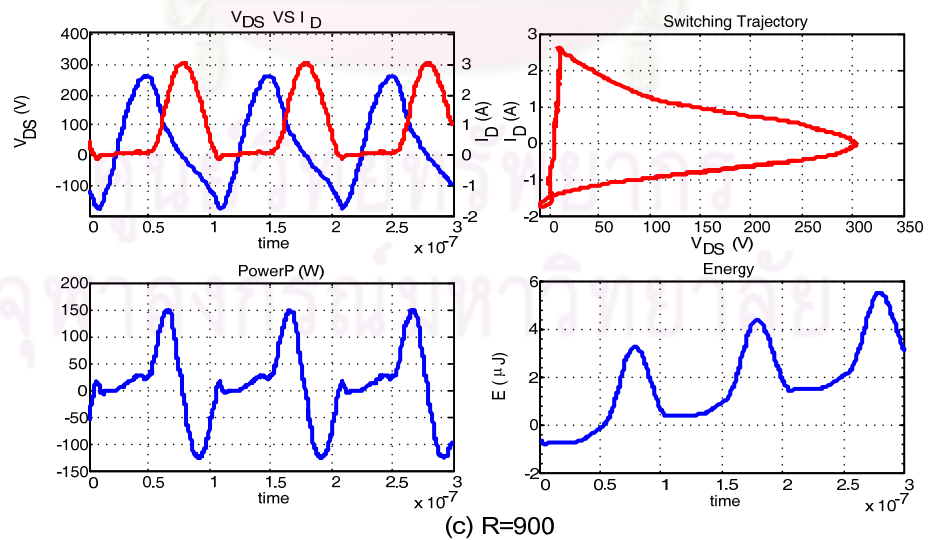
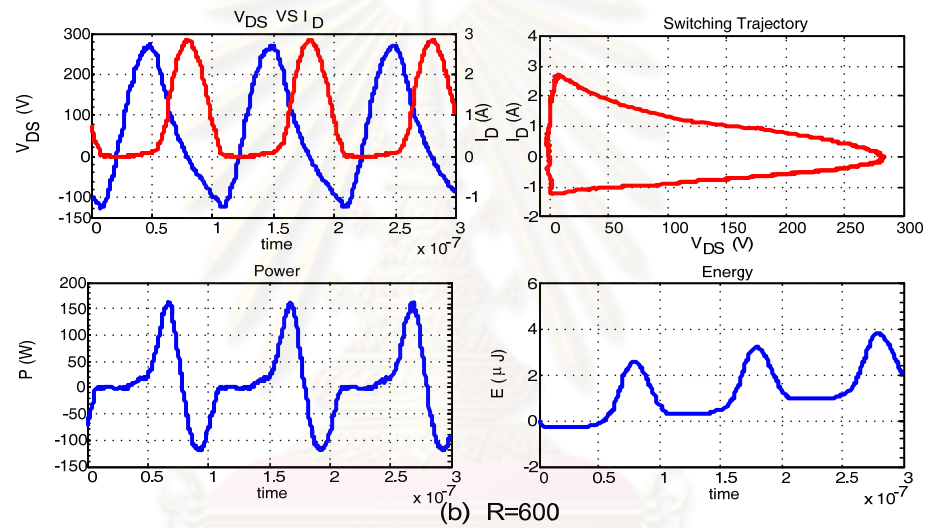
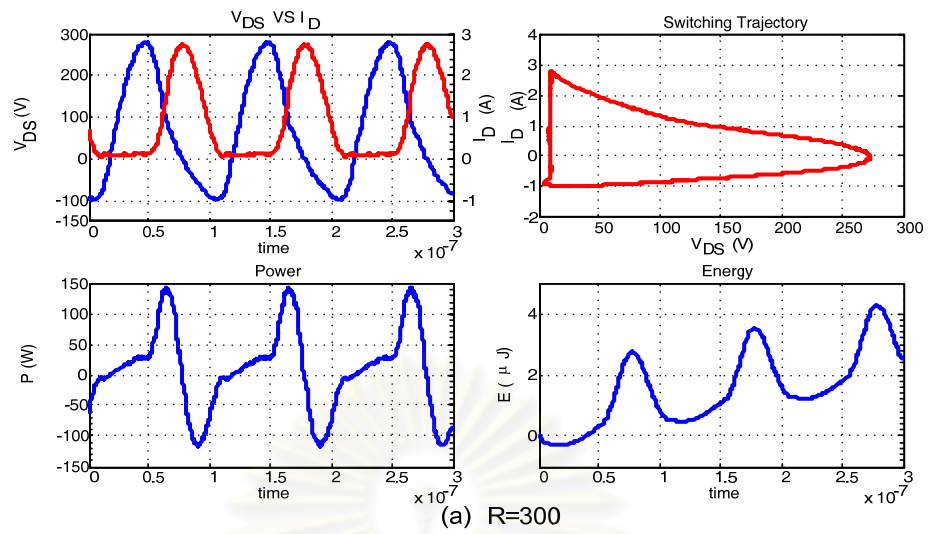
รูปที่ 4.18 รูปคลื่นจากออสซิลโลสโคปของการทดลองที่ความต้านทานโหลด 600Ω $V_S=89V$

