สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง

การสร้างอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนานสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์สำหรับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ

IMPLEMENTATION OF QUASI-PARALLEL RESONANT ZVS-PWM INVERTER FOR INDUCTION COOKING

T087117

ณรงค์ชัย ทศพร

NARONGCHAI THODSAPORN

QA
ว42ณ7ก
2551

เลขหมู่.....
เลขทะเบียน 87117
วัน,เดือน,ปี 30 ส.ค. 2552

วิทยานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรปริญญาวิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต

สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์

สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

พ.ศ. 2551

KMITL-2008-EN-M-020-188

b 12038891
i.....

IMPLEMENTATION OF QUASI-PARALLEL RESONANT ZVS-PWM INVERTER FOR INDUCTION COOKING

NARONGCHAI THODSAPORN

A THESIS SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT

OF THE REQUIREMENT FOR THE DEGREE OF

MASTER OF ENGINEERING IN ELECTRICAL ENGINEERING

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2008

KMITL-2008-EN-M-020-188

COPYRIGHT 2008

FACULTY OF ENGINEERING

KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

หัวข้อวิทยานิพนธ์	การสร้างอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน สวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์สำหรับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ
นักศึกษา	นายณรงค์ชัย ทศพร
รหัสนักศึกษา	46060708
ปริญญา	วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต
สาขาวิชา	วิศวกรรมไฟฟ้า
พ.ศ.	2551
อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์	รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ

บทคัดย่อ

วิทยานิพนธ์นี้นำเสนอการออกแบบ วิเคราะห์และสร้างอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน สวิตชิ่งขณะแรงดันเป็นศูนย์ สำหรับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ด้วยหลักการความถี่สวิตชิ่งคงที่ 20 kHz และปรับเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท โดยการเพิ่มสวิตช์อนุกรม กับคาปาซิเตอร์คร่อมโหลดของอินเวอร์เตอร์ กึ่งเรโซแนนท์ ซึ่งทำหน้าที่ลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก ทำให้ขนาดพิกัดของอุปกรณ์สวิตช์ ไอจีบีที เล็กลงอีกทั้งเป็นการลดการสูญเสียเนื่องจากแรงดันตกคร่อมสวิตช์สูง ควบคุมการทำงานของวงจรด้วยการแปลงการจำลองการทำงานของโปรแกรม Simulink บนโปรแกรมสำเร็จรูป MATLAB ควบคุมการทำงานไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC

Thesis Title	Implementation of Quasi-Parallel Resonant ZVS-PWM Inverter for Induction Cooking
Student	Mr. Narongchai Thodsaporn
Student ID.	46060708
Degree	Master of Engineering
Programme	Electrical Engineering
Year	2008
Thesis Advisor	Assoc. Prof. Dr. Vijit Kinnares

ABSTRACT

The thesis presents the design, analysis and implementation of a Quasi-Parallel Resonant ZVS-PWM inverter for Induction Cooking with constant frequency and variable output power. The additional switch and series capacitor are used across the quasi-resonant load. This topology is used for reducing voltage across the main switch resulting in a reduction in IGBTs switch rating. Morever turn-off switching loss is reduced due to high voltage across the switch. The control of the circuit operation is based on the transformation of the circuit operation in Simulink on dsPIC microcontroller.

กิตติกรรมประกาศ

วิทยานิพนธ์เล่มนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดีจากความกรุณาของ รศ.ดร.วิจิตร กิณเรศ อาจารย์ผู้ควบคุมวิทยานิพนธ์ที่ได้ให้ความช่วยเหลือ ให้คำแนะนำปรึกษาตลอดจนช่วยแก้ปัญหาต่างๆ เกี่ยวกับการทำวิทยานิพนธ์แก่ข้าพเจ้า

ขอขอบคุณ ผศ.ดร.อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ, ดร.ภพ จันทร์เจริญสุข กรรมการสอบหัวข้อและโครงร่างวิทยานิพนธ์ ที่ได้ให้คำแนะนำตลอดจนชี้แนะจนทำให้วิทยานิพนธ์นี้สำเร็จลงได้

ขอขอบคุณ อาจารย์ชัยทัต มณีอินทร์ ที่คอยให้คำปรึกษาและชี้แนะแนวทางตลอดจนความรู้เกี่ยวกับวงจรอิเล็กทรอนิกส์และอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

ขอขอบคุณ อาจารย์ดุสิต สุขสวัสดิ์ ที่คอยหาแหล่งเงินทุนสนับสนุนการทำวิจัยตลอดมา

ขอกราบขอบคุณ คุณพ่อสมจิตร, คุณแม่ลำดวน ที่คอยให้กำลังใจในการศึกษาเล่าเรียน และเป็นผู้สนับสนุนทุกสิ่งทุกอย่างในการศึกษาเล่าเรียนมาโดยตลอด

ขอขอบคุณ ชุดากรณ์ เทศแก้ว ที่คอยเป็นกำลังใจและคอยดูแลเอาใจใส่ด้วยดีเสมอมา

ขอขอบคุณภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า, ห้องสมุดคณะวิศวกรรมศาสตร์, สำนักหอสมุดกลาง สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ที่เป็นแหล่งสนับสนุนทางด้านตำรา เอกสารอ้างอิง และข้อมูลทางอินเตอร์เน็ตรวมทั้งเครื่องมือและอุปกรณ์ต่างๆ ที่ใช้ในการทำวิจัย

สุดท้ายสำหรับคำขอบคุณอันพิเศษสุดขอมอบให้แด่ พี่ๆ น้องๆ และเพื่อนๆ นักศึกษากลุ่ม PMC สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง ทุกท่านที่คอยให้ความช่วยเหลือและเป็นกำลังใจด้วยดีตลอดมา

คุณค่าและประโยชน์ที่พึงมีจากวิทยานิพนธ์ฉบับนี้ ข้าพเจ้าขอมอบให้กับ บิดา มารดา ซึ่งเป็นที่รักและเคารพยิ่งของข้าพเจ้า ตลอดจนครูอาจารย์ที่เคารพนับถือและผู้มีพระคุณทุกท่าน

ณรงค์ชัย ทศพร

สารบัญ

หน้า

บทคัดย่อภาษาไทย I

บทคัดย่อภาษาอังกฤษ II

กิตติกรรมประกาศ III

สารบัญ IV

สารบัญตาราง VII

สารบัญรูป VIII

บทที่ 1 บทนำ 1

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา 1

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา 2

1.3 สมมติฐานของการศึกษา 2

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย 3

1.5 ขอบเขตการวิจัย 3

1.6 ขั้นตอนของการศึกษาวิจัย 3

1.7 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์ 4

บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น 6

2.1 บทนำ 5

2.2 วงจรเรโซแนนท์ 5

2.2.1 วงจรเรโซแนนท์แบบอนุกรม (Series Resonant Circuit) 5

2.2.2 วงจรเรโซแนนท์แบบขนาน (Parallel Resonant Circuit) 8

2.3 พื้นฐานการให้ความร้อนเหนี่ยวนำความถี่สูง 13

2.4 หลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน 18

2.4.1 โครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง 18

2.4.2 อินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน ZVS-PWM 18

2.4.3 การควบคุมกำลังไฟฟ้าอินพุท 20

2.5 สรุป 22

บทที่ 3 การวิเคราะห์และการจำลองทำงาน 23

3.1 บทนำ 23

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

3.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ 23
3.2.1 การวิเคราะห์การทำงานของอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ก่อนปรับปรุง 23
3.2.2การวิเคราะห์สภาวะการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนานหลังปรับปรุง 28
3.3 การจำลองการทำงานของวงจร 37
3.3.1 การจำลองอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ก่อนปรับปรุง 37
3.3.2 การจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์หลังปรับปรุง 50
3.4 เปรียบเทียบผลจำลองคุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงและหลังปรับปรุง 60
3.5 สรุป 60

บทที่ 4 การออกแบบและสร้างวงจรต้นแบบที่นำเสนอ 65
4.1 บทนำ 65
4.2 ชุดวงจรโหลดเรโซแนนท์ 66
4.2.1 การสร้างขดลวดเหนี่ยวนำ (*LI*) 66
4.2.2 การออกแบบค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (*CI*) 67
4.3 การออกแบบวงจรกำลัง 68
4.3.1 การออกแบบวงจรเรียงกระแส 68
4.3.2 การออกแบบ LC Filter 69
4.3.3 วงจรอินเวอร์เตอร์ 71
4.4 วงจรร่วมอื่นๆ 72
4.4.1 วงจรตัดกระแสเกิน (Fuse) 73
4.4.2 วงจรป้องกันแรงดันเกินชั่วขณะ (MOV) 73
4.4.3 วงจรตัดต่อระบบไฟฟ้าเข้าวงจร (Relay) 74
4.4.4 ระบบระบายอากาศ (Cooling Fan) 75
4.5 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุม 75
4.5.1 การออกแบบและสร้างวงจรตรวจจับกระแสอินพุท (Input Current) 75
4.5.2 การออกแบบและสร้างวงจรตรวจจับแรงดันอินพุท (Input Voltage) 80
4.5.3 การออกแบบและสร้างวงจรตรวจจับกระแสเอาท์พุท 81
4.5.4 การออกแบบและสร้างวงจรตรวจจับอุณหภูมิ 82

สารบัญ (ต่อ)

หน้า

4.5.5 การออกแบบและสร้างวงจรขับไอจีบีที 84
4.6 การออกแบบไมโครคอนโทรลเลอร์และการควบคุม 86
4.7 สรุป 87

บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง 88
5.1 บทนำ 88
5.2 การทดสอบหาระยะ Gap ระหว่างขดลวดกับก้นภาชนะ 88
5.2.1 ตัวอย่างการทดสอบที่ระยะ Gap 10 mm. 89
5.3 การทดสอบเพื่อตรวจสอบการทำงานของเครื่อง 95
5.3.1 การตรวจสอบรูปคลื่นตามส่วนต่าง ๆ ของวงจร 95
5.3.2 การตรวจสอบสมรรถนะการทำงานของเครื่อง 105
5.3.3 การหาประสิทธิภาพทางไฟฟ้า 108
5.3.4 การหาประสิทธิภาพรวม 109
5.4 สรุป 111

บทที่ 6 สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ 112

เอกสารอ้างอิง 113

ภาคผนวก 115
ภาคผนวก ก เครื่องมือที่ใช้ในการทำวิจัย 115
ภาคผนวก ข เครื่องต้นแบบที่ใช้ในงานวิจัย 119
ภาคผนวก ค ผลงานวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่ในวารสารทางวิชาการ 122

ประวัติผู้เขียน 129

สารบัญตาราง

ตารางที่ หน้า

2.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรเรโซแนนท์ 12
2.2 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุต่างๆ ที่ใช้ในภาชนะหุงต้มที่ความถี่ 20 kHz 16
3.1 ตารางการทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมด 32
3.2 ตัวแปรที่ใช้ในการจำลองการทำงานก่อนปรับปรุง 38
3.3 ค่าองค์ประกอบต่างๆ ทางไฟฟ้าที่ได้จากการคำนวณก่อนปรับปรุง 45
3.4 ตัวแปรที่ใช้ในการจำลองการทำงานหลังปรับปรุง 51
3.5 ค่าองค์ประกอบต่างๆ ทางไฟฟ้าที่ได้จากการคำนวณหลังปรับปรุง 56
4.1 ขีดจำกัดค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐานของ Class A 70
5.1 การทดสอบและบันทึกผลประสิทธิภาพทางไฟฟ้า 108
5.2 การทดสอบและบันทึกผลการหาค่าประสิทธิภาพรวมที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.34-0.6 110
5.3 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่พิกัด กำลังไฟฟ้าเอาท์พุท 1.5 kW 110

สารบัญรูป

รูปที่ หน้า

1.1 อินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ควบคุมโดยการปรับความถี่สวิตชิ่ง(ZVS-PFM) 1
1.2 อินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน 2
2.1 วงจร *RLC* แบบอนุกรม 6
2.2 ความสัมพันธ์ของ X_L และ X_C ต่อความถี่สำหรับวงจร *RLC* แบบอนุกรม 6
2.3 อิมพีแดนซ์รวม และกระแสที่ไหลในวงจร *RLC* แบบอนุกรม ที่ความถี่ต่างๆ 7
2.4 วงจร *RLC* แบบขนาน 8
2.5 ความสัมพันธ์ของ B_L และ B_C ต่อความถี่สำหรับวงจร *RLC* แบบขนาน 8
2.6 อิมพีแดนซ์รวม และกระแสที่ไหลในวงจร *RLC* แบบขนาน ที่ความถี่ต่างๆ 9
2.7 วงจรแทงค์ 10
2.8 วงจรเทียบเคียงของวงจรแทงค์ 11
2.9 เปรียบเทียบตัวแปรที่สำคัญของวงจรเรโซแนนท์ระหว่างแบบอนุกรมกับขนาน 12
2.10 หลักการให้ความร้อนของเตาหุงต้มความถี่สูงเหนี่ยวนำ 13
2.11 วงจรสมมูลเทียบเท่าหม้อแปลงไฟฟ้า 13
2.12 วงจรเทียบเท่าทางด้านปฐมภูมิ 14
2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางของผิวของภาชนะหุงต้ม 16
2.14 เส้นกราฟแสดงการหาค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของภาชนะหุงต้มจากตารางที่ 2.2 17
2.15 บล็อกไดอะแกรมของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง 18
2.16 วงจำกำลังอินเวอร์เตอร์พีดับเบิ้ลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน 19
2.17 วงจรภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง 19
2.18 วงจรอินเวอร์เตอร์พีดับเบิ้ลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน 20
2.19 ภาควงจรโหลดภาชนะหุงต้ม 20
2.20 สัญญาณขับเกตสวิตช์ Q_1 และ Q_S 21
2.21 การควบคุมดีวตี้แฟคเตอร์ 21
3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ Class-E 23
3.2 วงจรสมมูลเตาหุงต้มเหนี่ยวนำก่อนปรับปรุง 24
3.3 โหมดการทำงานในหนึ่งไซเคิลก่อนปรับปรุง 24
3.4 โหมดการทำงานในหนึ่งไซเคิล 25
3.5 วงจรอินเวอร์เตอร์หลังปรับปรุง 28

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

3.6 วงจรสมมูลโหลดหลังปรับปรุง 28
3.7 สัญญาณขับเกต 29
3.8 โหมดการทำงานในหนึ่งไซเคิลก่อนปรับปรุง 30
3.9 สภาวะการทำงานของอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์หลังปรับปรุง 31
3.10 แรงดันตกคร่อมสวิตช์หลักในหนึ่งไซเคิล 37
3.11 รูปของวงจรการจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุง 38
3.12 การจำลองการทำงานและผลการทดลองเบื้องต้นก่อนปรับปรุงที่ 110 V, 50Hz 39
3.13 การจำลองการทำงานและผลการทดลองเบื้องต้นก่อนปรับปรุงที่ 150 V, 50Hz 40
3.14 แรงดันและกระแสอินพุท,เอาท์พุทและสวิตช์ที่ความถี่สวิตช์ 23.5kHz 41
3.15 แรงดันและกระแสอินพุท,เอาท์พุทและสวิตช์ที่ความถี่สวิตช์ 26 kHz 42
3.16 แรงดันและกระแสอินพุท,เอาท์พุทและสวิตช์ที่ความถี่สวิตช์ 29kHz 43
3.17 แรงดันและกระแสอินพุท,เอาท์พุทและสวิตช์ที่ความถี่สวิตช์ 31 kHz 43
3.18 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าอินพุท เอาท์พุทกับความถี่สวิตช์ 46
3.19 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวประกอบกำลังกับความถี่สวิตช์ 46
3.20 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพทางไฟฟ้ากับความถี่สวิตช์ 47
3.21 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุทกับความถี่สวิตช์ 47
3.22 ความสัมพันธ์ระหว่าง THD_v , THD_i กับความถี่สวิตช์ 48
3.23 ความสัมพันธ์ระหว่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียกับความถี่สวิตช์ 48
3.24 ความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดแรงดันสวิตช์กับความถี่สวิตช์ 49
3.25 ความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดกระแสไหลผ่านสวิตช์กับความถี่สวิตช์ 49
3.26 การสวิตช์ขณะแรงดันไม่เป็นศูนย์ 50
3.27 รูปของวงจรการจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์หลังปรับปรุง 51
3.28 การจำลองการทำงานที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.3 52
3.29 การจำลองการทำงานที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.4 53
3.30 การจำลองการทำงานที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.5 53
3.31 การจำลองการทำงานที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.6 54
3.32 การจำลองการทำงานที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.7 55
3.33 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้ากับดิวตี้แฟคเตอร์ 57
3.34 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพทางไฟฟ้ากับดิวตี้แฟคเตอร์ 57

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

3.35 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าสูญเสียกับดิวตี้แฟคเตอร์ 58
3.36 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุทกับดิวตี้แฟคเตอร์ 58
3.37 ความสัมพันธ์ระหว่าง THDv THDi กับดิวตี้แฟคเตอร์ 59
3.38 ความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดแรงดันสูงสุดกับดิวตี้แฟคเตอร์ 59
3.39 ความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดกระแสสูงสุดกับดิวตี้แฟคเตอร์ 60
3.40 เปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าอินพุทกับเอาท์พุท 61
3.41 เปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่าง THDv, THDi กับกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท 61
3.42 เปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพทางไฟฟ้ากับกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท 62
3.43 เปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าสูญเสียกับกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท 62
3.44 เปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดแรงดันของสวิตช์กับกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท 63
3.45 เปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดกระแสของสวิตช์กับกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท 63
4.1 วงจรกำลังและวงจรควบคุมของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่นำเสนอ 65
4.2 วงจรโหลดและภาชนะหุงต้ม 66
4.3 ขดลวดสำหรับภาชนะก้นแบน 66
4.4 ลักษณะตัวเก็บประจุที่ใช้งาน 67
4.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน(V_{rms}) และความถี่ที่ใช้งาน 68
4.6 ไดโอดกำลังชนิดเต็มคลื่นแบบโมดูล 68
4.7 วงวงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟสและ LC Filter 71
4.8 วงจรอินเวอร์เตอร์และไอจีบีทีที่ใช้ในงานวิจัยนี้ 72
4.9 ตัวเก็บประจุ C_s 72
4.10 กราฟแสดงคุณสมบัติการทำงานของวาริสเตอร์ 73
4.11 รูปร่างของวาริสเตอร์ 74
4.12 วงจรตัดต่อระบบไฟเข้าวงจร 74
4.13 บล็อกไดอะแกรมวงจรตรวจจับกระแสอินพุท 76
4.14 อุปกรณ์ตรวจจับตรวจจับกระแสอินพุทที่ใช้ 76
4.15 วงจรการต่อบัฟเฟอร์ 77
4.16 วงจรเพิ่มอัตราขยาย 77
4.17 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสัญญาณขนาดเล็ก 78
4.18 วงจรหาค่าเฉลี่ย 78

สารบัญรูป(ต่อ)