เมื่อ V_{DS} , $V_O=100V/div$, $V_{GS}=10V/div$, $I_R=0.2A/div$ และ $I_{S1}=0.5A/div$



รูปที่ 4.19 รูปคลื่นจากออสซิลโลสโคปของการทดลองที่ความต้านทานโหลด 900Ω $V_S=89V$

เมื่อ V_{DS} , $V_O=100V/div$, $V_{GS}=10V/div$, $I_R=0.2A/div$ และ $I_{S1}=0.5A/div$



รูปที่ 4.20 ผลการทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์ที่มีความต้านทานโหลด $R=323,600$ และ 900Ω

รูปคลื่น switching- trajectory และค่าพลังงานการสูญเสียที่มอสเฟต

ตารางที่ 4.8 ผลการคำนวณหาค่ากำลังงานสูญเสียที่มอสเฟต (M_1) จากการทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ค่าความต้านทานโหลดค่าต่างๆ

พารามิเตอร์	$R=323\Omega$	$R=600\Omega$	$R=900\Omega$
$E_{mos} (\mu J)$	0.765	0.645	0.511
$P_{mos} (W)$	7.65	6.45	5.11

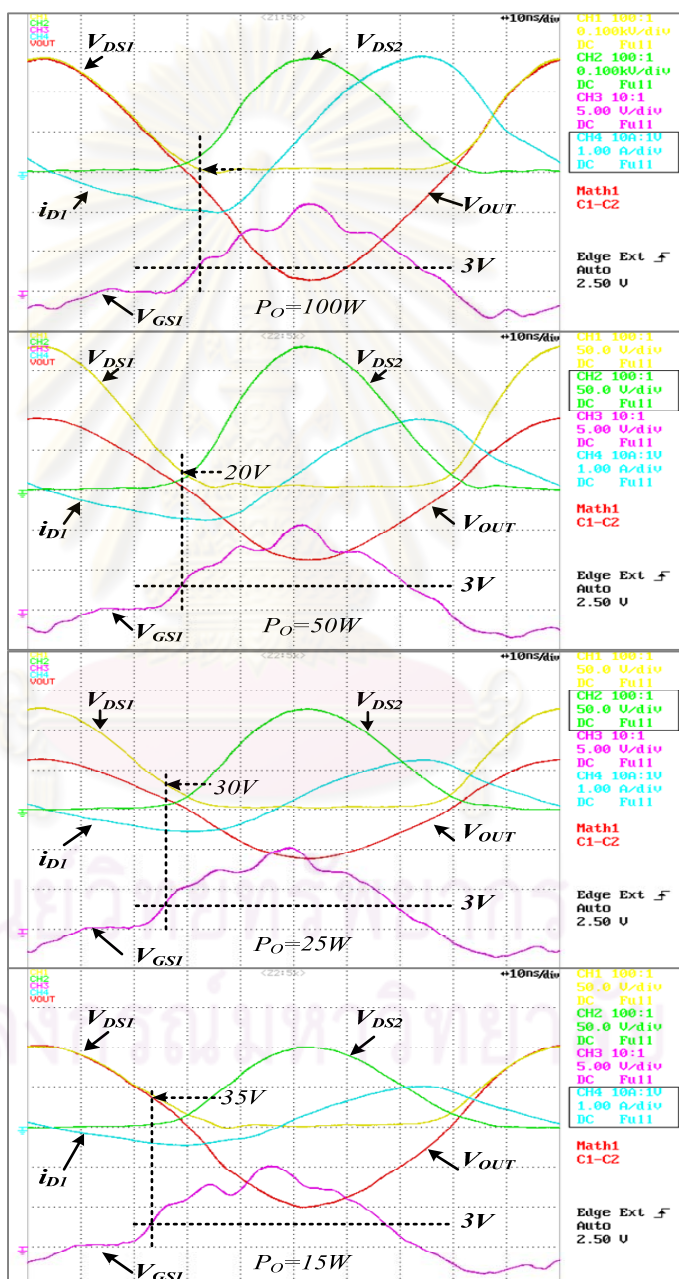
สรุปการทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์โดยการเปลี่ยนค่าความต้านทานโหลด ผลการวัดค่าแรงดันและกระแสที่จุดต่างๆของวงจรจะมีค่าน้อยกว่าค่าที่ได้จากการจำลอง เนื่องจากในการจำลองไม่ได้รวมผลของการสูญเสียในส่วนอื่นๆ อย่างไรก็ตามผลที่ได้จากการทดลองสอดคล้องกับการจำลอง กล่าวคือเมื่อให้แรงดันด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์มีค่าคงที่ การเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานโหลดจะมีผลให้รูปคลื่นของแรงดันออกเปลี่ยนแปลงไม่มากนักดังแสดงในรูปที่ 4.17- รูปที่ 4.19 ค่าการสูญเสียของมอสเฟตดังแสดงในตารางที่ 4.8 เป็นค่าการสูญเสียที่มอสเฟต M_1 เพียงตัวเดียว เมื่อประมาณค่ากำลังงานสูญเสียที่มอสเฟตทั้งสองตัวให้มีค่าใกล้เคียงกันแล้วสามารถหาค่าการสูญเสียที่มอสเฟตรวมทั้งสองตัวได้ ที่ค่าความต้านทานโหลด 323Ω , 600Ω และ 900Ω จะมีค่ากำลังงานการสูญเสียที่มอสเฟตเท่ากับ $15.3W$, $12.9W$ และ $10.22W$ ตามลำดับ

ข้อแตกต่างของลักษณะรูปคลื่นสัญญาณจากการทดลองกับการจำลองที่สังเกตเห็นได้ชัดคือกระแสเดรนของมอสเฟต ในการทดลองกระแสเดรนมีลักษณะที่คล้ายกับสัญญาณฟันเลื่อย ส่วนในการจำลองกระแสเดรนมีลักษณะที่ผิดเพี้ยนไปจากการทดลองโดยมีลักษณะคล้ายกับรูปคลื่นไซน์ การที่ลักษณะของรูปคลื่นที่แตกต่างกันเนื่องจากโมเดลมอสเฟตที่ใช้ในการจำลองเป็น model level3 ที่มีการประมาณค่าตัวเก็บประจุแฝง C_{DG} ที่เป็นค่าคงที่ โดยที่ตัวเก็บประจุ $C_{RSS}(C_{DG})$ ในทางปฏิบัติแล้วจะมีค่าเปลี่ยนแปลงตามแรงดันที่ตกคร่อมเหมือนกับ C_{OSS}

4.3.3 ผลการทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อเปลี่ยนขนาดแรงดันไฟตรงด้านเข้า

จากการจำลองในหัวข้อที่ 4.1.2 เพื่อเป็นการพิสูจน์แนวคิดในการควบคุมค่ากำลังงานออกของอินเวอร์เตอร์โดยการควบคุมผ่านแรงดันไฟตรงด้านเข้า จึงได้ทำการทดลองโดยการเปลี่ยนขนาดของแรงดันไฟตรงด้านเข้าที่ค่าความต้านทานโหลด 323Ω เนื่องจากตัวต้านทานโหลดที่ใช้

ไม่สามารถรับกำลังงานที่สูงเกิน 100W ได้ เพื่อความปลอดภัยจึงได้ทำการทดลองเพียงลดขนาดแรงดันไฟตรงด้านเข้าเท่านั้น ผลการทดลองที่ขนาดของแรงดันด้านเข้าต่างๆ แสดงในตารางที่ 4.9 และรูปคลื่นผลการทดลองดังแสดงอยู่ในรูปที่ 4.21 ค่าแรงดัน V_{GS} (เท่ากับ 3 โวลต์) ที่ใช้เป็นจุดอ้างอิงค่าแรงดัน V_{DS} ในขณะเริ่มนำกระแส มีค่าเท่ากับค่าเฉลี่ยของแรงดัน V_{TH} ที่ผู้ผลิตได้บอกมาใน data sheet ในที่นี้ค่าเฉลี่ยของแรงดัน V_{TH} ที่จะใช้เป็นจุดอ้างอิงเท่ากับ 3 V