รูปที่ หน้า

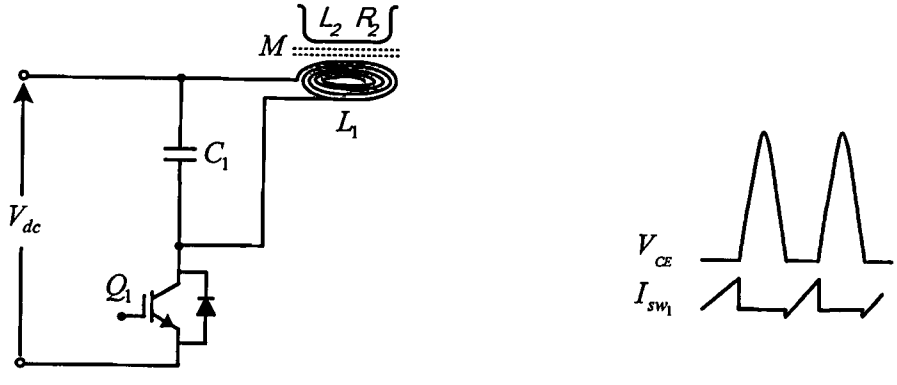
4.19 วงจรตรวจจับแรงดันอินพุท 80
4.20 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแส Ic , If และ Vceของออปโต้ 81
4.21 บล็อกไดอะแกรมวงจรตรวจจับกระแสเอาท์พุท 82
4.22 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานกับอุณหภูมิ 83
4.23 วงจรตรวจจับอุณหภูมิด้วยเทอร์มิสเตอร์ 83
4.24 สัญญาณ PWM ขับเกตไอจีบีที Q_s และ Q_1 84
4.25 วงจรขับเกทไอจีบีที Q_s และ Q_1 85
4.26 ชุดพัฒนาไมโครคอนโทรลเลอร์dsPIC 86
4.27 Embedded Target for dsPIC ที่ติดตั้งลงบน Matlab Simulink 87
4.28 ไดอะแกรมการจำลองการทำงานและป้อนกลับเพื่อควบคุมอินเวอร์เตอร์ 87
5.1วงจรและเครื่องมือวัดสำหรับการทดสอบหาระยะ Gap 89
5.2 การตรวจวัดและบันทึกผลที่ระยะ Gap 10 mm. 92
5.3 กราฟความสัมพันธ์ทางไฟฟ้าเมื่อระยะ Gap เปลี่ยนแปลง 94
5.4 วงจรและเครื่องมือวัดสำหรับการตรวจสอบรูปคลื่น 95
5.5 การตรวจสอบรูปคลื่นเปรียบเทียบกับผลการจำลองที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.36 97
5.6 การตรวจสอบรูปคลื่นเปรียบเทียบกับผลการจำลองที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.5 99
5.7 การตรวจสอบรูปคลื่นเปรียบเทียบกับผลการจำลองที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.6 101
5.8 การสวิตช์ขณะแรงดันไม่เป็นศูนย์ที่ดิวตี้แฟคเตอร์ต่ำกว่า 0.34 ของ Q_1 102
5.9 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.64 102
5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดใช้งานกับดิวตี้แฟคเตอร์ 105
5.11 วงจรและเครื่องมือวัดสำหรับการตรวจสอบสมรรถนะการทำงานของเครื่อง 106
5.12 การตรวจวัดรูปคลื่นและองค์ประกอบทางไฟฟ้าดิวตี้แฟคเตอร์ 0.6 108

บทที่ 1
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

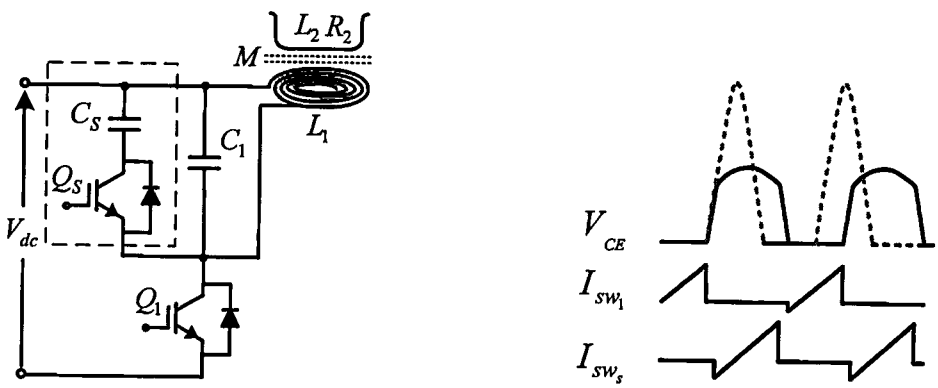
ปัจจุบันเตาหุงต้มเป็นอุปกรณ์ไฟฟ้าที่มีความสำคัญต่อการดำรงชีวิตประจำวันและมีการใช้งานอย่างแพร่หลายอันเนื่องมาจากสะดวก เล็กกระทัดรัด เคลื่อนย้ายได้ง่าย โดยหลักการทำงานส่วนมากจะเป็นการใช้ขดลวดความร้อน ส่งถ่ายความร้อนผ่านภาชนะหุงต้มสู่อาหารซึ่งเป็นการให้ความร้อนกับภาชนะหุงต้มแบบทางอ้อม ส่งผลให้ใช้เวลานานและสิ้นเปลืองพลังงานมาก เพื่อความรวดเร็วและลดการสูญเสียของพลังงาน การให้ความร้อนด้วยหลักการเหนี่ยวนำจึงถูกนำเข้ามาทดแทน เป็นการให้ความร้อนโดยตรง โดยการจ่ายกระแสไฟฟ้าสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำสร้างสนามแม่เหล็กเกี่ยวคล้องกับภาชนะหุงต้มที่ทำจากวัสดุชนิดสารตัวนำแม่เหล็กทำให้เกิดกระแสไหลวนบริเวณก้นภาชนะเป็นผลให้เกิดความร้อนและถ่ายเทความร้อนไปยังการหุงต้มอาหารภายในภาชนะ

เตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่ใช้อินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์บควบคุมกำลังอินพุทด้วยการปรับความถี่สวิตชิ่งดังรูปที่ 1.1 ข้อดีคือสามารถควบคุมให้อุปกรณ์สวิตช์เริ่มนำกระแสในสภาวะแรงดันเป็นศูนย์ (ZeroVoltage Switching: ZVS) ซึ่งจะทำให้ไม่มีการสูญเสียขณะสวิตช์เริ่มนำกระแส และมีการควบคุมที่ง่ายประสิทธิภาพสูง[1] แต่เมื่อนำมาใช้งานในระบบไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ในสภาวะสวิตช์หยุดนำกระแสแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์ค่อนข้างสูง ทำให้เกิดปัญหาขนาดพิกัดแรงดันสูงกว่าพิกัดปลอดภัยของอุปกรณ์สวิตช์ทั่วๆ ไปที่จะทนได้ (Reverse Biase Safe Operatiag Area : RBSOA) การควบคุมกำลังอินพุทในย่านความถี่ควบคุมที่กว้างประสิทธิภาพอินเวอร์เตอร์จะลดต่ำลงและการปรับความถี่สวิตชิ่งที่ย่านความถี่สูงๆ ยังก่อให้เกิดสัญญาณรบกวน EMI กลับเข้าสู่ระบบไฟฟ้ากระแสสลับ[2]



รูปที่ 1.1 อินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ควบคุมโดยการปรับความถี่สวิตชิ่ง(ZVS-PFM)

การนำอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์มาใช้งานในระบบไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ จึงจำเป็นต้องเพิ่มขนาดพิกัดปลอดภัยของอุปกรณ์สวิตช์ที่สูงมากหรือใช้อุปกรณ์สวิตช์ที่ถูกออกแบบมาเป็นพิเศษเพื่อให้สามารถทนแรงดันตกคร่อมในสภาวะสวิตช์หยุดนำกระแสซึ่งอุปกรณ์สวิตช์ดังกล่าวหาได้ยากตามท้องตลาดทั่วไปเมื่อเปรียบเทียบค่าใช้จ่ายที่เพิ่มขึ้นกับกำลังอินพุทที่ได้ทำให้ความน่าสนใจในอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้ลดน้อยลง การลดขนาดแรงดันตกคร่อมสวิตช์จึงเป็นทางเลือกหนึ่งซึ่งทำได้โดยการเพิ่มสวิตช์อนุกรมกับตัวเก็บประจุ(Q_S,C_S) ต่อขนานกับวงจรของโหลดอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ ดังรูปที่ 1.2 เพื่อลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก Q_1 ทำให้พิกัดแรงดันของอุปกรณ์สวิตช์เล็กลง ลดการเกิดสัญญาณรบกวนจากการปรับความถี่สวิตชิ่ง ด้วยการควบคุมความถี่สวิตชิ่งคงที่แบบพีดับเบิลยูเอ็ม [3]



รูปที่ 1.2 อินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน

1.2 ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษา

ศึกษาหลักการทำงาน โครงสร้าง และทฤษฎีต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ ตลอดจนศึกษาการทำงานของอุปกรณ์ต่างๆ ที่นำมาใช้ในการสร้างเครื่องต้นแบบที่ใช้ในงานวิจัยทั้งวงจรกำลังและวงจรควบคุม เปรียบเทียบข้อดีข้อเสียของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์แบบปรับความถี่ และแบบสวิตชิ่งความถี่คงที่ ที่พัฒนาขึ้น รวมทั้งนำอินเวอร์เตอร์ต้นแบบที่สร้างขึ้นไปทดสอบเพื่อเปรียบเทียบกับผลการจำลอง

1.3 สมมติฐานของการศึกษา

วิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอแนวทางการศึกษาและพัฒนาอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน เพื่อปรับปรุงลดแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์หลักในสภาวะสวิตช์หยุดนำกระแสเพื่อใช้งานกับระบบไฟฟ้ากระแสสลับ 220 โวลต์ ลดการสูญเสียที่เกิดขึ้น โดยใช้เทคนิคควบคุมแบบพีดับเบิลยูเอ็ม (ZVS-PWM) ควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการปรับเปลี่ยนเปอร์เซ็นดิวตี้ไซเคิล

กำหนดความถี่ในการสวิตชิ่งคงที่ และประยุกต์ใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC ในการควบคุมการทำงานของวงจร

1.4 ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย

1. นำข้อดีของอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์แบบ ZVS-PFM มาใช้งานคือการควบคุมให้อุปกรณ์สวิตช์เริ่มนำกระแสในสภาวะแรงดันเป็นศูนย์ตลอดเวลา

2. ใช้การควบคุมแบบพีดับเบิลยูเอ็ม ลดช่วงความกว้างความถี่ควบคุมเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของระบบโดยการกำหนดให้ความถี่สวิตชิ่งคงที่ ควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการปรับเปลี่ยนดิวตี้ไซเคิล

3. ปรับปรุงวงจรเพื่อลดแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์หลักในสภาวะสวิตช์หยุดนำกระแสโดยการเพิ่มชุดแอคทีฟแรงดัน Q_S ต่ออนุกรมกับ C_S ขนานวงจรโหลด

1.5 ขอบเขตการวิจัย

1. วิเคราะห์หลักการทำงานและการควบคุมการทำงานรวมทั้งจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน ที่มีการปรับปรุงลดแรงดันที่ตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์

2. ออกแบบและสร้างเตาหุงต้มเหนี่ยวนำคุณสมบัติดังนี้

แรงดันไฟฟ้าอินพุท	220 โวลต์
ความถี่อินพุท	50 เฮิรตซ์
กำลังไฟฟ้าเอาท์พุท	1,500 วัตต์
ความถี่สวิตชิ่ง	20 กิโลเฮิรตซ์

3. ทดสอบเครื่องต้นแบบเปรียบเทียบกับผลการจำลอง เปรียบเทียบการสูญเสียที่เกิดขึ้นขณะสวิตช์เปลี่ยนสถานการณ์ทำงาน (switching loss) ของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ในเทคนิคเดิมและหลังปรับปรุง

1.6 ขั้นตอนของการศึกษาวิจัย

1. ศึกษาค้นคว้าทฤษฎีจากบทความ, วารสาร, เอกสาร และตำราต่างๆ ที่สามารถให้ข้อมูลเกี่ยวกับอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ และวงจรที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยนี้

2. วิเคราะห์การทำงานของวงจรกำลังและวงจรควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์

3. ออกแบบวงจรการทำงานโดยการจำลองการทำงานของระบบด้วยโปรแกรม Simulink บนโปรแกรมสำเร็จรูป MATLAB

4. ออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบที่ใช้ในการวิจัย

5. ทดสอบเครื่องต้นแบบตามขอบเขตของวิทยานิพนธ์

6. เขียนวิทยานิพนธ์

1.7 โครงสร้างของวิทยานิพนธ์

ในวิทยานิพนธ์นี้ได้นำเสนอการวิเคราะห์, การออกแบบ และสร้างเครื่องต้นแบบของวงจรอินเวอร์เตอร์ พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน สวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ที่มีการปรับปรุงเพื่อลดแรงดันตกคร่อมอุปกรณ์สวิตช์หลัก, ลดขนาดพิกัดแรงดันของอุปกรณ์สวิตช์และเปรียบเทียบการสูญเสียขณะสวิตช์เปลี่ยนสถานะการทำงานกับเทคนิคเดิมซึ่งสามารถแบ่งรายละเอียดที่กล่าวถึง ในวิทยานิพนธ์เป็น 6 บท ดังต่อไปนี้

บทที่ 1 บทนำ กล่าวถึงความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา ความมุ่งหมายและวัตถุประสงค์ของการศึกษาวิจัย สมมติฐานของการศึกษา ทฤษฎีหรือแนวความคิดที่ใช้ในการวิจัย ขอบเขตการวิจัย และโครงสร้างวิทยานิพนธ์ซึ่งกล่าวถึงเนื้อหาคร่าวๆ ของแต่ละบท

บทที่ 2 ทฤษฎีเบื้องต้น กล่าวถึงหลักการและทฤษฎีพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องกับงานวิจัยนี้

บทที่ 3 การวิเคราะห์และการจำลองการทำงาน กล่าวถึงเทคนิคการสร้างวงจรควบคุม การจำลองและการวิเคราะห์สภาวะการทำงานของวงจร

บทที่ 4 การออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบ กล่าวถึงการเลือกใช้อุปกรณ์ การออกแบบวงจรต่างๆ ที่นำมาใช้ในการสร้างเครื่องต้นแบบทั้งวงจรกำลังและวงจรควบคุมที่ใช้ในงานวิจัย

บทที่ 5 การทดลองและผลการทดลอง กล่าวถึงผลการจำลองและผลการทดลองเปรียบเทียบระหว่างวงจรแบบเดิมและแบบที่มีการปรับปรุงลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก รวมถึงการทดสอบเครื่องต้นแบบด้วยเงื่อนไขการทำงานต่างๆ

บทที่ 6 บทสรุปและวิจารณ์ผลการทดลอง กล่าวถึงปัญญาที่เกิดขึ้นในการวิจัย ผลการวิจัย และข้อเสนอแนะในการพัฒนาวงจรอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์ต่อไป

บทที่ 2
ทฤษฎีเบื้องต้น

2.1 บทนำ

ในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงทฤษฎีพื้นฐานต่างๆ ที่เกี่ยวข้องในการวิจัย และหลักการพื้นฐานของการเกิดความร้อนโดยอาศัยการเหนี่ยวนำความถี่สูง การพิจารณาวงจรเทียบเท่าของอุปกรณ์ให้ความร้อนเหนี่ยวนำในลักษณะของหม้อแปลงเพื่อให้สามารถวิเคราะห์ภาชนะหุงต้มชุดได้ง่ายขึ้น สำหรับโหลดภาชนะที่ใช้วัสดุต่างชนิดกันจะมีค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าที่แตกต่างกันดังนั้นวัสดุของภาชนะแต่ละชนิดจึงเป็นองค์ประกอบสำคัญในการพิจารณาและออกแบบลักษณะการพันขดลวดเหนี่ยวนำเพื่อให้เหมาะสมกับโหลดนั้น ๆ และการพิจาณาหลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน ซึ่งจะพิจารณาในส่วนของโครงสร้างของอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์แบบขนานที่ใช้ในงานวิจัยนี้ประกอบด้วย วงจรเรียง-กระแส วงจรอินเวอร์เตอร์ โหลดเรโซแนนท์แบบขนาน และการควบคุมกำลังไฟฟ้า

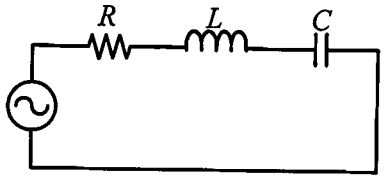
2.2 วงจรเรโซแนนท์ [5-6]

วงจรไฟฟ้ากระแสสลับที่เกิดสภาวะเรโซแนนท์ (Resonance) หมายถึง วงจรที่มีค่าเพาเวอร์แฟคเตอร์ของวงจรเท่ากับหนึ่ง นั่นคือกระแสที่ไหลในวงจรจะมีเฟสตรงกันกับแรงดันที่จ่ายให้แก่วงจร และค่าอิมพีแดนซ์เทียบเท่าภายในวงจรจะเหลือแต่ค่าความต้านทานเพียงอย่างเดียวเท่านั้น เพราะค่าอินดัคทีฟรีแอคแตนซ์ (Inductive Reactance) และค่าคาปาซิทีฟรีแอคแตนซ์ (Capacitive Reactance) จะหักล้างกันหมดไป ในขั้นพื้นฐานจะสามารถแยกพิจารณาออกเป็น2 ลักษณะคือ วงจรเรโซแนนท์แบบอนุกรม และวงจรเรโซแนนท์แบบขนาน

2.2.1 วงจรเรโซแนนท์แบบอนุกรม (Series Resonant Circuit)

ลักษณะพฤติกรรมทางไฟฟ้า ของวงจรเรโซแนนท์แบบอนุกรมจะมีอิมพีแดนซ์ที่ตำแหน่งเรโซแนนท์ต่ำที่สุด ดังนั้นจะทำให้กระแสไหลผ่านวงจรได้มากที่สุดจึงทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าที่โหลดมีค่าสูงสุด วิธีการควบคุมกำลังไฟฟ้าทำได้โดยการลดแรงดันที่จ่ายให้วงจร หรือเลื่อนความถี่การใช้งานให้ต่ำหรือสูงกว่าตำแหน่งเรโซแนนท์ เมื่อพิจารณาในรูปที่ 2.1

$$Z = R + j(X_L - X_C) \tag{2.1}$$



รูปที่ 2.1 วงจร *RLC* แบบอนุกรม

สภาวะเรโซแนนท์

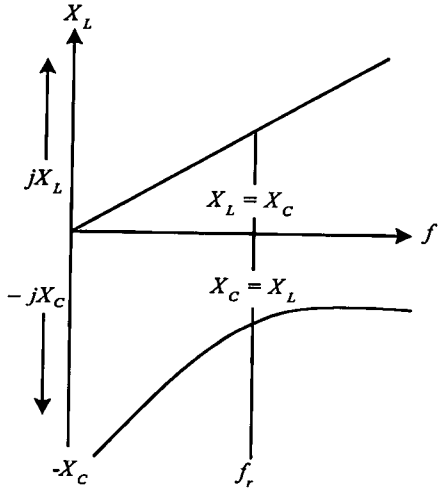
$$X_L = X_C$$

$$2\pi f_r L = \frac{1}{2\pi f_c}$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \tag{2.2}$$