รูปที่ 4.21 รูปคลื่นผลการทดลองเมื่อลดค่ากำลังด้านออกที่ค่าความต้านทานโหลด 323 Ω

ตารางที่ 4.9 ผลการทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อลดขนาดแรงดันไฟตรงด้านเข้าที่โหลด 323Ω

พารามิเตอร์	$V_S=89V$	$V_S=59V$	$V_S=43V$	$V_S=35V$
$P_O(W)$	113.6	46.5	25	16
$V_{ORMS} (V)$	191.6	122.54	87.13	70.7
$V_{OP} (V)$	291.67	183.85	128.12	102.47
$V_{DSP} (V)$	295.83	184.38	128.91	103.65
V_{DS} ที่ $V_{GS}=3V$	0	20	30	35

สรุป ผลการทดลองลดค่าแรงดันด้านเข้าของวงจรอินเวอร์เตอร์ การลดแรงดันไฟตรงด้านเข้าทำให้กำลังงานด้านออกของวงจรมีค่าลดลง เมื่อทำการลดขนาดของแรงดันไฟตรงด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์ทำให้จังหวะเวลาการสวิตช์ของมอสเฟตไม่เป็นการขับนำแบบแรงดันศูนย์จากรูปคลื่นผลการทดลอง จะเห็นได้ว่าค่าแรงดัน V_{DS1} ที่แรงดัน $v_{GS}=3V$ ($v_{GS}=V_{TH}$) มีค่าเพิ่มขึ้นจากประมาณ $0V$ ที่แรงดันด้านเข้า $V_S=89V$ (เมื่อ $P_O=113.6W$) มาเท่ากับ $V_{DS1}=35V$ ที่แรงดันด้านเข้า $V_S=35V$ (เมื่อ $P_O=16W$) การสวิตช์ของมอสเฟตที่ไม่เป็นการขับนำแบบแรงดันศูนย์เนื่องจากขนาดของแรงดันด้านออกที่ลดลงทำให้กระแส i_D ที่เป็นกระแสคายประจุลดลง จึงทำให้การลดขนาดของแรงดัน V_{DS} ต้องใช้เวลาเพิ่มมากขึ้นเพื่อที่จะให้แรงดัน V_{DS} มีค่าลดลงสู่ศูนย์หรือกลับทิศก่อนทำการขับนำอีกครั้ง ยานการทำงานของอินเวอร์เตอร์ที่ค่ากำลังออกต่ำสุดจะเกิดปัญหาของการสวิตช์ของมอสเฟตที่ไม่เป็นแรงดันศูนย์สอดคล้องกับผลของการจำลองในหัวข้อที่ 4.1.2

การแก้ปัญหาในกรณีนี้อาจใช้วิธีการลดความถี่การสวิตช์ลงหรือ เพิ่มระยะเวลา dead-time ของสัญญาณขับนำทั้งสองให้มีค่ามากขึ้น เพื่อเพิ่มระยะเวลาในการคายประจุของตัวเก็บประจุแฝงให้นานขึ้น ดังที่ได้กล่าวมาแล้ว

บทที่ 5

บทสรุปและข้อเสนอแนะ

5.1 สรุปผลการวิจัย

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แบบแหล่งกระแสที่ใช้สวิตช์แรงดันศูนย์ครึ่งคลื่นและใช้มอสเฟตเป็นสวิตช์ไวงานมีความถี่ในการสวิตช์ 10MHz ใช้โครงสร้างแบบสวิตช์แบบแรงดันศูนย์ครึ่งคลื่นมีข้อดีที่กระแสสามารถไหลผ่านกิ่งสวิตช์ได้สองทาง ทำให้ไม่มีปัญหาการค้างของประจุที่สะสมไว้ที่ตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟต ทำให้กำลังการสูญเสียในขณะเริ่มนำกระแสของมอสเฟตลดลง สัญญาณขับนำมอสเฟตที่ไม่มีระยะเวลาเหลือมกันช่วยลดความเพี้ยนตัดข้ามของแรงดันด้านออก เนื่องจากไม่มีจังหวะที่มอสเฟตทั้งสองนำกระแสพร้อมกัน การทำงานที่ความถี่การสวิตช์ระดับนี้ ค่าความจุต่ำสุดของตัวเก็บประจุในวงจรไหลดขึ้นกับค่าของตัวเก็บประจุแฝงในมอสเฟต ดังนั้นการใช้ตัวเก็บประจุแฝงในมอสเฟตเป็นตัวเก็บประจุในวงจรไหลดเรโซแนนซ์สามารถทำได้ และเมื่อค่าตัวเก็บประจุในวงจรไหลดที่เล็กลงช่วยให้ตัวประกอบกำลังของวงจรไหลดเพิ่มขึ้น ขนาดของกระแสที่ไหลวนในวงจรเรโซแนนซ์ลดลงทำให้ไม่จำเป็นต้องใช้ตัวเหนี่ยวนำที่มีขนาดใหญ่ขึ้น เนื่องจากตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตมีค่าเปลี่ยนแปลงตามขนาดของแรงดันที่ตกคร่อมและจังหวะเวลาการสวิตช์ การวิเคราะห์และออกแบบวงจรไหลดเรโซแนนซ์จะใช้วิธีการประมาณหาค่าเฉลี่ยของตัวเก็บประจุแฝง โดยการหาอัตราส่วนระหว่างปริมาณประจุของตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟตที่ใช้ในการเพิ่มแรงดันคร่อมมอสเฟตจากศูนย์ไปจนถึงค่ายอด โดยอาศัยสมการของตัวเก็บประจุแบบไม่เชิงเส้นและสมการของตัวเก็บประจุแฝงจากแบบจำลองของมอสเฟตในโปรแกรม pSpice ต่อขนาดค่ายอดของแรงดันคร่อมมอสเฟตวิธีการนี้สามารถประมาณค่าตัวเก็บประจุดังกล่าวเป็นค่าคงที่ และใช้วิธีการประมาณสัญญาณที่ความถี่หลักมูลเพื่อหาค่าของตัวเหนี่ยวนำในวงจรไหลดที่ความถี่เรโซแนนซ์ที่ต้องการ

เนื่องจากแหล่งจ่ายกระแสด้านเข้าของอินเวอร์เตอร์เป็นวงจรที่ใช้แหล่งจ่ายแรงดันไฟตรงต่ออนุกรมกับตัวเหนี่ยวนำ ค่าเฉลี่ยแรงดันคร่อมมอสเฟตมีค่าเท่ากับแรงดันด้านเข้า จากหลักความสมดุลโวลต์-วินาทีของตัวเหนี่ยวนำ ค่าประสิทธิผลของแรงดันออกไม่เปลี่ยนแปลงเมื่อความ

ด้านทานโหดเปลี่ยนไปจากค่าที่พิกัด ดังนั้นการปรับขนาดของแรงดันออกของวงจรถักอินเวอร์เตอร์นี้จะทำโดยการปรับขนาดแรงดันไฟตรงด้านเข้า