จากสมการ (2.1) จะพบว่าค่าอิมพีแดนซ์จะขึ้นอยู่กับความถี่ของแหล่งจ่ายไฟ เนื่องจากค่า $X_L = 2\pi fL$ และค่า $X_C = 1/2\pi fC$ จากรูปที่ 2.2 จะเห็นว่าเมื่อความถี่ของแหล่งจ่ายไฟฟ้ามีค่าเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเชิงเส้นค่า X_L จะมีค่าเพิ่มขึ้น ส่วนค่าของ X_C จะมีค่าลดลงอย่างเป็นเชิงเส้นด้วย

โดยที่ผลรวมของค่ารีแอคแตนซ์จะมีค่าเท่ากับ ($X_L = X_C$) ดังนั้นถ้าหากความถี่ของแหล่งจ่ายไฟมีค่าเท่ากับความถี่เรโซแนนท์ ดังสมการที่ (2.2) ก็จะมีผลทำให้ค่ารีแอคแตนซ์รวมมีค่าเท่ากับศูนย์ ดังนั้นอิมพีแดนซ์รวมของวงจรจะมีค่าเท่ากับค่าความต้านทาน ($Z = R$)

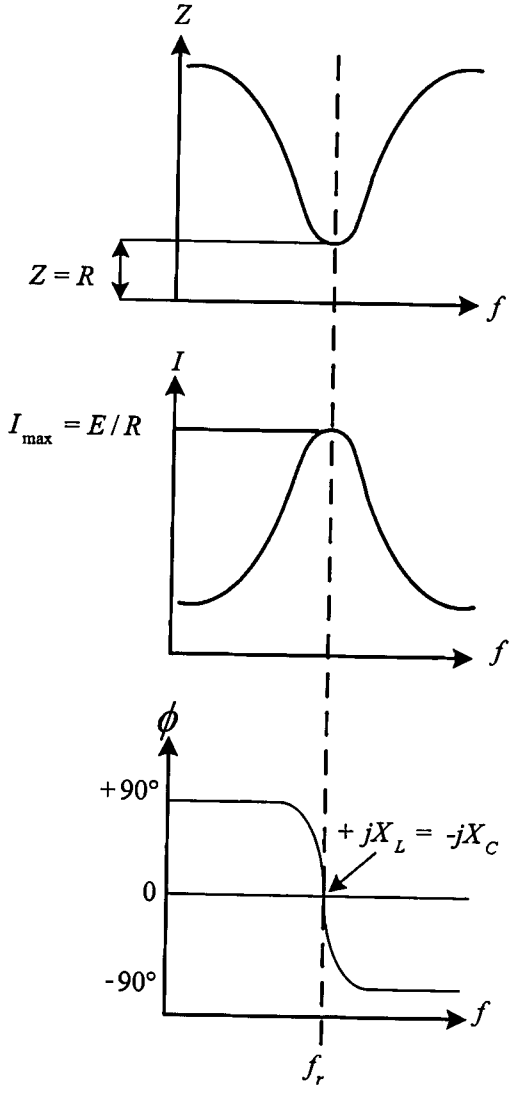


รูปที่ 2.2 ความสัมพันธ์ของ X_L และ X_C ต่อความถี่สำหรับวงจร *RLC* แบบอนุกรม

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} \tag{2.3}$$

$$I = V / R \tag{2.4}$$

จากสมการที่ (2.3) และสมการที่ (2.4) นำค่าอิมพีแดนซ์รวมและกระแสที่ไหลในวงจรที่ความถี่ใดๆ มาเขียนกราฟได้ดังรูปที่ 2.3

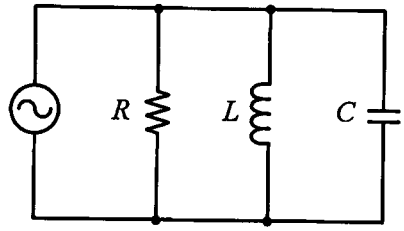


รูปที่ 2.3 อิมพีแดนซ์รวม และกระแสที่ไหลในวงจร *RLC* แบบอนุกรม ที่ความถี่ต่างๆ

ค่าของแรงดันที่ตกคร่อมตัวต้านทาน ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุที่ความถี่ใดๆ ดังแสดงในสมการที่ (2.5) ที่ความถี่เรโซแนนท์จะพบว่าแรงดัน V_L และ V_C จะกลับเฟสกันอยู่ 180 องศา และแรงดัน V_R จะมีค่ามากที่สุด (แรงดัน V_L และ V_C หักล้างกันมีค่าเป็นศูนย์) แสดงว่าที่สภาวะเรโซแนนท์จะไม่มีพลังงานสะสม

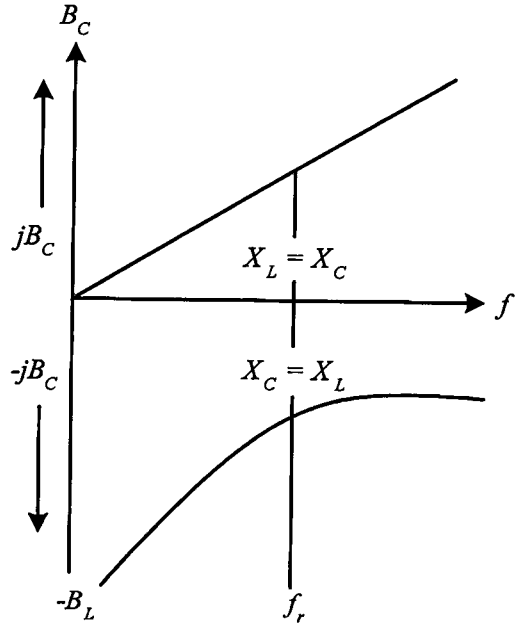
$$V_R = IR; \qquad V_L = IX_L; \qquad V_C = IX_C; \tag{2.5}$$

2.2.2 วงจรเรโซแนนท์แบบขนาน (Parallel Resonant Circuit)



รูปที่ 2.4 วงจร *RLC* แบบขนาน

จากวงจรรูปที่ 2.4 จะพบว่า เมื่อวงจรเกิดสภาวะเรโซแนนท์ได้ก็ต่อเมื่ออินดัคตีพซัซเซฟแตนซ์ (Inductive Susceptance) มีค่าเท่ากับคาปาซิตีฟซัซเซฟแตนซ์ หรือ $B_L = B_C$ ดังนั้นค่าแอดมิตแตนซ์ (Admittance) ของวงจรจะน้อยที่สุด หรือกล่าวได้ว่ามีแต่ค่ากับความนำเท่านั้น ดังแสดงในสมการที่ (2.7)



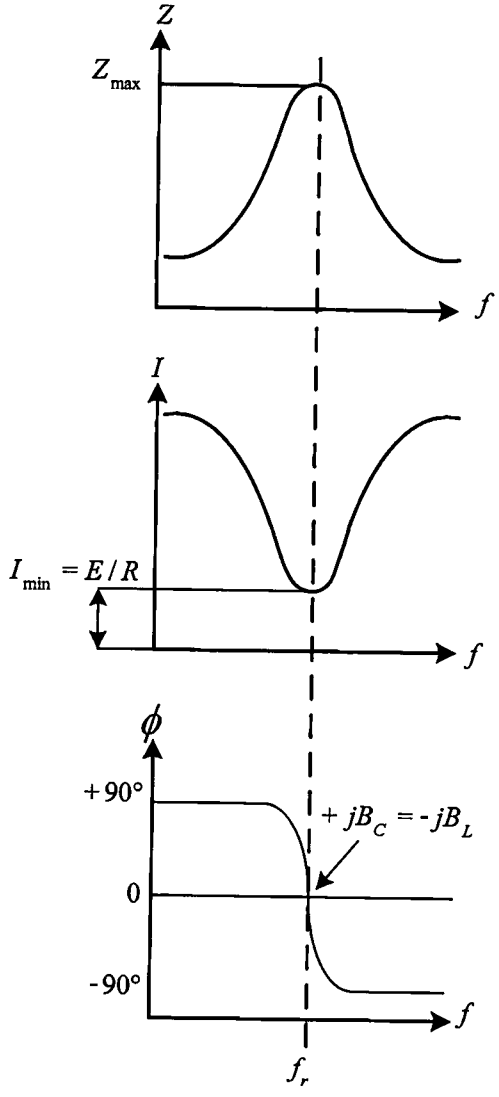
รูปที่ 2.5 ความสัมพันธ์ของ B_L และ B_C ต่อความถี่สำหรับวงจร *RLC* แบบขนาน

$$Y = G + j(B_C - B_L) \tag{2.6}$$

เมื่อ $B_L = B_C (f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}})$ จะได้

$$Y = G = \frac{1}{R} \tag{2.7}$$

เมื่อนำค่าอิมพีแดนซ์รวมและกระแสที่ไหลในวงจร *RLC* แบบขนานที่ความถี่ใดๆ มาเขียนกราฟได้ดังรูปที่ 2.6



รูปที่ 2.6 อิมพีแดนซ์รวม และกระแสที่ไหลในวงจร *RLC* แบบขนาน ที่ความถี่ต่างๆ

เมื่อเกิดสภาวะเรโซแนนท์ขึ้นในวงจร *RLC* แบบขนาน กระแสทั้งหมดที่ไหลในวงจรจะมีค่าเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านความต้านทานเพียงอย่างเดียว ส่วนกระแสที่ไหลผ่านคาปาซิเตอร์และตัวเหนี่ยวนำจะหักล้างกันหมดไป ดังนั้นกระแสที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำและตัวคาปาซิเตอร์จะมีค่า

มากกว่ากระแสที่ไหลในวงจรมากกี่เท่าก็ย่อมเป็นไปได้ แต่สุดท้ายค่ากระแสที่ไหลในวงจรจะเท่ากับกระแสที่ไหลผ่านความต้านทาน ส่วนค่าของ Q (Quality Factor) ของวงจรเรโซแนนท์แบบขนานจะมีค่าเท่ากับอัตราส่วนระหว่างค่าซัซเซฟแตนซ์ทั้งสองต่อค่าความนำของวงจรดังสมการที่ (2.8)

$$Q_r = \frac{B_C}{G} = \frac{B_L}{G} \tag{2.8}$$

โดยสามารถเขียนให้อยู่ในรูปของกระแสได้ดังสมการที่ (2.9)

$$Q_r = \frac{I_C}{I_R} = \frac{I_L}{I_R} \tag{2.9}$$

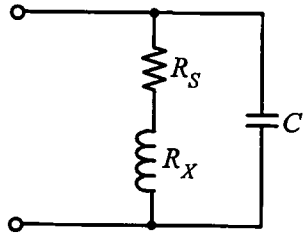
โดยที่

Q_r คือค่า Q ในขณะเกิดสภาวะเรโซแนนท์

B_C คือค่า คาปาซิติฟซัซเซฟแตนซ์ในขณะเกิดสภาวะเรโซแนนท์

B_L คือค่า อินดัคตีฟซัซเซฟแตนซ์ในขณะเกิดสภาวะเรโซแนนท์

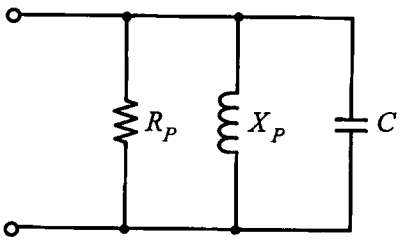
G คือค่า ความนำของวงจร



รูปที่ 2.7 วงจรแทงค์

ในรูปที่ 2.7 เป็นวงจรเสมือนของโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์แบบขนาน ซึ่งโดยทั่วไปจะเรียกว่าวงจรแทงค์ โดยเมื่ออยู่ที่สภาวะเรโซแนนท์ค่าคุณสมบัติอิมพีแดนซ์ (Characteristic Impedance) ของวงจรสามารถหาค่าได้ดังสมการที่ (2.10)

$$Z = \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{2.10}$$



รูปที่ 2.8 วงจรเทียบเคียงของวงจรแทงค์

เพื่อให้ง่ายต่อการวิเคราะห์หาค่าอิมพีแดนซ์ของวงจรแทงค์ที่แสดงในรูปที่ 2.7 เราสามารถเปลี่ยนให้อยู่ในรูปของวงจร RLC แบบขนาน ดังแสดงในรูปที่ 2.8 โดยสามารถค่าอิมพีแดนซ์รวมของวงจรดังแสดงในสมการที่ (2.11)

$$Z(f) = \frac{R_P}{1 + jQ_P\left(\frac{f}{f_o} - \frac{f_o}{f}\right)} \tag{2.11}$$

โดยที่

$$R_P = \frac{X_P^2}{R_S} \tag{2.12}$$

$$X_P = X_S \tag{2.13}$$

$$Q_P = \frac{\omega L}{R} \tag{2.14}$$

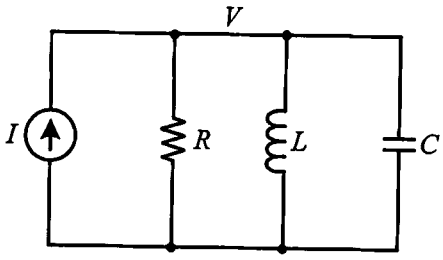
$$Q_C = \frac{1}{\omega CR} \tag{2.15}$$

R_P คือค่าความต้านทานสมมูลของวงจรแทงค์ที่แหล่งจ่ายมองเห็น

Q_P, Q_C คือค่า Quality Factor ของวงจรแทงค์

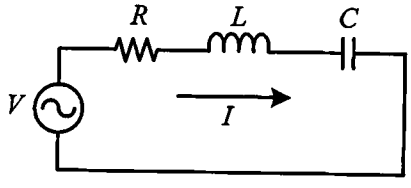
f_o คือค่า Natural resonant frequency ของวงจรแทงค์

เมื่อพิจารณาสมการที่ (2.12) จะพบว่า R_P มีค่าแปรผกผันกับค่า R_S ดังนั้นเมื่อมีโหลดภาชนะหุงต้มที่ขดลวดเหนี่ยวนำจะมีผลทำให้ค่า R_P มีค่าลดลงและค่า X_P มีค่าสูงขึ้นจึงมีผลทำให้ความถี่เรโซแนนท์เปลี่ยนแปลงไปจากเดิม มีผลทำให้กำลังที่ด้านขาออกมีค่าลดลง



$$I = V\left(\frac{1}{R} + j\omega C + \frac{1}{j\omega L}\right)$$

(ก) แบบขนาน



$$V = I\left(R + j\omega L + \frac{1}{j\omega C}\right)$$

(ข) แบบอนุกรม

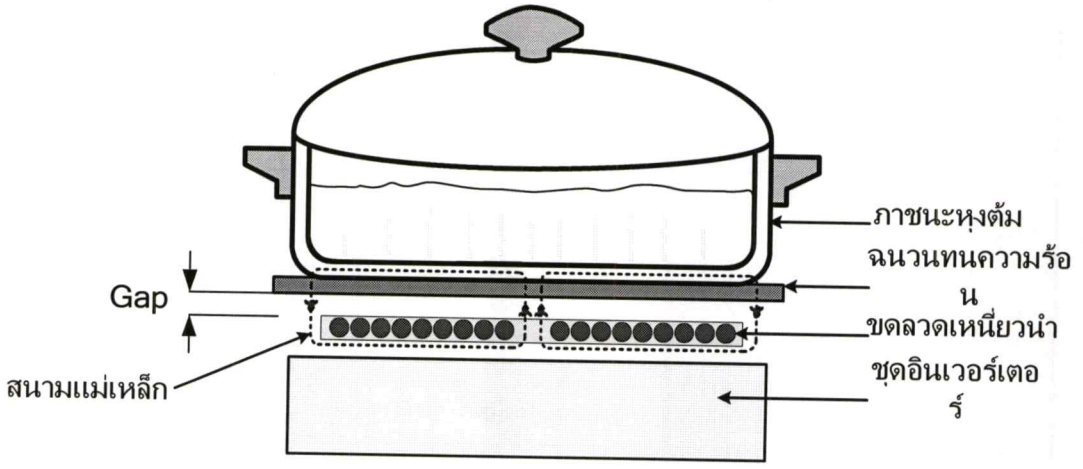
รูปที่ 2.9 เปรียบเทียบตัวแปรที่สำคัญของวงจรเรโซแนนท์ระหว่างแบบอนุกรมกับขนาน

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบคุณสมบัติของวงจรเรโซแนนท์

คุณสมบัติ	วงจรอนุกรม RLC	วงจรขนาน RLC
ความถี่เรโซแนนท์ f_r	$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$	$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$
แรงดันไฟฟ้าตกคร่อม R	สูงสุดที่ f_r	คงที่ที่ V_o
กระแสไฟฟ้าไหลผ่าน R	คงที่ที่ $\frac{V_o}{R}$	ต่ำสุดที่ f_r
ค่า Q	$Q = \frac{2\pi f_R L}{R}$	$Q = \frac{R}{2\pi f_R L}$
ค่าแบนด์วิดช์, BW	$BW = \frac{f_R}{Q}$	$BW = \frac{f_R}{Q}$
สภาวะ Impedance ที่จุดต่ำกว่า f_r	Capacitive	Inductive
สภาวะ Impedance ที่จุดเหนือกว่า f_r	Inductive	Capacitive
ผลกระทบเมื่อเปลี่ยนค่า R	เพิ่มค่า R, ค่า BW เพิ่ม	เพิ่มค่า R, ค่า BW ลด
ผลกระทบเมื่อเปลี่ยนค่า $\frac{L}{C}$	เพิ่มค่า $\frac{L}{C}$, ค่า BW ลด	เพิ่มค่า $\frac{L}{C}$, ค่า BW ลด

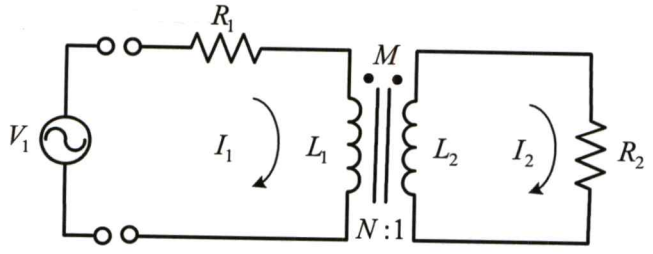
2.3 พื้นฐานการให้ความร้อนเหนี่ยวนำความถี่สูง [7-9]

จากรูปที่ 2.10 เมื่อป้อนกระแสสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำที่อยู่ใต้ภาชนะหุงต้ม ขดลวดเหนี่ยวนำจะสร้างสนามแม่เหล็กเกี่ยวคล้องกับภาชนะหุงต้มจะทำให้เกิดกระแสไหลวนในภาชนะแบบเส้นทางปิด ทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากกระแสไหลวน เกิดความร้อนขึ้นที่ก้นภาชนะ และถ่ายเทความร้อนไปยังการหุงในภาชนะ

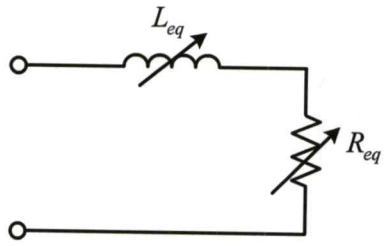


รูปที่ 2.10 หลักการให้ความร้อนของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ

การให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำความร้อนจะเกิดขึ้นที่ภาชนะโดยตรงโดยอาศัยกระแสไหลวนในภาชนะหุงต้ม ทำให้เกิดความร้อนในการหุงต้มด้วยเวลาอันรวดเร็ว ซึ่งหลักการให้ความร้อนเหนี่ยวนำพิจารณาโดยการอาศัยหลักการเช่นเดียวกับหลักการของหม้อแปลงไฟฟ้า จากรูปที่ 2.11 โดยให้ภาชนะหุงต้มทำหน้าที่เป็นขดลวดทุติยภูมิ มีจำนวน N = 1 Leakage Inductace ของภาชนะหุงต้ม L_2 และความต้านทานภาชนะ R_2 ขดลวดทางด้านปฐมภูมิแทนด้วยขดลวดเหนี่ยวนำ Leakage Inductace ของขดลวดเหนี่ยวนำ L_1 ความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำ R_1 ดังนั้นสามารถเขียน วงจรเทียบเท่าทางด้านปฐมภูมิดังรูปที่ 2.12 ซึ่งประกอบด้วย L_{eq} และ R_{eq}



รูปที่ 2.11 วงจรสมมูลเทียบเท่าหม้อแปลงไฟฟ้า



รูปที่ 2.12 วงจรเทียบเท่าทางด้านปฐมภูมิ

จากรูปที่ 2.11 วงจรสมมูลเทียบเท่าหม้อแปลงไฟฟ้า พิจารณาโดย KVL Loop เขียนเป็นสมการในรูปของ phasor

Loop1 $$(R_1 + j\omega L_1)I_1 - j\omega MI_2 = V_1 \tag{2.16}$$

$$I_2 = \frac{j\omega L_1 I_1 - V_1}{j\omega M} \tag{2.17}$$

Loop2 $$-j\omega MI_1 + (j\omega L_2 + R_2)I_2 = 0 \tag{2.18}$$

$$I_2 = \frac{j\omega MI_1}{(j\omega L_2 + R_2)} \tag{2.19}$$

จาก (2.17) และ (2.19) จะได้

$$\frac{j\omega L_1 I_1 - V_1}{j\omega M} = \frac{j\omega MI_1}{(j\omega L_2 - R_2)} \tag{2.20}$$

ดังนั้น R_{eq}, L_{eq} หาได้จาก

$$Z_{eq} = \frac{V_1}{I_1} = \left[R_1 + \frac{(\omega M)^2 . R_2}{R_2{}^2 + (\omega L_2)^2} \right] + j\omega \left[L_1 - \frac{(\omega M)^2 . L_2}{R_2{}^2 + (\omega L_2)^2} \right] \tag{2.21}$$

เมื่อ $$Z_{eq} = R_{eq} + j\omega L_{eq} \tag{2.22}$$

$$L_{eq} = L_1 - \frac{(\omega M)^2 . L_2}{R_2{}^2 + (\omega L_2)^2} = L_1 - A^2 . L_2 \tag{2.23}$$

$$R_{eq} = R_1 + \frac{(\omega M)^2 . R_2}{{R_2}^2 + (\omega L_2)^2} = R_1 + A^2 . R_2 \tag{2.24}$$

$$A = \frac{\omega M}{\sqrt{{R_2}^2 + (\omega L_2)^2}} \approx \frac{M}{L_2} at \omega L_2 >> R_2 \tag{2.25}$$

และ $$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \tag{2.26}$$

เมื่อ

R_1 : ความต้านทานของขดลวดเหนี่ยวนำ

R_2 : ความต้านทานของโหลดภาชนะหุงต้ม

L_1 : Leakage Inductance ทางด้านปฐมภูมิ

L_2 : Leakage Inductance ทางด้านทุติยภูมิ

M : Mutual Inductance ระหว่าง L_1 และ L_2

k : Electromagnetic coupling coefficient

ความร้อนที่เกิดขึ้นที่ภาชนะหุงต้มเนื่องจากกระแสไหลวนที่บริเวณผิวชั้นนอกของก้นภาชนะที่มีความลึกเท่ากับ δ ซึ่งมีพารามิเตอร์ของภาชนะหุงต้มมีดังนี้

$$\delta = \sqrt{\frac{1}{4\pi^2 \times 10^{-7}}} . \sqrt{\frac{\rho}{\mu_\Gamma f}} \tag{2.27}$$

$$R_2 = \frac{\rho}{\delta} = \sqrt{\frac{1}{4\pi^2 \times 10^{-7}}} . \sqrt{\rho \mu_r f} \tag{2.28}$$

$$I_2 = N I_1 \tag{2.29}$$

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดเหนี่ยวนำมีค่าเท่ากับ

$$P_1 = {I_1}^2 R_1 \tag{2.30}$$

กำลังไฟฟ้าสูญเสียในโหลดภาชนะหุงต้มมีค่าเท่ากับ

$$P_2 = (I_2)^2 R_2 \tag{2.31}$$

หรือ
$$P_2 = \sqrt{\frac{1}{4\pi^2 \times 10^{-7}}} . (NI_1)^2 \cdot \sqrt{\rho \mu_r f} \tag{2.32}$$

ประสิทธิภาพของโหลดภาชนะหุงต้ม

$$\eta = \frac{P_2}{P_2 + P_1} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2}} \tag{2.33}$$

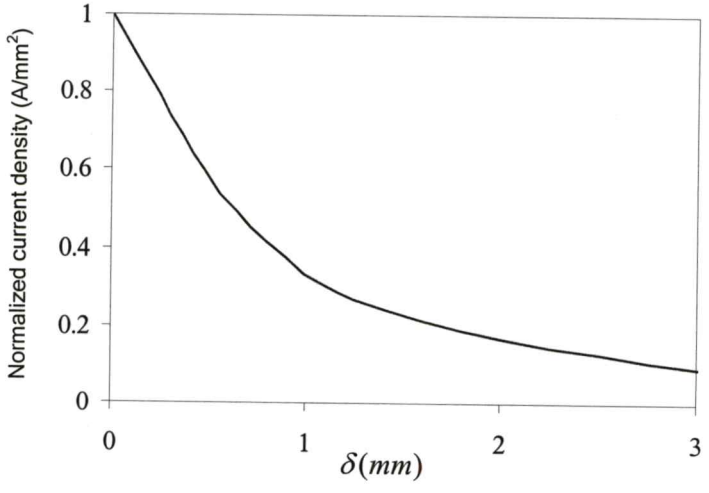
เมื่อ

N : จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ

ρ : สภาพความต้านทานของภาชนะ

f : ความถี่ไฟฟ้ากระแสสลับที่ป้อนให้กับโหลด

μ_r : ความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์

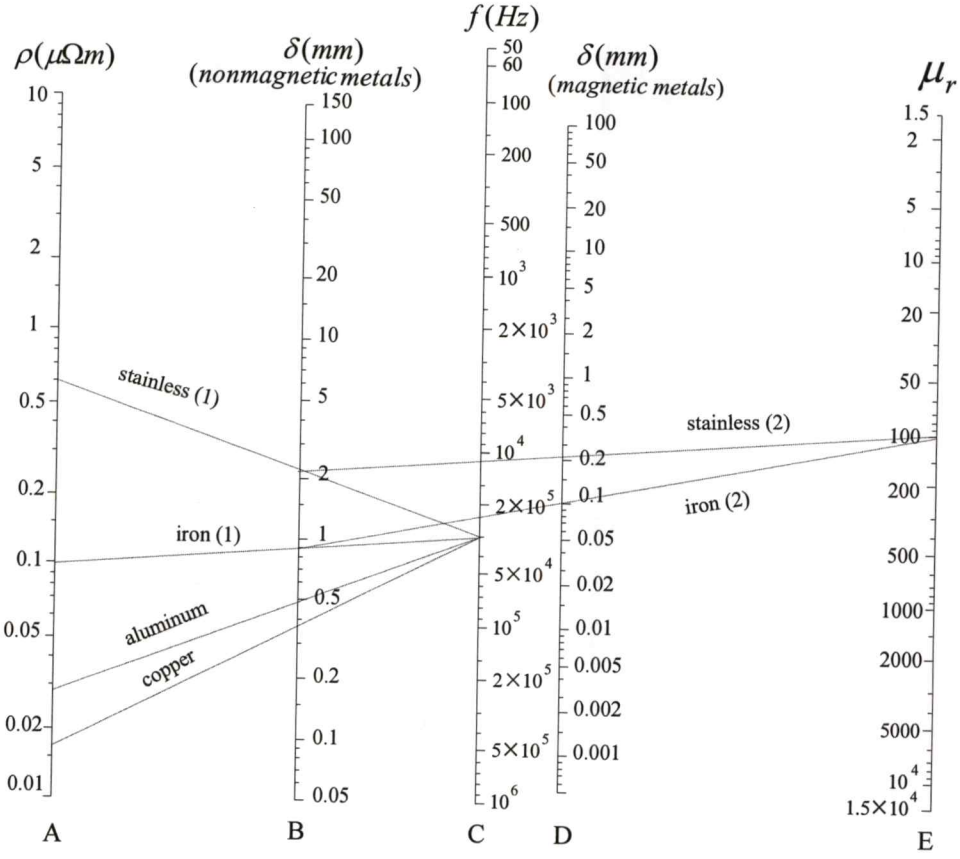


รูปที่ 2.13 ความสัมพันธ์ระหว่างความหนาแน่นกระแสกับระยะทางของผิวของภาชนะหุงต้ม

ตารางที่ 2.2 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุต่างๆ ที่ใช้ในภาชนะหุงต้มที่ความถี่ 20 kHz

Material	Iron	stainless	Aluminum	Copper
Resistivity(Ω -m): ρ	9.8 ×10-8	60 ×10-8	2.8×10-8	1.7×10-8
Relative permeability : μ_r	100	100	1	1
Skin depth (mm) : δ	0.11	0.28	0.60	0.46
Surface resistivity (Ω) : R_2	8.8×10-4	22×10-4	0.47×10-4	0.37×10-4

สำนักหอสมุดกลาง พระจอมเกล้าลาดกระบัง



<u>กรณีใช้วัสดุสาร Nonmagnetic</u>

ลากเส้นจากตำแหน่งบนสเกล ρ : A ไปยังตำแหน่งบนสเกล f : C และอ่านค่าที่ได้บนสเกล δ : B

<u>กรณีใช้วัสดุสาร Ferromagnetic</u>

ลากเส้นระหว่างตำแหน่งบนสเกล ρ : A และสเกล f : C จะได้จุดตัดกับตำแหน่งบนสเกล δ : B จากนั้นลากเส้นระหว่างจุดตัดนี้กับตำแหน่งบนสเกล μ_r : E จะได้จุดตัดใหม่ที่ตำแหน่งบนสเกล D อ่านค่า δ ที่ได้ตำแหน่งจุดตัดนี้

รูปที่ 2.14 เส้นกราฟแสดงการหาค่าคุณสมบัติทางไฟฟ้าของภาชนะหุงต้มจากตารางที่ 2.2

คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุต่างๆ ที่นำมาใช้ทำภาชนะหุงต้มจะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวัสดุนั้นไม่ว่าจะเป็น สภาพความต้านทานไฟฟ้า ρ ของภาชนะหุงต้ม ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก μ_r ความลึกผิว δ สภาพความต้านทานของภาชนะหุงต้ม R_2 จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ N และความถี่ที่ไฟฟ้ากระแสสลับที่ป้อนขดลวดเหนี่ยวนำ f ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ให้ค่าความต้านทานเทียบเท่า R_{eq} และอินดักแตนซ์เทียบเท่า L_{eq} ของวงจรเรโซแนนท์เปลี่ยนไป โดยที่ภาชนะหุงต้มที่ทำด้วยสาร non ferro-magnetic เช่น อลูมิเนียมและทองแดงจะมีค่าสภาพความต้านทานของภาชนะหุงต้ม R_2 ต่ำมากเมื่อเทียบกับภาชนะที่ทำด้วยสาร ferro-magnetic เช่น สเตนเลสและเหล็กเป็นต้น ดังนั้นวัสดุที่ทำด้วยสาร non ferro-magnetic เมื่อนำมาใช้เป็นภาชนะหุงต้มจะ

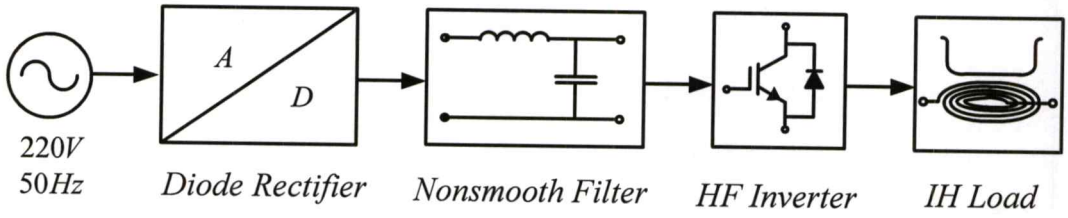
87117

ทำให้มีกระแสสูงมาก เป็นผลทำให้ชุดอินเวอร์เตอร์เสียหายได้ ขณะเดียวกันภาชนะหุงต้มที่ทำจากสาร ferro-magnetic ก็จะให้กระแสความถี่สูงจากวงจรอินเวอร์เตอร์มีขนาดลดลงได้มาก

2.4 หลักการสร้างกระแสความถี่สูงเพื่อใช้ในการเหนี่ยวนำให้เกิดความร้อน [1-10]

2.4.1 โครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

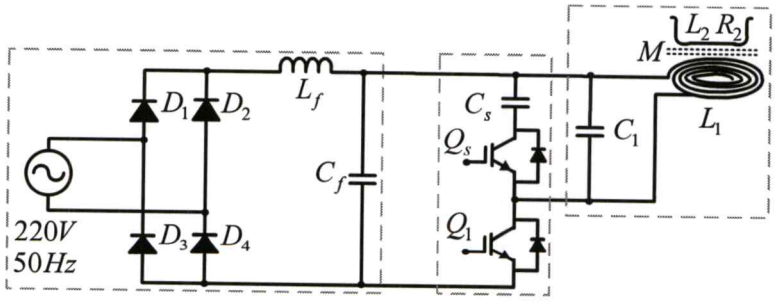
โครงสร้างของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงในงานวิจัยนี้สามารถแบ่งการทำงานออกเป็นบล็อกไดอะ แกรมได้รูปที่ 2.15



รูปที่ 2.15 บล็อกไดอะแกรมของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูง

รายละเอียดประกอบด้วย แหล่งจ่ายกระแสไฟฟ้าสลับ 1 เฟส 220 โวลต์ 50 เฮิรตซ์จากแหล่งจ่ายการไฟฟ้าเพื่อป้อนให้กับวงจรเรียงกระแสซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง เข้าวงจรกรองแรงดันทางด้านเอาท์พุท(Nonsmoothing filter) ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุขนาดเล็ก แล้วจ่ายให้วงจรอินเวอร์เตอร์ ซึ่งทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟตรงให้เป็นแรงดันไฟสลับความถี่สูง โดยใช้ IGBTs เป็นอุปกรณ์สวิตช์เพื่อจ่ายให้กับวงจรโหลด

2.4.2 อินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน ZVS-PWM



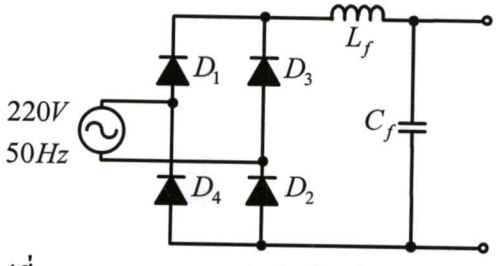
รูปที่ 2.16 วงจรกำลังอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน

จากรูปที่ 2.16 เป็นวงจรกำลังอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์แบบขนานที่ใช้ในงานวิจัยนี้ซึ่งจะแบ่งออกเป็นส่วนหลัก ๆ ดังนี้

1. ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง
2. ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง
3. ภาคชุดโหลดภาชนะหุงต้ม

2.4.2.1 ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

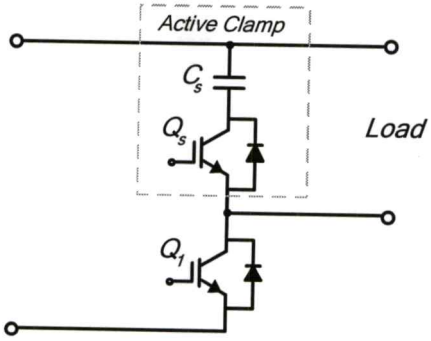
ในส่วนนี้จะเป็นวงจรที่ภาคกำลังความถี่ต่ำซึ่งจะเป็นส่วนแรกของแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงที่ใช้ในการเหนี่ยวนำโดยจะประกอบด้วยวงจรเร็กติไฟเออร์และดีซีฟิลเตอร์โดยจะรับแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ 50 เฮิรตซ์จากการไฟฟ้าและทำการแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อป้อนให้กับอินเวอร์เตอร์ ซึ่งมีวงจรดังรูปที่ 2.17



รูปที่ 2.17 วงจรภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง

2.4.2.2 ภาคแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง

ในส่วนนี้ประกอบไปด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์ซึ่งมีหน้าที่หลักคือ จ่ายกำลังไฟฟ้าความถี่สูงให้แก่โหลดทางด้านเอาท์พุท โดยในวงจรอินเวอร์เตอร์นั้นจะมีด้วยกันอยู่หลายแบบแต่ในที่นี้จะกล่าวเฉพาะอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน ZVS-PWM เนื่องจากเป็นวงจรที่เลือกใช้ในงานวิจัยนี้ ซึ่งมีลักษณะการต่อวงจรดังรูปที่ 2.18

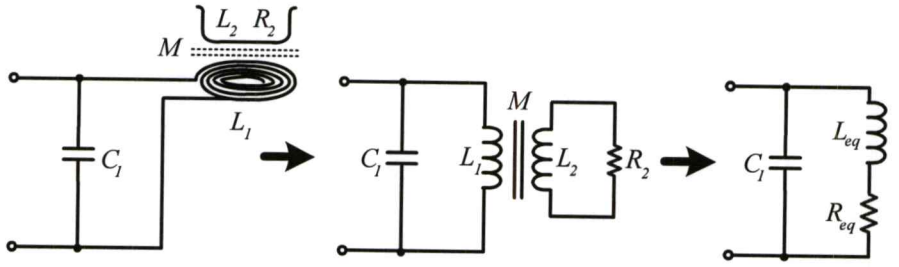


รูปที่ 2.18 วงจรอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน

จากรูปที่ 2.18 จะเห็นได้ว่าวงจรจะประกอบไปด้วยสวิตช์ทั้งหมด 2 ตัว นั่นคือ สวิตช์ Q_1 และ Q_s มีลักษณะการทำงานดังนี้คือ สวิตช์ Q_1 และ Q_s จะทำงาน ON – OFF สลับกันไปเพื่อ

แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง โดย Q_1 เป็นสวิตช์หลักส่วน Q_s อนุกรมกับ C_s คอยทำหน้าที่แอคทีฟแรงดันเพื่อลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์ Q_1 ช่วงเวลาหยุดนำกระแส

2.4.2.3 ภาคชุดโหลดภาชนะหุงต้ม



(ก) วงจรโหลด (ข) วงจรเทียบเท่าหม้อแปลง (ค) วงจรแทงค์

รูปที่ 2.19 ภาควงจรโหลดภาชนะหุงต้ม

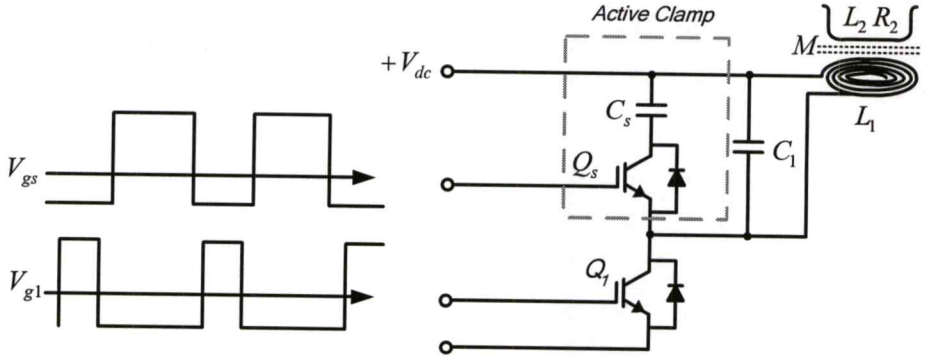
จากรูปที่ 2.19 (ก) ในส่วนนี้ประกอบด้วยขดลวด L_1 ซึ่งขดเป็นวงกลมให้พอดีกับก้นภาชนะ (L_2 , R_2) เส้นผ่านศูนย์กลาง 20 เซนติเมตร และทำหน้าที่เป็นตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนท์ , ตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ C_1 สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลเทียบเท่าหม้อแปลงดังรูปที่ 2.19 (ข) และสามารถเขียนเป็นวงจรเทียบเท่าทางด้านปฐมภูมิดังรูปที่ 2.19 (ค) ซึ่งเป็นวงจรเสมือนของโหลดของวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนท์แบบขนานโดยทั่วไปจะเรียกว่าวงจรแทงค์

ในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบให้ใช้งานกับภาชนะหุงต้มชนิดก้นแบนขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางระหว่าง 18-20 เซนติเมตร (L_2 , R_2) ดังนั้นความกว้างของชุดขดลวด L_1 จึงต้องมีขนาดใกล้เคียงหรือพอดีกับกับก้นภาชนะ ขดลวดได้ใช้ขดลวดทองแดงเบอร์ 30 AWG ซึ่งสามารถทนอุณหภูมิสูงสุดได้ 200 องศาเซลเซียส จำนวน 26 เส้น พันตีเกลียวเพื่อชดเชยผลสกินเอฟเฟค (Skin Effect)ที่เกิดขึ้นกับการไหลของกระแสในขดลวดทองแดงขณะทำงานที่ความถี่สูง และมีพื้นที่เพียงพอกับปริมาณกระแสที่ไหลขณะเตาหุงต้มทำงานที่พิกัดสูงสุด (~60 A_{peak})ออกแบบฟอร์มขดลวดเป็นวงกลมโดยจุดศูนย์กลางเว้นช่องว่างเส้นผ่านศูนย์กลาง 4 เซนติเมตร

2.4.3 การควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท

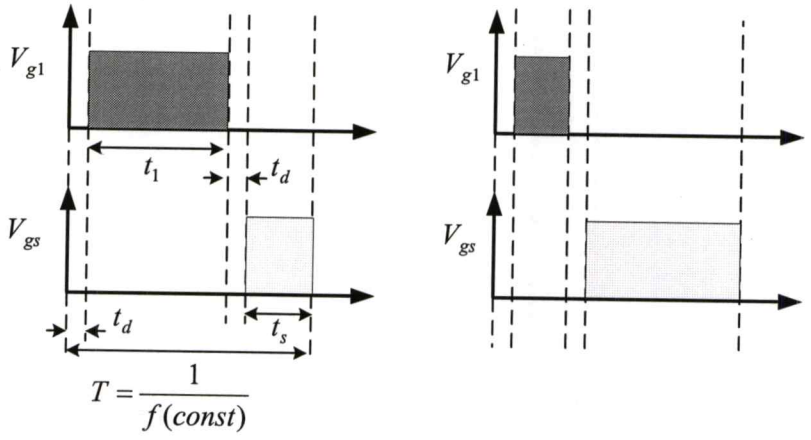
จากวงจรอินเวอร์เตอร์รูปที่ 2.20 กำหนดให้ความถี่สวิตชิ่งคงที่ 20 กิโลเฮิรตซ์สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทได้โดยการปรับเปอร์เซ็นดิวตี้แฟคเตอร์ (Duty Factor : D) ตามสมการที่ (2.34) จะได้สัญญาณ PWM ดังรูปที่ 2.21 เป็นการปรับสัญญาณขับเกตที่ค่าดิวตี้ต่างกันเพื่อควบคุม

กำลังเอาท์พุท เมื่อต้องการเพิ่มกำลังเอาท์พุททำได้โดยการปรับช่วงเวลา t_1 ให้กว้างออก ลดกำลังเอาท์พุทโดยการปรับ t_1 ให้แคบลง



รูปที่ 2.20 สัญญาณขับเกตสวิตช์ Q_1 และ Q_s

$$D = \frac{t_1}{T} \tag{2.34}$$



รูปที่ 2.21 การควบคุมดิวตี้แฟคเตอร์

เมื่อ

V_{g1} คือ สัญญาณขับเกตของสวิตช์ Q_1

V_{gs} คือ สัญญาณขับเกตสวิตช์ Q_s

t_d คือช่วงประวิงเวลา

t_1 คือช่วงเวลาสัญญาณขับเกต V_{g1} สั่งให้สวิตช์ Q_1 ทำงาน

t_s คือช่วงเวลาสัญญาณขับเกต V_{gs} สั่งให้สวิตช์ Q_s ทำงาน

D คือเปอร์เซ็นดิวตี้แฟคเตอร์

2.5 สรุป

จากทฤษฎีการให้ความร้อนโดยการเหนี่ยวนำด้วยความถี่สูง ดังได้กล่าวมาแล้วนี้ สามารถสรุปเป็นข้อ ๆ ได้ดังนี้

1. คุณสมบัติทางไฟฟ้าของวัสดุต่าง ๆ ที่นำมาใช้ทำภาชนะหุงต้มจะขึ้นอยู่กับค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ของวัสดุนั้นไม่ว่าจะเป็น สภาพความต้านทานทางไฟฟ้า ρ ค่าความซึมซาบแม่เหล็ก μ_r ความลึกผิว δ สภาพความต้านทานของภาชนะ R_2 จำนวนรอบของขดลวดเหนี่ยวนำ N และความถี่กระแสไฟฟ้าสลับที่ป้อนขดลวดเหนี่ยวนำ f ซึ่งค่าพารามิเตอร์เหล่านี้ทำให้ค่าความต้านทานเทียบเท่าและอินดักแตนซ์เทียบเท่าของวงจรเรโซแนนท์เปลี่ยนไป โดยที่อุปกรณ์ภาชนะหุงต้มที่ทำด้วยสาร nonmagnetic เช่น อลูมิเนียมและทองแดงจะมีค่าสภาพความต้านทานของอุปกรณ์บรรจุ R_2 ต่ำมากเมื่อเทียบกับภาชนะที่ทำด้วยสาร ferromagnetic เช่น สเตนเลสและเหล็ก เป็นต้น โดยจะมีความแตกต่างกันถึงประมาณ 50 เท่า ดังนั้น เมื่อวัสดุที่ทำด้วยสาร nonmagnetic มาใช้เป็นภาชนะหุงต้มจะทำให้มีกระแสมากเกินไปเป็นผลให้ชุดอินเวอร์เตอร์เสียหายได้ขณะเดียวถ้าจะเลือกอุปกรณ์บรรจุที่ทำด้วยสาร ferromagnetic ก็จะทำให้กระแสความถี่สูงจากวงจรอินเวอร์เตอร์มีขนาดลดลงได้มาก

2. เตาหุงต้มเหนี่ยวนำในงานวิจัยนี้ใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบพีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน ความถี่สวิตชิ่งคงที่ควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทด้วยการปรับเปอร์เซ็นดิวตี้แฟคเตอร์

3. ความถี่สวิตชิ่งที่ใช้งานจะต่ำกว่าความถี่เรโซแนนท์เนื่องจากสภาวะ Impedance ที่จุดต่ำกว่าจุดเรโซแนนท์มีคุณสมบัติเป็น Inductive และทางกลับกันที่ความถี่สูงกว่าจุดเรโซแนนท์จะมีคุณสมบัติเป็น Capacitive

บทที่ 3
การวิเคราะห์และการจำลองทำงาน

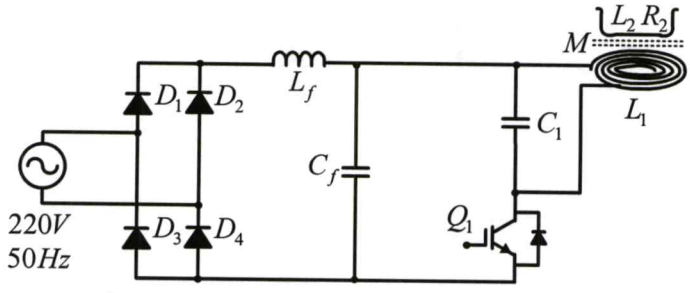
3.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการควบคุมการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลกึ่งเรโซแนนท์แบบขนานหรืออินเวอร์เตอร์คลาสอี ที่มีการปรับปรุงลดแรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์หลัก (Q_1) รวมทั้งกล่าวถึงการวิเคราะห์และการจำลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ทั้งก่อนปรับปรุงและหลังปรับปรุงแรงดันตกคร่อมหลักในแต่ละสภาวะการทำงาน และสุดท้ายได้กล่าวถึงการประเมินสมรรถนะของระบบด้วยค่าดัชนีคุณภาพทางไฟฟ้าเพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบและสร้างเครื่องต้นแบบต่อไป

3.2 การวิเคราะห์การทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์

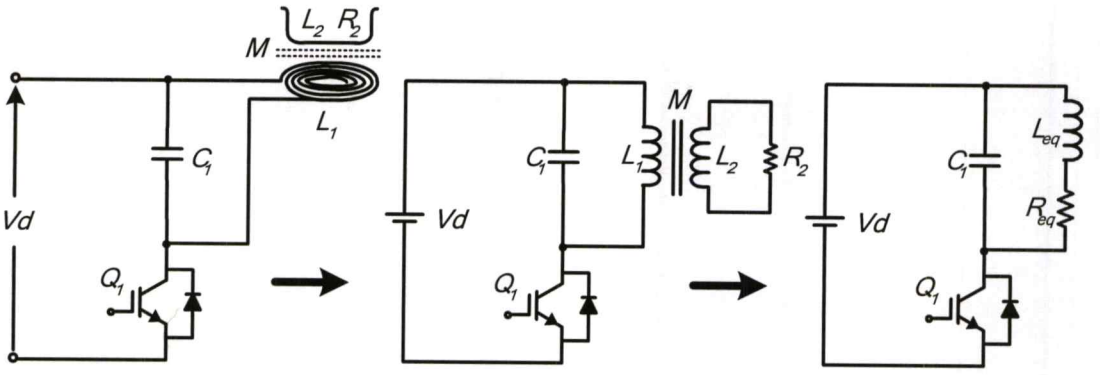
3.2.1 การวิเคราะห์การทำงานของอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ก่อนปรับปรุง

อินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ในรูปที่ 3.1 เป็นซึ่งเป็นอินเวอร์เตอร์คลาสอี ลักษณะเด่นของอินเวอร์เตอร์ชนิดนี้คือ มีการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ตลอดเวลาหากเลือกช่วงความถี่การสวิตช์ที่เหมาะสมทำให้ไม่การศูนย์เสียขณะเริ่มนำกระแส ง่ายต่อการออกแบบวงจรควบคุมประหยัดและราคาถูก แต่ในสภาวะที่สวิตช์หยุดทำงานในขณะที่มีค่ากระแสสูงสุด แรงดันตกคร่อมสวิตช์จะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็วขณะที่กระแสค่อยๆลดลงจึงทำให้เกิดการสูญเสียเนื่องจากในจุดนี้ แต่สามารถะลดลงได้ด้วยการออกแบบตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ C_1 ค่าที่เหมาะสม



รูปที่ 3.1 วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ Class-E

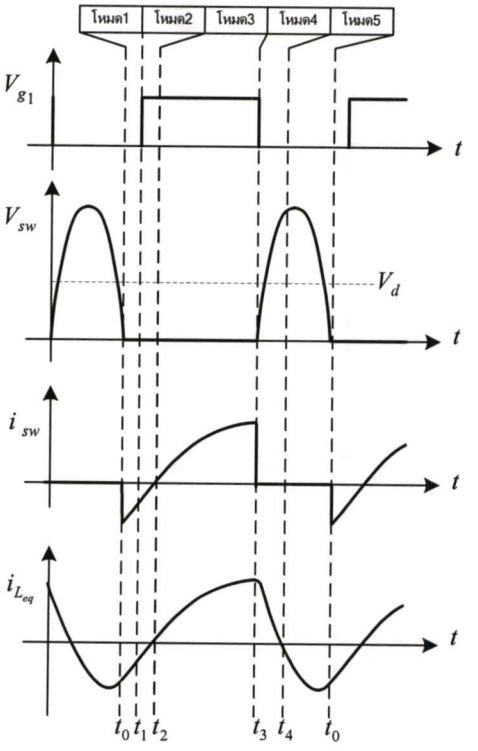
จากรูปที่ 3.1 เมื่อพิจารณาในส่วนของวงจรโหลดดังรูปที่ 3.2 (ก) สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลเทียบเท่าหม้อแปลงไฟฟ้าได้ดังรูปที่ 3.2 (ข) และวงจรสมมูลโหลดทางด้านปฐมภูมิดังรูปที่ 3.2 (ค) หรือที่เรียกว่าวงจรแทงค์



(ก) วงจรใช้งานจริง (ข) วงจรเทียบเท่าหม้อแปลง (ค) วงจรแทงค์

รูปที่ 3.2 วงจรสมมูลเตาหุงต้มเหนี่ยวนำก่อนปรับปรุง

เพื่อให้ง่ายในการพิจารณากำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นแบบอุดมคติและการทำงานของอินเวอร์เตอร์อยู่ในสภาวะคงที่จะสามารถแบ่งโหมดและช่วงเวลาการทำงานในหนึ่งไซเคิลได้ดังรูปที่ 3.3



รูปที่ 3.3 โหมดการทำงานในหนึ่งไซเคิลก่อนปรับปรุง

เมื่อ V_{g1} สัญญาณขับเกตสวิตช์ Q_1

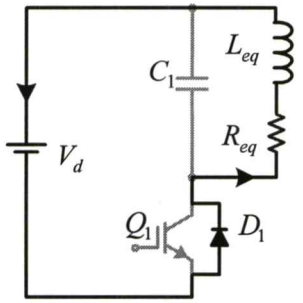
V_d แรงดันเอาท์พุทเร็กติไฟเออร์

V_{sw} แรงดันตกคร่อมสวิตช์ขณะหยุดนำกระแส

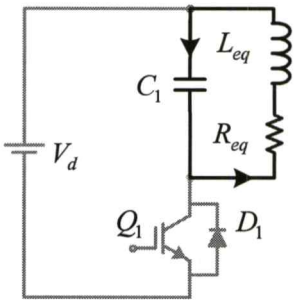
i_{sw} กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ Q_1

$i_{L_{eq}}$ กระแสที่ไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ

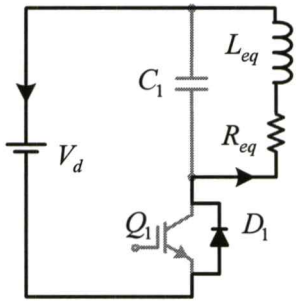
$t_0 - t_4$ ช่วงเวลาต่างๆในหนึ่งไซเคิล



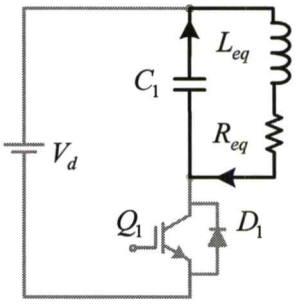
โหมด1 $(t_0 - t_1)$



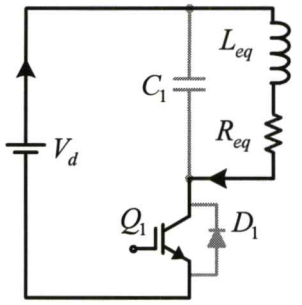
โหมด5 $(t_4 - t_0)$



โหมด2 $(t_1 - t_2)$



โหมด4 $(t_3 - t_4)$



โหมด3 $(t_2 - t_3)$

รูปที่ 3.4 โหมดการทำงานในหนึ่งไซเคิล

โหมด1 $(t_0 - t_1)$ $V_{g1} : OFF, Q_1 : OFF, D_1 : ON$

การทำงานของโหมดนี้จะทำงานอยู่ในช่วงซีกลบ ซึ่งจะไม่มีการส่งสัญญาณ V_{g1} ไปขับเกตของสวิตช์ Q_1 โดยที่ $V_d - V_{L_{eq}} - V_{R_{eq}}$ ทำให้ไดโอด D_1 นำกระแสจึงทำให้กระแส $i_{L_{eq}}$ มีทิศทางการไหลจาก $L_{eq} \longrightarrow V_d \longrightarrow D_1 \longrightarrow R_{eq}$

โหมด 2 $(t_1 - t_2)$ $V_{g1} : ON, Q_1 : OFF, D_1 : ON$

การทำงานของโหมดนี้จะทำงานอยู่ในช่วงซีกลบ ซึ่งจะมีการส่งสัญญาณ V_{g1} ไปขับเกตของสวิตช์ Q_1 โดยที่ $V_d - V_{L_{eq}} - V_{R_{eq}}$ ยังคงทำให้ไดโอด D_1 นำกระแสจึงทำให้กระแส $i_{L_{eq}}$ มีทิศ

ทางการไหลจาก $L_{eq} \longrightarrow V_d \longrightarrow D_1 \longrightarrow R_{eq}$ จนกว่า $L_{eq}\frac{di_{L_{eq}}}{dt}=0$ ไดโอด D_1 จึงหยุดนำกระแส

โหมด 3 $(t_2 - t_3)$ $V_{g1}:ON, Q_1:ON, D_1:OFF$

การทำงานของโหมดนี้จะทำงานอยู่ในช่วงซีกบวกซึ่งจะมีการส่งสัญญาณ V_{g1} ไปขับเกตของสวิตช์ Q_1 โดยที่สวิตช์ Q_1 จะเริ่มนำกระแสขณะที่แรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) เนื่องจากสภาวะเริ่มต้นของ $L_{eq}\frac{di_{L_{eq}}}{dt}=0$ กระแสจะค่อยๆเพิ่มขึ้นตามเวลาและกระแส $i_{L_{eq}}$ จะมีทิศทางการไหลจาก $L_{eq} \longrightarrow R_{eq} \longrightarrow V_d$ และจะมีค่าสูงสุดที่วงเวลา t_3

โหมด 4 $(t_3 - t_4)$ $V_{g1}:OFF, Q_1:OFF, D_1:OFF$

การทำงานของโหมดนี้จะทำงานอยู่ในช่วงซีกบวกซึ่งจะไม่มีการส่งสัญญาณ V_{g1} ไปขับเกตของสวิตช์ Q_1 โดยที่ตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ C_1 จะทำหน้าที่ลดการสูญเสียขณะสวิตช์หยุดนำกระแสทิศทางกระแส $i_{L_{eq}}$ จะไหลจาก $L_{eq} \longrightarrow R_{eq} \longrightarrow C_1$ เนื่องจากพลังงานสะสมในขดลวดเหนี่ยวนำ กระแส $i_{L_{eq}}$ จะหยุดไหลที่เวลา t_4 ซึ่ง $L_{eq}\frac{di_{L_{eq}}}{dt}=0$

โหมด 5 $(t_4 - t_0)$ $V_{g1}:OFF, Q_1:OFF, D_1:OFF$

การทำงานของโหมดนี้จะทำงานอยู่ในช่วงซีกลบซึ่งจะไม่มีการส่งสัญญาณ V_{g1} ไปขับเกตของสวิตช์ Q_1 โดยที่ตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ C_1 จะทำการคายประจุ $i_{L_{eq}}$ จะมีทิศทางการไหลจาก $L_{eq} \longrightarrow C_1 \longrightarrow R_{eq}$ ซึ่งมีทิศทางตรงกันข้าม เมื่อ C_1 คายประจุจนหมดจะกลับเข้าสู่โหมดการทำงานที่1

จากรูปที่ 3.4 ในช่วงเวลาการทำงานหนึ่งไซเคิลแบ่งออกเป็น 5โหมดการทำงานซึ่งแบ่งตามลักษณะของสัญญาณควบคุมของสวิตช์ Q_1 คือการทำงานแบบ ON-OFF ที่ดิวตี้ไซเคิล 50% สลับกันไปเรื่อยๆสามารเขียนเป็นสมการได้สองสภาวะดังนี้

3.2.1.1 สภาวะสัญญาณขับเกต $V_{g1}:ON$

จากรูปที่3.3 คือช่วงเวลาของสัญญาณขับเกต V_{g1} ทำงาน ประกอบด้วยโหมด2 $(t_1 - t_2)$ และโหมด3 $(t_2 - t_3)$ กระแส iL_{eq} จะมีทิศทางการไหลจาก $L_{eq} \longrightarrow V_d \longrightarrow D \longrightarrow R_{eq}$ โดยที่สวิตช์ Q_1 จะเริ่มนำกระแสที่ช่วงเวลา t_1 ในสภาวะ ZVS สามารถอธิบายในรูปของสมการแรงดันและกระแสได้ในสมการที่ (3.1) และ (3.2)

$$-V_d + L_{eq}\frac{di_{L_{eq}}}{dt} + R_{eq}i_{L_{eq}} = 0 \qquad (3.1)$$

$$i_{L_{eq}}(t)=\frac{V_d}{R_{eq}}+\left(i_{0,L_{eq}}(t_1)-\frac{V_d}{R_{eq}}\right)e^{-\frac{L_{eq}}{R_{eq}}t} \tag{3.2}$$

เมื่อ $i_0,L_{eq}(t_1)$: สภาวะกระแสเริ่มต้น

3.2.1.2 สภาวะสัญญาณขับเกต $V_{g1}:OFF$

จากรูปที่3.3 คือช่วงเวลาของสัญญาณขับเกต V_{g1} หยุดทำงานประกอบด้วยโหมด4 (t_3-t_4), โหมด5 (t_4-t_0) และโหมด1 (t_0-t_1) ซึ่งสามารถอธิบายในรูปของสมการของแรงดันและกระแสดังสมการที่ (3.3) และ (3.4)

$$-V_d+L_{eq}\frac{di_{L_{eq}}}{dt}+R_{eq}i_{L_{eq}}+\frac{1}{C_1}\int i_{L_{eq}}dt=0 \tag{3.3}$$

$$i_{L_{eq}}(t)=k_1e^{\frac{a}{2}t}+k_2e^{\frac{b}{2}t} \tag{3.4}$$

โดยที่

$$k_1=\frac{2V_d-i_{L_{eq}}(t_3)R_{eq}}{2L_{eq}\sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)^2-\frac{4}{L_{eq}C_1}}}+\frac{i_{L_{eq}}(t_3)}{2} \tag{3.5}$$

$$k_2=\frac{i_{L_{eq}}(t_3)}{2}-\frac{2V_d-i_{L_{eq}}(t_3)R_{eq}}{2L_{eq}\sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)^2-\frac{4}{L_{eq}C_1}}} \tag{3.6}$$

$$a=-\frac{R_{eq}}{L_{eq}}+\left(\sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)^2-\frac{4}{L_{eq}C_1}}\right) \tag{3.7}$$

$$b=-\frac{R_{eq}}{L_{eq}}-\left(\sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)^2-\frac{4}{L_{eq}C_1}}\right) \tag{3.8}$$

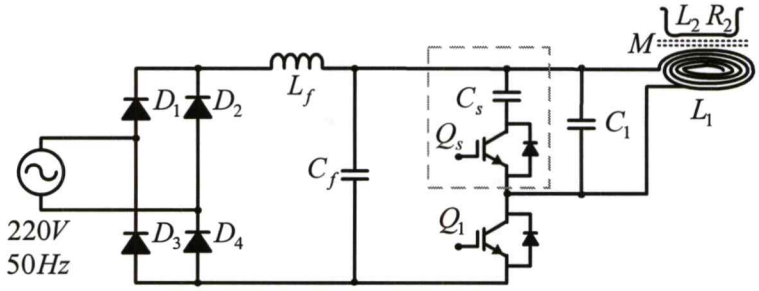
จากสมการที่ (3.4) สามารถหาแรงหาค่าแรงดันตกคร่อมสวิตช์ในสภาวะหยุดทำงานได้ดังสมการที่ (3.9)

$$V_{sw}(t) = \frac{1}{2\pi f_s C_1}(1 - e^{1-t_{off}f_s})\left(\frac{2}{a}k_1 e^{a\pi} + \frac{2}{b}k_2 e^{a\pi}\right) + V_m \sin\omega t \qquad (3.9)$$

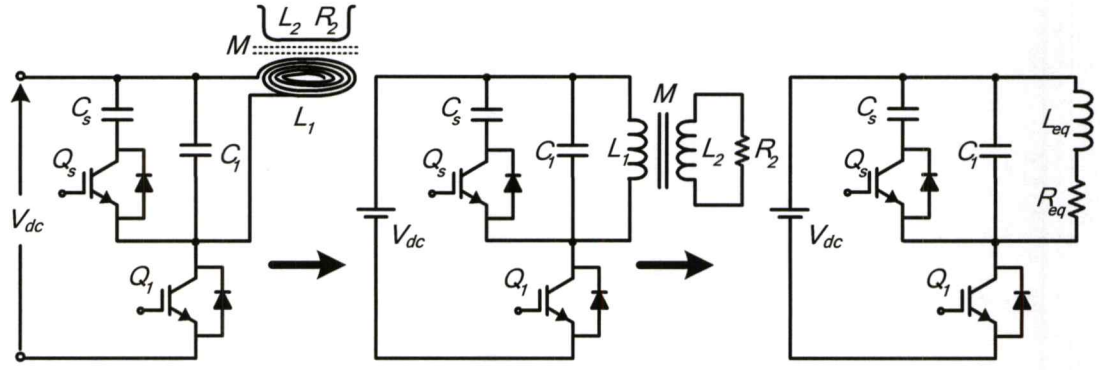
เมื่อ $1 - t_{off} f_s = D$ และ V_m แรงดันสูงสุดด้านอินพุท

3.2.2 การวิเคราะห์สภาวะการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนานหลังปรับปรุง

จากรูปที่ 3.5 เป็นวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์คลาสอี หลังปรับปรุงโดยเพิ่มชุด Active-Clamp ซึ่งประกอบตัวเก็บประจุ C_S ต่ออนุกรมกับสวิตช์ Q_S เพื่อทำหน้าที่ลดแรงตกคร่อมสวิตช์หลักในช่วงหยุดทำงาน



รูปที่ 3.5 วงจรอินเวอร์เตอร์หลังปรับปรุง



(ข) วงจรใช้งานจริง (ข) วงจรเทียบเท่าหม้อแปลง (ค) วงจรแทงค์

รูปที่ 3.6 วงจรสมมูลโหลดหลังปรับปรุง

เพื่อให้ง่ายในการพิจารณาจากวงจรใช้งานจริงรูปที่ 3.6 (ก) สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลของโหลดเทียบเท่าหม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรแทงค์ดังรูปที่ 3.6 (ข) และ (ค) ตามลำดับ ซึ่งการทำงานของสวิตช์ $Q1$ และ Q_s จะ ON-OFF สลับกันไป ตามสัญญาณขับเกต V_{g1} และ V_{gs} เมื่อ

ต้องการเพิ่มกำลังไฟฟ้าเอาท์พุททำได้โดยการเพิ่มช่วงเวลาการทำงาน Ton_1 ของสัญญาณขับเกต V_{g1} ลดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการลดช่วงเวลาการทำงาน Ton_1 ของ V_{g1} ดังรูปที่ 3.7 ซึ่งมีรายละเอียดดังนี้

V_{g1} คือ สัญญาณขับเกตของสวิตช์ Q_1

V_{gs} คือ สัญญาณขับเกตสวิตช์ Q_s

t_d คือช่วงประวิงเวลา

Ton_1 คือช่วงเวลาสัญญาณขับเกต V_{g1} สั่งให้สวิตช์ Q_1 ทำงาน

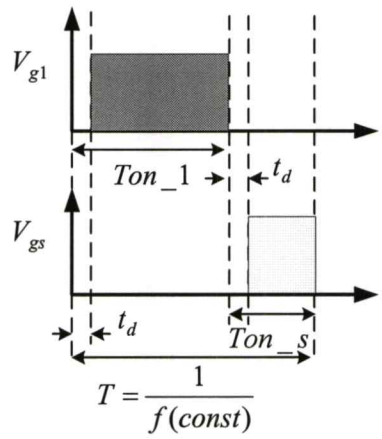
Ton_s คือช่วงเวลาสัญญาณขับเกต V_{gs} สั่งให้สวิตช์ Q_s ทำงาน

T คือคาบเวลาในหนึ่งไซเคิล

f คือความถี่สวิตช์

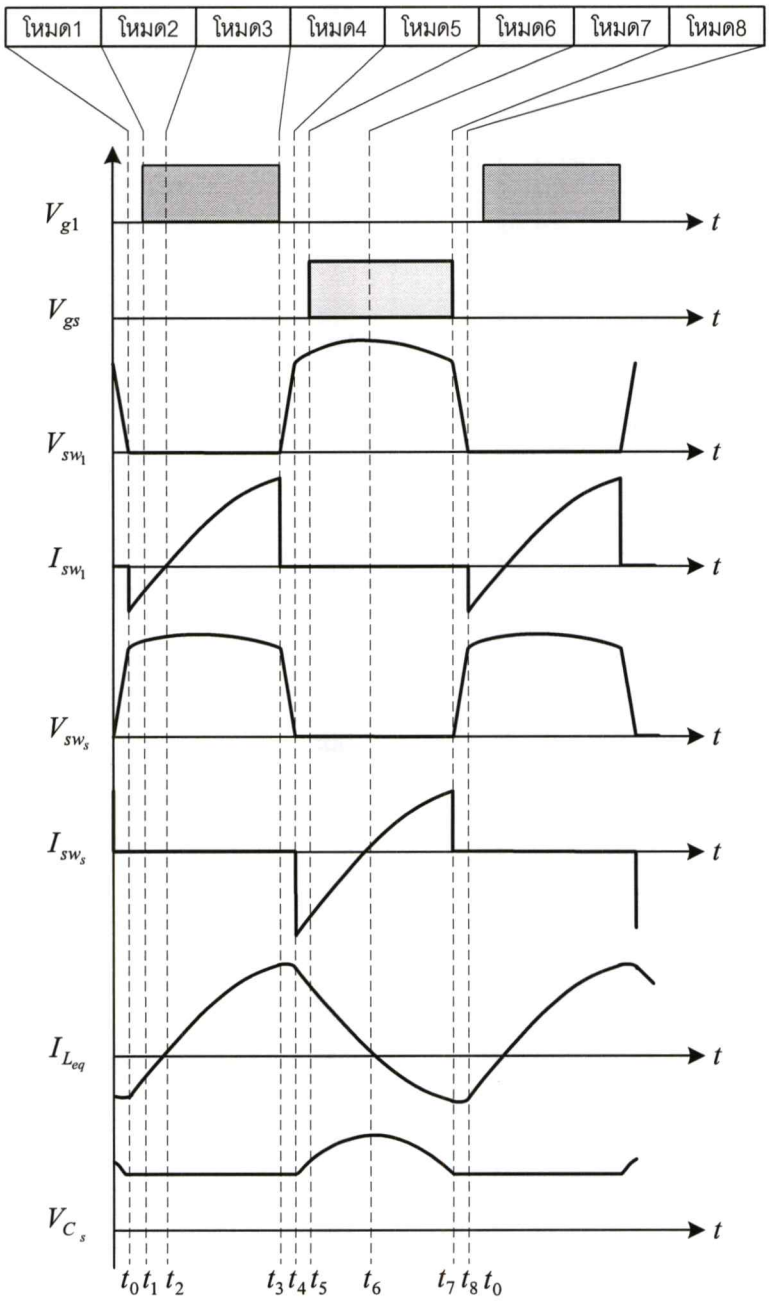
D คือเปอร์เซ็นดิวตี้แฟคเตอร์ของสัญญาณขับเกตหาได้จากสมการที่ (3.10)

$$D = \frac{Ton_1}{T} \tag{3.10}$$



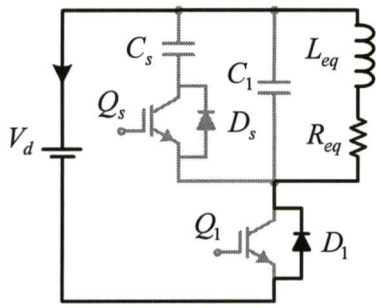
รูปที่ 3.7 สัญญาณขับเกต

ในการวิเคราะห์โหมดการทำงานซึ่งจะกำหนดให้อุปกรณ์ทุกตัวเป็นแบบอุดมคติ อินเวอร์เตอร์ทำงานที่สภาวะคงที่ ดิวตี้ไซเคิล 50% ความถี่สวิตช์ซึ่งคงที่ทำให้สามารถแบ่งช่วงเวลาการทำงานในหนึ่งไซเคิลออกเป็น 8 โหมดการทำงานดังรูปที่ 3.8

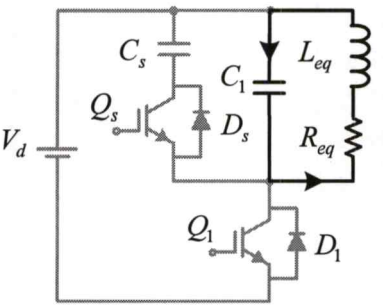


รูปที่ 3.8 โหมดการทำงานในหนึ่งไซเคิลก่อนปรับปรุง

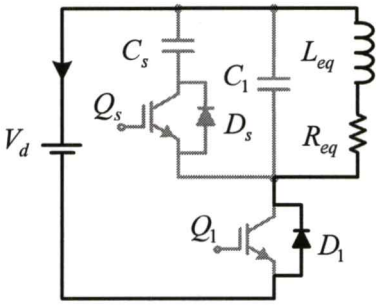
จากรูปที่ 3.8 โหมดการทำงานถูกแบ่งด้วยลักษณะการทำงาน ON-OFF ของสัญญาณขับเกต โดยที่ช่วงเวลาในหนึ่งไซเคิลประกอบด้วย t_0 ถึง t_8 สามารถเขียนเป็นวงจรสมมูลการทำงานในแต่ละโหมดได้ดังรูปที่ 3.9 เขียนเป็นตารางสรุปการทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมดดังตารางที่ 3.1 เป็นการพิจารณาจากสัญญาณขับเกต V_{g_1} และ V_{gs} จากรูปที่ 3.7



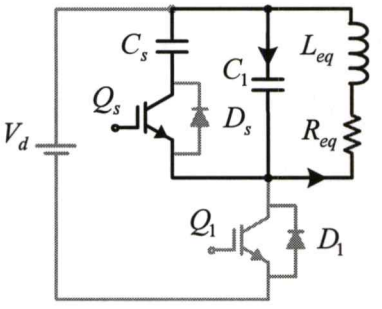
โหมด1



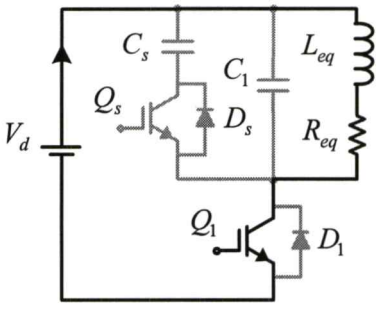
โหมด8



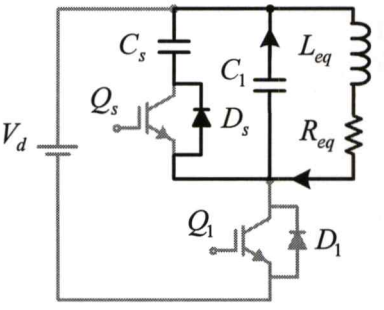
โหมด2



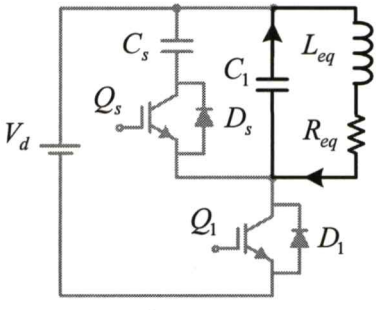
โหมด7



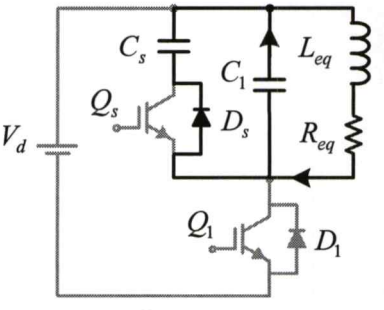
โหมด3



โหมด6



โหมด4



โหมด5

รูปที่ 3.9 สภาวะการทำงานของอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์หลังปรับปรุง

ตารางที่ 3.1 ตารางการทำงานของสวิตช์ในแต่ละโหมด

	t	V_{g1}	V_{gs}	Q_1	D_1	Q_s	D_s
โหมด1	$(t_0 - t_1)$	OFF	OFF	OFF	***ON***	OFF	OFF
โหมด2	$(t_1 - t_2)$	***ON***	OFF	OFF	***ON***	OFF	OFF
โหมด3	$(t_2 - t_3)$	***ON***	OFF	***ON***	OFF	OFF	OFF
โหมด4	$(t_3 - t_4)$	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF
โหมด5	$(t_4 - t_5)$	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	***ON***
โหมด6	$(t_6 - t_7)$	OFF	***ON***	OFF	OFF	OFF	***ON***
โหมด7	$(t_7 - t_8)$	OFF	***ON***	OFF	OFF	***ON***	OFF
โหมด8	$(t_8 - t_0)$	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF	OFF

จากวงจรสมมูลในแต่ละโหมดการทำงานในรูปที่ 3.9 สามารถอธิบายได้ดังนี้

โหมด1

การทำงานของโหมดนี้กระแส $i_{L_{eq}}$ จะทำงานอยู่ในซีกลบ ซึ่งจะไม่มีการส่งสัญญาณ V_{g1} ไปขับเกตเนื่องจากอยู่ในช่วงประวิงเวลา t_d ของสวิตช์ Q_1 ไดโอด D_1 นำกระแส $i_{L_{eq}}$ มีทิศทางการไหลจาก $L_{eq} \longrightarrow V_d \longrightarrow D_1 \longrightarrow R_{eq}$

โหมด2

การทำงานของโหมดนี้กระแส $i_{L_{eq}}$ จะทำงานอยู่ในซีกลบ ซึ่งจะมีการส่งสัญญาณ V_{g1} ไปขับเกต ของสวิตช์ Q_1 แต่ไดโอด D_1 ยังคงนำกระแสเนื่องจาก $L\frac{di_{Leq}}{dt} + R_{eq}i_{L_{eq}} > V_d$ ซึ่ง $i_{L_{eq}}$ มีทิศทางการไหลจาก $L_{eq} \longrightarrow V_d \longrightarrow D_1 \longrightarrow R_{eq}$ และจะหยุดไหลเมื่อ $L\frac{di_{Leq}}{dt} + R_{eq}i_{L_{eq}} = V_d$

โหมด3

การทำงานของโหมดนี้กระแส $i_{L_{eq}}$ จะทำงานอยู่ในซีกบวก ซึ่งจะมีการส่งสัญญาณ V_{g1} ไปขับเกต ของสวิตช์ Q_1 และเริ่มนำกระแสขณะแรงดันเป็นศูนย์ *ZVS* กระแส $i_{L_{eq}}$ มีทิศทางการไหลจาก $L_{eq} \longrightarrow R_{eq} \longrightarrow Q_1 \longrightarrow V_d$ และจะเพิ่มขึ้นตามเวลาตามคุณสมบัติของโหลดเที่ยวเท่าวงจร *RL*

โหมด4

การทำงานของโหมดนี้กระแส $i_{L_{eq}}$ จะทำงานอยู่ในซีกบวก ซึ่งจะไม่มีการส่งสัญญาณ V_{g1} และ V_{gs} ไปขับเกตเนื่องจากอยู่ในช่วงประวิงเวลา t_d ของสวิตช์ Q_s ในโหมดนี้จะเข้าสู่สภาวะการเกิดเรโซแนนท์กระแส $i_{L_{eq}}$ จะ มีทิศทางการไหลจาก $L_{eq} \longrightarrow R_{eq} \longrightarrow C_1$ จนแรงดันที่ตัวเก็บ

ประจุ C_1 มีเท่ากับ $V_d - V_{C_1} - V_{C_S}$ ไดโอด D_s ของสวิตช์ Q_s จะเริ่มนำกระแสซึ่งจะเข้าสู่สภาวะการทำงานที่ 5

โหมด5

การทำงานของโหมดนี้กระแส $i_{L_{eq}}$ จะทำงานอยู่ในซีกบวก ซึ่งจะไม่มีการส่งสัญญาณ V_{g1} และ V_{gs} ไปขับเกตเนื่องจากอยู่ในช่วงประวิงเวลา t_d ของสวิตช์ Q_s ไดโอด D_s จะเริ่มนำกระแสโดยที่กระแส $i_{L_{eq}} = i_{C_1} + i_{C_s}$

โหมด6

การทำงานของโหมดนี้กระแส $i_{L_{eq}}$ จะทำงานอยู่ในซีกบวก ซึ่งจะมีการส่งสัญญาณ V_{gs} ไปขับเกต ของสวิตช์ Q_s แต่ไดโอด D_s ยังคงนำกระแสโดยที่กระแส $i_{L_{eq}} = i_{C_1} + i_{C_s}$ ซึ่ง กระแสจะไหลผ่าน C_1 และ C_s เนื่องจาก C_s มีค่ามากกว่า C_1 มากๆ ส่งผลทำให้กระแสยังคงไหลผ่าน C_s ซึ่งมีผลทำให้แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ Q_1 ลดลง โดยโหมดนี้เป็นการแอคทีฟลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก Q_1

โหมด7

การทำงานของโหมดนี้กระแส $i_{L_{eq}}$ จะทำงานอยู่ในซีกลบ ซึ่งจะมีการส่งสัญญาณ V_{gs} ไปขับเกต สวิตช์ Q_s เริ่มนำกระแสขณะที่เกิดสภาวะ ZVS โดยกระแส $i_{L_{eq}}$ จะมีทิศทางตรงข้าม

โหมด8

การทำงานของโหมดนี้กระแส $i_{L_{eq}}$ จะทำงานอยู่ในซีกลบ ซึ่งจะไม่มีการส่งสัญญาณ V_{g1} และ V_{gs} ไปขับเกตเนื่องจากอยู่ในช่วงประวิงเวลา t_d ของสวิตช์ Q_1 จะเป็นโหมดของการเกิดเรโซแนนท์ มีทิศทางการไหลของกระแส $i_{L_{eq}}$ จาก $L_{eq} \longrightarrow C_1 \longrightarrow R_{eq}$ จนกว่าแรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะมากกว่า V_d ซึ่งจะทำให้ไดโอด D_1 ของสวิตช์ Q_1 เริ่มทำงานหลังจากนั้นจะเข้าสู่โหมด1

จากโหมดการทำงานทั้งหมด 8 โหมด สวิตช์ Q_1 และ Q_s ON-OFF สลับกันไปตามสัญญาณขับเกต V_{g1} , V_{gs} ดังนั้นสามารถเขียนเป็นสมการแรงดันและกระแสที่ไหลผ่านวงจรโหลดได้ดังนี้

3.2.2.1 สภาวะสัญญาณขับเกต V_{g1} : ON

จากรูปที่3.8 คือช่วงเวลาของสัญญาณขับเกต V_{g1} ทำงาน ประกอบด้วยโหมด1, 2, 3 $i_{L_{eq}}$ สามารถเขียนเป็นสมการแรงดันและกระแสดังสมการที่ (3.11) และ (3.12) ตามลำดับ

$$-V_d + L_{eq}\frac{di_{eq}}{dt} + R_{eq}i_{L_{eq}} = 0 \tag{3.11}$$

$$i_{L_{eq}}(t) = \frac{V_d}{R_{eq}} + \left(i_{L_{eq}}(t_0) - \frac{V_d}{R_{eq}}\right)e^{\frac{V_d}{R_{eq}t}} \tag{3.12}$$

3.2.2.2 สภาวะสัญญาณขับเกต V_{g1} :OFF

จากรูปที่3.8 คือช่วงเวลาของสัญญาณขับเกต V_{g1} หยุดทำงานและอยู่ในช่วงประวิงเวลาของสัญญาณขับเกต V_{gs} ซึ่งเป็นการทำงานของโหมด4 กระแส $i_{L_{eq}}$ มีทิศทางการไหลจาก $L_{eq} \longrightarrow R_{eq} \longrightarrow C_1$ สามารถเขียนเป็นสมการแรงดันและกระแสได้ดังนี้

$$L_{eq}\frac{di_{L_{eq}}}{dt}+R_{eq}i_{L_{eq}}+\frac{1}{C_1}\int i_{L_{eq}}dt=0 \tag{3.13}$$

$$i_{L_{eq}}(t)=k_1e^{\frac{a}{2}t}+k_2e^{\frac{b}{2}t} \tag{3.14}$$

โดยที่

$$k_1=\frac{i_{L_{eq}}(t_3)}{2}-\frac{i_{L_{eq}}(t_3)R_{eq}}{2L_{eq}\sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)^2-\frac{4}{L_{eq}C_1}}} \tag{3.15}$$

$$k_2=\frac{i_{L_{eq}}(t_3)}{2}+\frac{i_{L_{eq}}(t_3)R_{eq}}{2L_{eq}\sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)^2-\frac{4}{L_{eq}C_1}}} \tag{3.16}$$

$$a=-\frac{R_{eq}}{L_{eq}}+\left(\sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)^2-\frac{4}{L_{eq}C_1}}\right) \tag{3.17}$$

$$b=-\frac{R_{eq}}{L_{eq}}-\left(\sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)^2-\frac{4}{L_{eq}C_1}}\right) \tag{3.18}$$

3.2.2.3 สภาวะสัญญาณขับเกต V_{gs} :ON

จากรูปที่3.8 คือช่วงเวลาของสัญญาณขับเกต V_{gs} ทำงาน ประกอบด้วยโหมด5, 6, 7 เมื่อไดโอด D_s ทำงานจะทำให้แรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก Q_1 จะลดลงและเมื่อสวิตช์ Q_s เกิด ZVS ในโหมด 7 มีทิศทางการไหลของ $i_{L_{eq}}$ จาก $L_{eq} \longrightarrow C_1 \longrightarrow R_{eq}$ และ $L_{eq} \longrightarrow C_s \longrightarrow R_{eq}$ สามารถเขียนเป็นสมการกระแสดังสมการที่ (3.19) และเขียนเป็นสมการแรงดันและกระแสสภาวะเริ่มต้นได้ดังสมการที่(3.20)-(3.23)

$$i_{L_{eq}} = i_{C_1} + i_{C_s} \tag{3.19}$$

$$L_{eq}\frac{di_{C_1}}{dt} + R_{eq}i_{C_1} + \frac{1}{C_1}\int i_{C_1}\,dt = 0 \tag{3.20}$$

$$L_{eq}\frac{di_{C_s}}{dt} + R_{eq}i_{C_s} + \frac{1}{C_s}\int i_{C_s}\,dt = 0 \tag{3.21}$$

$$i_{C_1}(t_5) = \frac{C_s}{C_s + C_1} i_{L_{eq}}(t_5) \tag{3.22}$$

$$i_{C_s}(t_5) = \frac{C_1}{C_s + C_1} i_{L_{eq}}(t_5) \tag{3.23}$$

จากสมการที่ (3.20)- (3.23) กระแสของตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ C_1 และตัวเก็บประจุ C_s สามารถนำมาเขียนเป็นสมการที่ (3.24) และ (3.25)

$$i_{C_1}(t) = A'e^{\frac{a}{2}t} + B'e^{\frac{b}{2}t} \tag{3.24}$$

$$i_{C_s}(t) = A''e^{\frac{a}{2}t} + B''e^{\frac{b}{2}t} \tag{3.25}$$

แทนค่าสมการที่ (3.24)และ (3.25) ลงในสมการที่ (3.19) จะได้สมการของกระแสโหลดที่ดังสมการที่

$$i_{L_{eq}}(t) = (A' + A'')e^{\frac{a}{2}t} + (B' + B'')e^{\frac{b}{2}t} \tag{3.26}$$

เมื่อ

$$A' = \frac{i_{C_1}(t_5)}{2} - \frac{i_{C_1}(t_5)R_{eq}}{2L_{eq}\sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)^2 - \frac{4}{L_{eq}C_1}}} \tag{3.27}$$

$$B' = \frac{i_{C_1}(t_5)}{2} + \frac{i_{C_1}(t_5)R_{eq}}{2L_{eq}\sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)^2 - \frac{4}{L_{eq}C_1}}} \tag{3.28}$$

$$A'' = \frac{i_{C_s}(t_5)}{2} - \frac{i_{C_s}(t_5)R_{eq}}{2L_{eq}\sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)^2 - \frac{4}{L_{eq}C_1}}} \tag{3.29}$$

$$B'' = \frac{i_{C_s}(t_5)}{2} + \frac{i_{C_s}(t_5)R_{eq}}{2L_{eq}\sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)^2 - \frac{4}{L_{eq}C_1}}} \tag{3.30}$$

3.2.2.4 สภาวะสัญญาณขับเกต V_{gs} : OFF

จะเป็นช่วงของการทำงานในโหมด8 จะมีทิศทางการไหลของกระแส $i_{L_{eq}}$ จาก $L_{eq} \longrightarrow C_1 \longrightarrow R_{eq}$ สามารถเขียนเป็นสมการแรงดันและกระแสดังสมการที่ (3.31) และ (3.32) ตามลำดับ

$$L_{eq}\frac{di_{L_{eq}}}{dt} + R_{eq}i_{L_{eq}} + \frac{1}{C_1}\int i_{L_{eq}}dt = 0 \tag{3.31}$$

$$i_{L_{eq}}(t) = A'''e^{\frac{a}{2}t} + B'''e^{\frac{b}{2}t} \tag{3.32}$$

เมื่อ

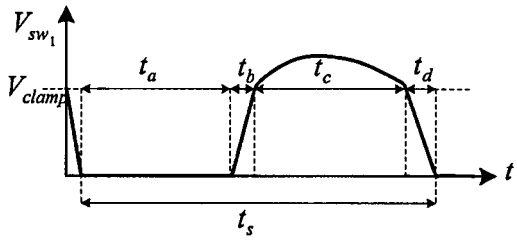
$$A''' = \frac{i_{L_{eq}}(t_7)}{2} - \frac{i_{L_{eq}}(t_7)R_{eq}}{2L_{eq}\sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)^2 - \frac{4}{L_{eq}C_1}}} \tag{3.33}$$

$$B''' = \frac{i_{L_{eq}}(t_7)}{2} + \frac{i_{L_{eq}}(t_7)R_{eq}}{2L_{eq}\sqrt{\left(\frac{R_{eq}}{L_{eq}}\right)^2 - \frac{4}{L_{eq}C_1}}} \tag{3.34}$$

จากรูปที่ 3.10 เป็นรูปคลื่นแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก Q_1 ในหนึ่งไซเคิลการทำงาน ขณะที่สวิตช์ turn-off จะเกิดการเรโซแนนท์ระหว่าง $R_{eq}L_{eq}$ และ C_1 เมื่อแรงดันเพิ่มขึ้นจนถึงระดับ V_{clamp} ไดโอด D_s จะเริ่มทำงานจุดเรโซแนนท์จะเปลี่ยนไปเนื่องจากการเพิ่มเข้ามาของ C_s แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์หลัก Q_1 จะลดลงด้วยตัวเก็บประจุ C_s ด้วยค่าคงที่ค่าหนึ่งสามารถคำนวณหาได้จากสมการที่ 3.36 เมื่อกำหนดให้ระหว่างเกิดการเรโซแนนท์ในหนึ่งไซเคิลพลังงานสมดุลกันสามารถเขียนเป็นสมการที่ 3.35

$$t_s V_{sw_1} \cong \frac{1}{2}kV_{sw_1}(t_b + t_d) + t_c kV_{sw_1} \tag{3.35}$$

$$k = \frac{2t_s}{2t_c + t_b + t_d} \tag{3.36}$$



รูปที่ 3.10 แรงดันตกคร่อมสวิตช์หลักในหนึ่งไซเคิล

จากการที่เพิ่มชุด Active-Clamp เข้าไปในอินเวอร์เตอร์คลาสอีจะทำให้เกิดสองจุดคือ สภาวะเรโซแนนท์ของคลาสอี สามารถอธิบายได้จากสมการที่ 3.37 และสภาวะเรโซแนนท์ขณะการ Active-Clamped อธิบายได้จากสมการที่ 3.38

$$f_{rE} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}C_1}} \tag{3.37}$$

$$f_{rA} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{eq}(C_1 + C_s)}} \tag{3.38}$$

เมื่อ

f_{rE} คือความถี่เรโซแนนท์ของคลาสอี

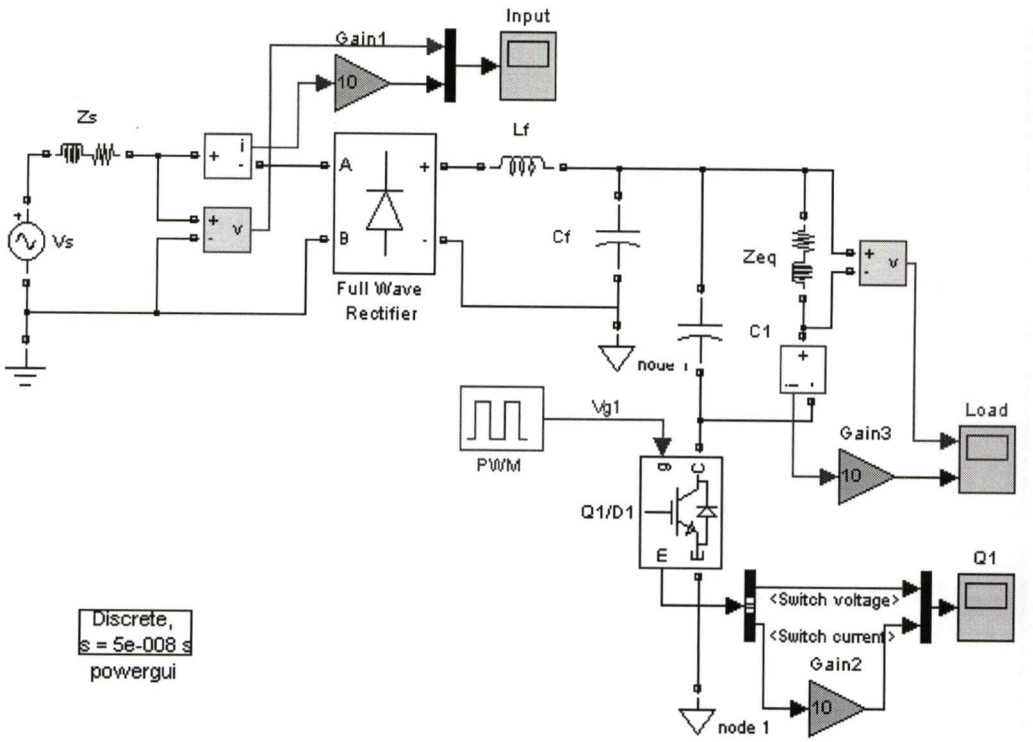
f_{rA} คือความถี่เรโซแนนท์ของการ Active-Clamped

3.3 การจำลองการทำงานของวงจร

การจำลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ก่อนปรับปรุงและหลังปรับปรุงในงานวิจัยนี้ จะเป็นการจำลองโดยใช้โปรแกรม Simulink บนโปรแกรมสำเร็จรูป MATLAB เพื่อศึกษาหลักการทำงานแล้วจึงนำไปใช้ในการออกแบบวงจรจริง

3.3.1 การจำลองอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ก่อนปรับปรุง

จากรูปที่ 3.11 เป็นวงจรการจำลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ก่อนปรับปรุงโดยมีพารามิเตอร์ต่างๆดังตารางที่ 3.2



รูปที่ 3.11 รูปของวงจรการจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุง

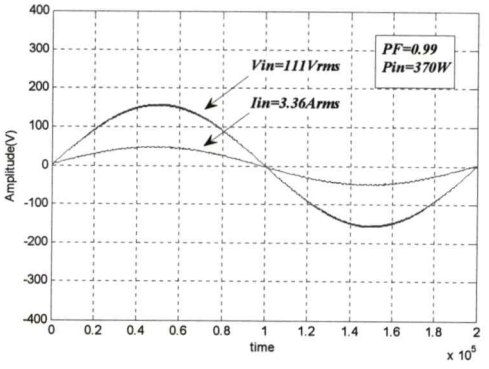
ตารางที่ 3.2 ตัวแปรที่ใช้ในการจำลองการทำงานก่อนปรับปรุง

V_s	Input Voltage	220,50	V_{AC}, Hz
f_s	Switching frequency	22-32	kHz
f_r	Resonant frequency	36-47	kHz
L_f	Input filter	450	μH
C_f	Input filter	5	μF
L_{eq}	Equivalent inductor	84.25	μH
R_{eq}	Equivalent resistor	3.8	Ω
C_1	Resonant capacitor	173	nF

3.3.1.1 การจำลองและทดสอบเบื้องต้น

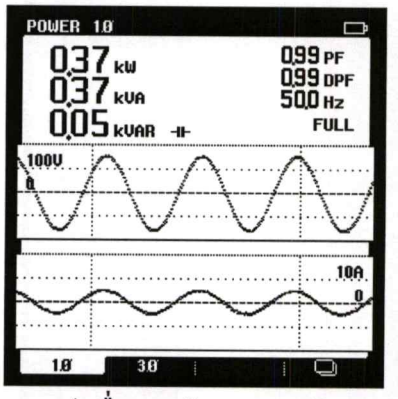
เป็นการจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์คลาสอี เพื่อหาขนาดพิกัดของแรงดันและกระแสของอุปกรณ์สวิตช์เปรียบเทียบกับการทดลองเบื้องต้น เมื่อแรงดันไฟฟ้าอินพุทเพิ่มขึ้นจาก 110 V, 50Hz จนถึง 220 V, 50Hz เพื่อเป็นแนวทางในการลดขนาดพิกัดอุปกรณ์สวิตช์หลัก เมื่อใช้งานกับระบบเอซีไลน์ 220V, 50Hz

จากรูปที่ 3.12 เป็นตัวอย่างการจำลองและผลการทดลองที่แรงดันไฟฟ้าอินพุท 110V, 50Hz โดยมีการกำหนดค่าแปรดังนี้ L_{eq} 84.25 μH , R_{eq} 3.8 Ω, C_1 173 uF , f_s 26.32 kHz จากการทดสอบจะเห็นได้ว่าแรงดันและกระแสตกคร่อมสวิตช์สูงสุดประมาณ 544 V_{peak} , 22 A_{peak} กำลังไฟฟ้าด้านอินพุท 370W



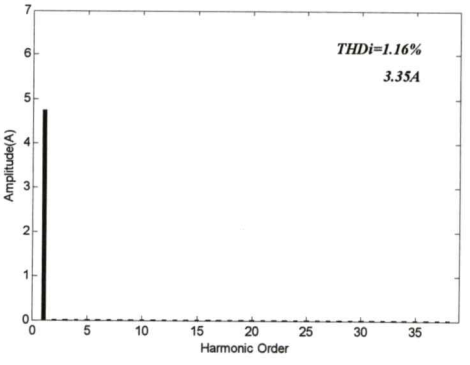
(ก) ผลจำลองแรงดันและกระอินพุท

100V/div,10A/div,2ms/div

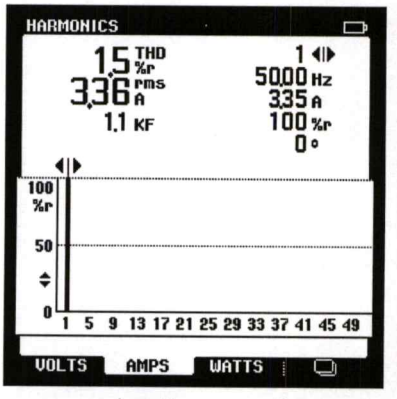


(ข) รูปคลื่นแรงดันและกระอินพุท

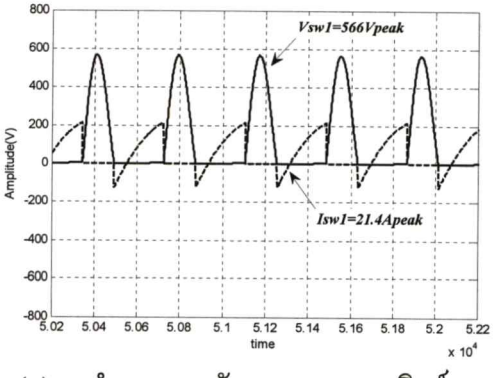
200V/div,10A/div



(ค) ผลจำลองสเปกตรัมกระแสอินพุท

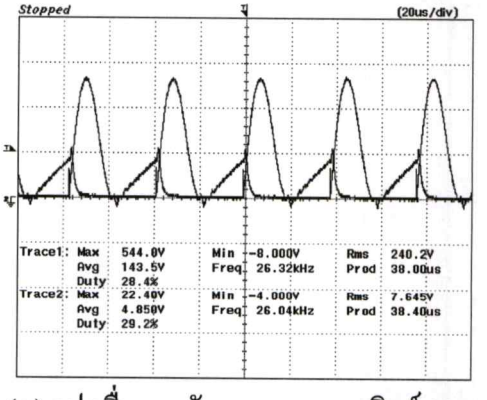


(ง) สเปกตรัมกระแสอินพุท



(จ) ผลจำลองแรงดันและกระแสสวิตช์ Q_1

200V/div,20A/div,20us/div

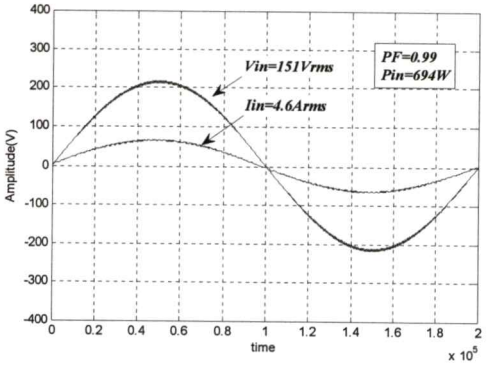


(ฉ) รูปคลื่นแรงดันและกระแสสวิตช์ Q_1

200V/div,20A/div,20us/div

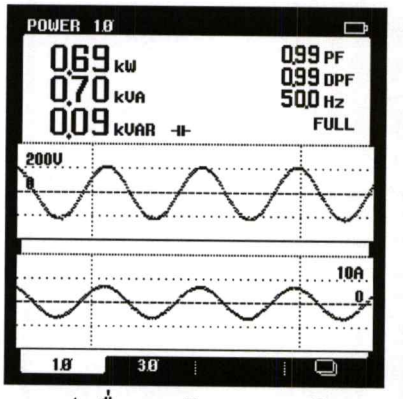
รูปที่ 3.12 การจำลองการทำงานและผลการทดลองเบื้องต้นก่อนปรับปรุงที่ 110 V, 50Hz

จากรูปที่ 3.13 เป็นตัวอย่างการจำลองและผลการทดลองที่แรงดันไฟฟ้าอินพุทเพิ่มขึ้นเป็น 150V, 50Hz โดยมีการกำหนดค่าแปรดังนี้ L_{eq} 84.25 μH , R_{eq} 3.8 Ω , C_1 173 uF , f_s 26.32 kHz จากการทดสอบจะเห็นได้ว่าแรงดันและกระแสตกคร่อมสวิตช์สูงสุดประมาณ 752 V_{peak} , 32 A_{peak} กำลังไฟฟ้าด้านอินพุท 690W



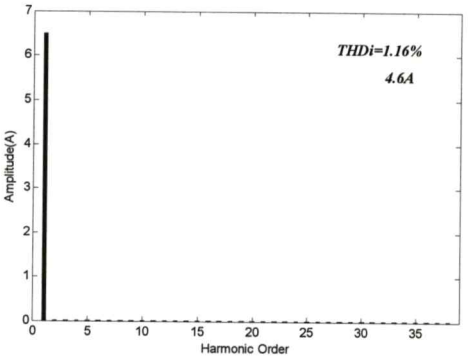
(ก) ผลจำลองแรงดันและกระอินพุท

100V/div,10A/div,2ms/div

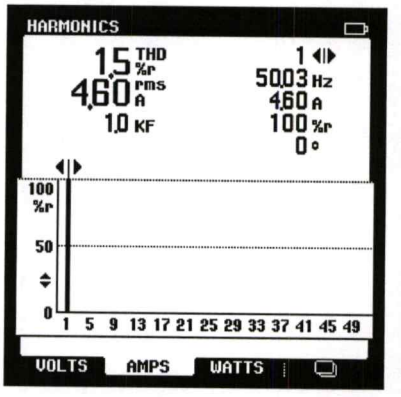


(ข) รูปคลื่นแรงดันและกระอินพุท

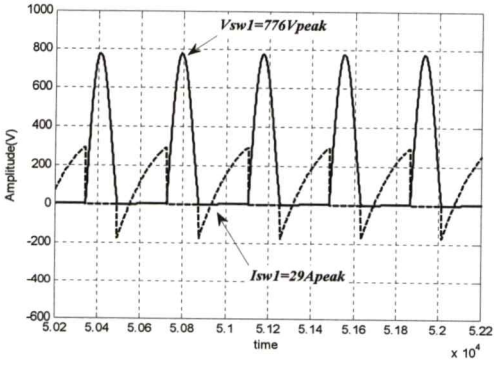
200V/div,10A/div



(ค) ผลจำลองสเปกตรัมกระแสอินพุท

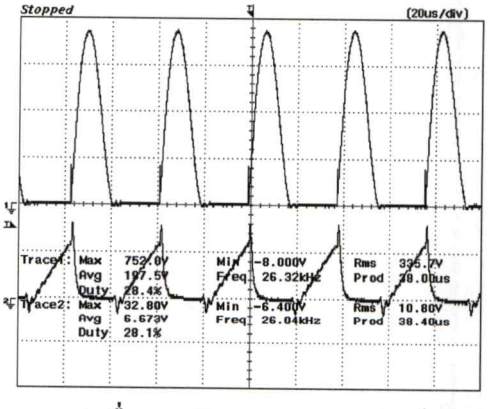


(ง) สเปกตรัมกระแสอินพุท



(จ) ผลจำลองแรงดันและกระแสสวิตช์ Q_1

200V/div,20A/div,20us/div



(ฉ) รูปคลื่นแรงดันและกระแสสวิตช์ Q_1

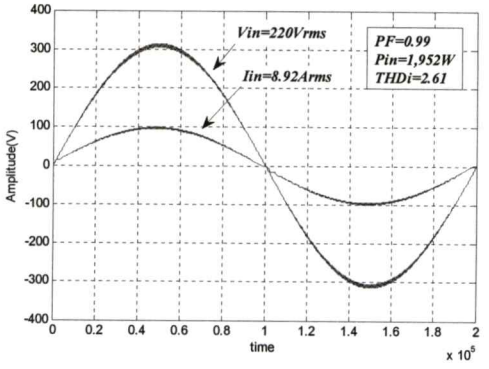
200V/div,20A/div,20us/div

รูปที่ 3.13 การจำลองการทำงานและผลการทดลองเบื้องต้นก่อนปรับปรุงที่ 150 V, 50Hz

จากรูปที่ 3.12 และรูปที่ 3.13 จะเห็นได้ว่าการจำลองการทำงานและการทดสอบเบื้องต้นได้ผลลัพธ์ที่สอดคล้องกันดังนั้นจึงได้ใช้การจำลองเพื่อทดสอบวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อใช้กับระบบเอซีไลน์ 220 V, 50Hz เพื่อหาขนาดพิกัดแรงดันและกระของอุปกณ์สวิตช์ที่ต้องใช้งานจริง

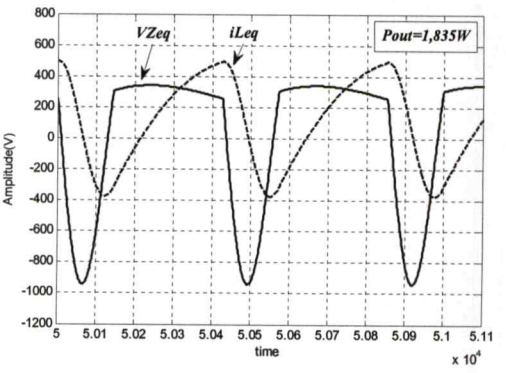
3.3.1.2 การจำลองการทำงานเมื่อใช้แรงดันเอซีไลน์ 220V, 50Hz

เป็นการจำลองการทำงานโดยปรับเปลี่ยนความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ตลอดช่วงความถี่การสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ซึ่งอยู่ระหว่าง 23-31 kHz เพื่อตรวจสอบขนาดพิกัดสูงสุดของอุปกรณ์สวิตช์เมื่อความถี่การสวิตช์เปลี่ยนแปลงโดยมีการกำหนดค่าแปรคงที่ดังนี้ L_{eq} 84.25 μH , R_{eq} 3.8 Ω , C_1 173 uF



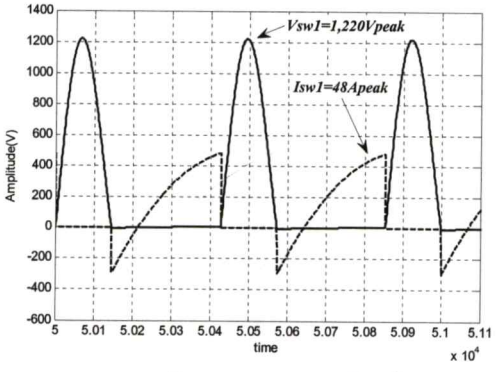
(ก) แรงดันและกระแสอินพุท

(100V/div,10A/div,2ms/div)



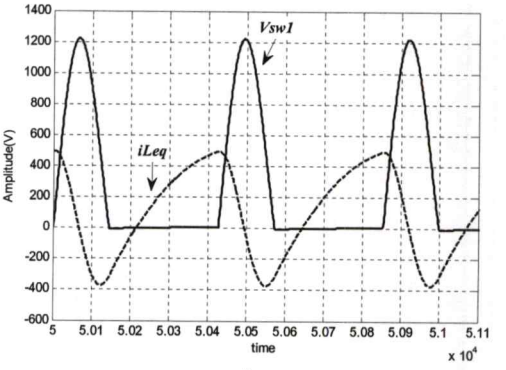
(ข) แรงดันและกระแสเอาท์พุท

(200V/div,20A/div,10us/div)



(ค) แรงดันและกระแสสวิตช์ Q_1

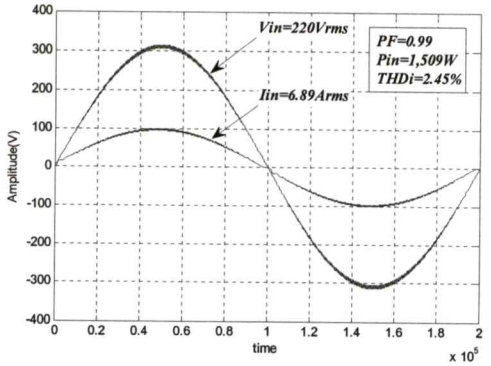
(200V/div,20A/div,10us/div)



(ง) แรงดันสวิตช์และกระแสโหลด

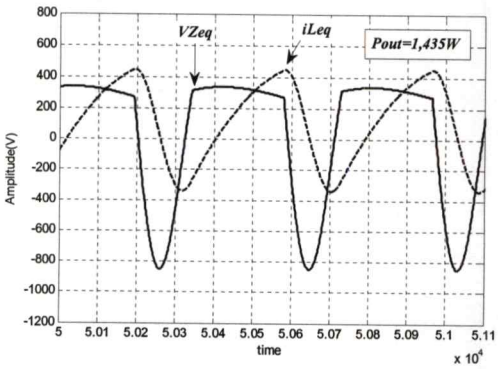
(200V/div,20A/div,10us/div)

รูปที่ 3.14 แรงดันและกระแสอินพุท,เอาท์พุทและสวิตช์ที่ความถี่สวิตช์ 23.5kHz



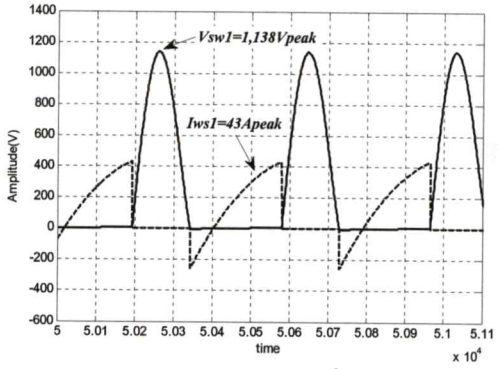
(ก) แรงดันและกระแสอินพุท

(100V/div,10A/div,2ms/div)



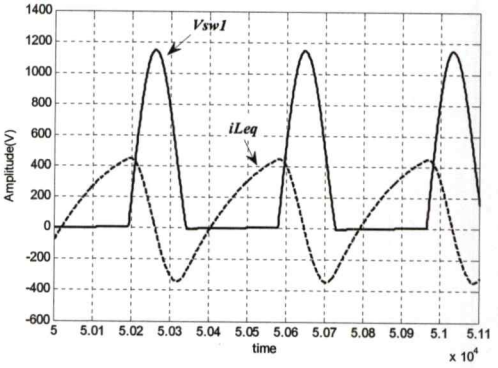
(ข) แรงดันและกระแสเอาท์พุท

(200V/div,20A/div,10us/div)



(ค) แรงดันและกระแสที่สวิตช์ Q_1

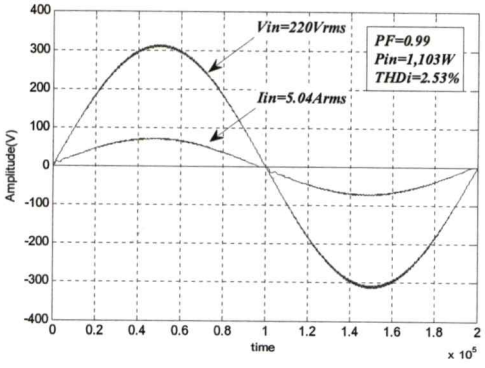
(200V/div,20A/div,10us/div)



(ง) แรงดันสวิตช์และกระแสโหลด

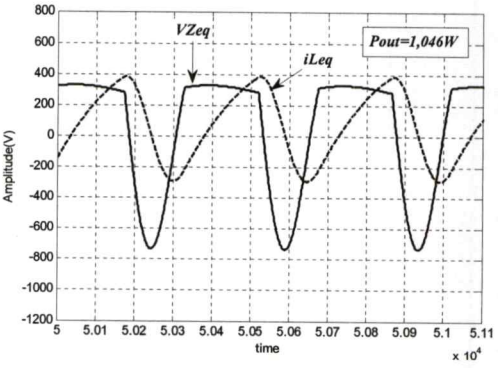
(200V/div,20A/div,10us/div)

รูปที่ 3.15 แรงดันและกระแสอินพุท,เอาท์พุทและสวิตช์ที่ความถี่สวิตช์ 26 kHz