การควบคุมค่ากำลังงานทางด้านออกของอินเวอร์เตอร์สามารถควบคุมได้จากการเปลี่ยนขนาดแรงดันไฟตรงทางด้านเข้า เนื่องจากการออกแบบวงจรถักอินเวอร์เตอร์ที่ให้ความถี่การสวิตช์ใกล้เคียงกับความถี่เรโซแนนซ์ของวงจรโหด จึงทำให้การเปลี่ยนความถี่การสวิตช์ไม่เหมาะสมกับการควบคุมกำลังงานทางด้านออก เพราะจะทำให้มอสเฟตเกิดการสวิตช์ที่ผิดจังหวะไม่เป็นสวิตช์แรงดันศูนย์ การลดค่ากำลังงานด้านออกทำได้โดยการลดขนาดแรงดันไฟตรงทางด้านเข้าและในกรณีที่ความต้านทานโหนดมีค่าน้อยกว่าค่าความต้านทานที่พิกัด เป็นสาเหตุให้ผลต่างของกระแสตรงด้านเข้ากับกระแสออกของอินเวอร์เตอร์ลดลง ผลต่างของกระแสนี้เป็นกระแสคายประจุของตัวเก็บประจุแฝงของมอสเฟต และมุมเฟสของกระแสออกของวงจรถักอินเวอร์เตอร์มีมุมเฟสล่าหลังแรงดันออกน้อยลง การลดลงของแรงดันคร่อมมอสเฟตใช้เวลาเพิ่มขึ้น ทำให้แรงดันคร่อมมอสเฟตไม่เป็นศูนย์ก่อนที่จะทำการชับนำมอสเฟต ดังนั้นค่ากำลังงานด้านออกต่ำสุดของวงจรถักอินเวอร์เตอร์ถูกจำกัดด้วยการทำงานของมอสเฟตที่ต้องเป็นสวิตช์แรงดันศูนย์ ขอบเขตของการควบคุมกำลังออกของวงจรถักอินเวอร์เตอร์ที่กำลังออกสูงสุดจะถูกจำกัดโดยขนาดของแรงดันคร่อมมอสเฟตสูงสุด และกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟตสูงสุด(ในกรณีที่ความต้านทานโหนดต่ำ) และที่กำลังออกต่ำสุดจะถูกจำกัดโดยจังหวะการสวิตช์ของมอสเฟตที่ต้องเป็นสวิตช์แรงดันศูนย์ ในกรณีเพิ่มกำลังงานด้านออกของวงจรถักอินเวอร์เตอร์ โดยเพิ่มขนาดของแรงดันไฟตรงด้านเข้า จะเกิดปัญหาความเพี้ยนตัดข้ามของแรงดันออกเนื่องจากกระแสคายประจุแฝงของมอสเฟตที่เพิ่มขึ้นทำให้การลดลงของแรงดันคร่อมมอสเฟตใช้เวลาน้อยลง เมื่อต้องการปรับลักษณะของรูปคลื่นแรงดันด้านออกให้มีความเพี้ยนตัดข้ามลดลง ทำได้โดยการปรับความถี่การสวิตช์ให้มีค่าสูงขึ้นเพื่อชดเชยระยะเวลาการลดลงของแรงดันที่น้อยลง และในกรณีที่ลดกำลังด้านออกของวงจรถักอินเวอร์เตอร์ โดยลดขนาดของแรงดันไฟตรงด้านเข้า อาจเกิดปัญหาของการชับนำมอสเฟตที่ไม่เป็นแรงดันศูนย์สามารถแก้ไขได้โดยการปรับค่า dead-time ของสัญญาณชับนำทั้งสองให้มีค่าเพิ่มขึ้นหรือลดค่าความถี่การสวิตช์ลง เพื่อเพิ่มระยะเวลาของการคายประจุของตัวเก็บประจุแฝงทำให้แรงดันคร่อมมอสเฟตลดลงเป็นศูนย์ก่อนเริ่มชับนำมอสเฟตอีกครั้ง

5.2 ข้อเสนอแนะในการพัฒนางานวิจัย

1. หาโมเดลของวงจรอินเวอร์เตอร์เพื่อทำการสร้างระบบควบคุมแบบวงรอบปิดผ่านการควบคุมขนาดของแรงดันไฟตรงทางด้านเข้า เพื่อให้อินเวอร์เตอร์สามารถจ่ายกำลังงานได้คงที่เมื่อค่าความต้านทานโหลดมีการเปลี่ยนแปลง
2. การวิเคราะห์และออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์ได้ใช้วิธีการประมาณด้วยความถี่หลักมูล ซึ่งไม่ได้รวมผลของฮาร์มอนิก ทำให้การคำนวณเกิดความผิดพลาด เพื่อให้การคำนวณมีความถูกต้องมากยิ่งขึ้นควรพิจารณาผลของฮาร์มอนิกด้วย แต่การคำนวณก็จะยุ่งยากซับซ้อนมากขึ้น
3. ปรับค่าพารามิเตอร์ตัวเก็บประจุแฝงในโมเดลของมอเตอร์ที่ใช้ในการจำลองเพื่อให้ผลของการจำลองใกล้เคียงกับการทดลองยิ่งขึ้น



ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

รายการอ้างอิง

- [1] E.J.Dede; J.Jordan; J.V. Gonzalez; J. Linares; V. Esteve; Conception and design of a parallel resonant converter for induction heating. IEEE-APEC (1991): 38-44.
- [2] Dieckerhoff,S; Ruan, M.J.; De Doncker, R.W.; Design of and IGBT-based LCL-resonant inverter for high-frequency induction heating. IEEE-IAS (1999): 2039-2045.
- [3] Dede, R.J.; Jordan,J.; Esteve,V.; State-of-the art and future trends in transistorized inverters for induction heating applications. IEEE-ICCDCS 01 (2005): 204-211.
- [4] Ribarick,T.J.; Ribarich,J.J.; A new procedure for high-frequency electronics ballast design. IEEE-trans.Ind.Appl. 37 (January-February 2001): 262-267.
- [5] Mu-Shen Lin; Wen-Jung Ho; Fu-Yuan; Dan Y. Chen; Yan-Pei Wu. A cold-cathode fluorescent lamp driver circuit with synchronous primary-side dimming control. IEEE-trans.Ind.Electron. 45 (April 1998): 249-255.
- [6] Alonso,J.M.; Ordiz,C.;Dalla Costa,M.A.; Ribas,J.;Cardesin,J.; High-voltage power supply for ozone generation based on piezoelectric transformer. IEEE-trans. Ind.Appl. 45 (July-August 2009): 1513-1523.
- [7] Alonso. J.M, Cardesin. J, Martin-Ramos J.A, Garcia J, Rico-Secades M, Using Current-fed Parallel-Resonant Inverters for Electrodisharge Applications A Case of Study, IEEE-APEC. 01 (September 2004): 109-115.
- [8] Faa-Jeng Lin.;Rou-Yong Duan.;Jyh-Chyang Yu. An ultrasonic motor drive using a current-source parallel-resonant inverter with energy feedback. IEEE-trans. Power Electron. 14 (January 1999): 31-42.
- [9] Mecke, R.; Rathge,C. High frequency resoanant inverter for contactless energy transmission over large air gap. IEEE-PESC. 03 (June 2004): 1737-1734.

- [10] Valtchev,S.; Borger,B.; Brandisky,K.; Klaassens, J.B.; Resonant contactless energy transfer with improved efficiency. IEEE-trans. Power Electron. 24 (March 2009): 685-699.
- [11] Dorkmai,P.; Kulvitit,Y; Tansatit,T.; A simplified power control scheme for resonant inverter with purely resistive load. IEEE-PEDS. (November 2007): 488-493.
- [12] Bellar M.D, Wu. T.S., Tchamdjou. A, Mahdavi.J, Ehsani.M.; A Review of Soft-Switch DC-AC converters, IEEE trans. Ind. Appl. 34 (July-August 1998): 847-860.
- [13] Peretz M.M, Ben-Yaakov S.; Analysis of the Current-Fed Push-Pull Parallel Resonant Inverter Implemented with Unidirectional Switches. IEEE-PESC. (June 2005): 880-884.
- [14] Marian K. Kazimierczuk, Robert C. Cravent II.; Current-Source Parallel-Resonant DC/AC Inverter with Transformer. IEEE trans Power Electron. 11 (Marh 1996): 275-284.
- [15] Andrew F Goldberg, John G Kassakian, Martin F Shelecht.; Issues Related to 1-10 MHz Transformer Design. IEEE trans. Power Electron. 04 (January 1989): 113-123.
- [16] Michael J. Chudobiak.; The Use of Parasitic Nonlinear Capacitors in Class E Amplifiers. IEEE trans. Circuits Syst. I. 41 (December 1994): 941-944.
- [17] Orcad PSpice A/D Reference Manual. USA. Orcad Inc. 1998.
- [18] Application Note AN-1084, Power Mosfet Basic, International Rectifier
- [19] Abraham I Pressman, Keith Billings,Taylor Morey.; Switching Power Supply Design
3rd McGraw-Hill, 2009.

ประวัติผู้เขียนวิทยานิพนธ์

นาย วสุโรจน์ ศรีอุดมพร เกิดเมื่อวันที่ 3 ตุลาคม พ.ศ. 2524 ที่อำเภอเมือง จังหวัดอ่างทอง สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต สาขาวิศวกรรมอิเล็กทรอนิกส์ จากสถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ในปีการศึกษา 2547 และได้เข้าศึกษาต่อใน หลักสูตรวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (อิเล็กทรอนิกส์กำลัง) ณ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย ในปีการศึกษา 2550

บทความที่ได้รับการตีพิมพ์

วสุโรจน์ ศรีอุดมพร; ยุทธนา กุลวิฑิต; และธัญวาทัน สกิตติ; อินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์แหล่งกระแสภาคแรงดันศูนย์ครั้งคลื่นที่มีความเพี้ยนต่ำ, การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 32 (EECON32), เล่ม 1, 2552, หน้า 567-570

ศูนย์วิทยทรัพยากร
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย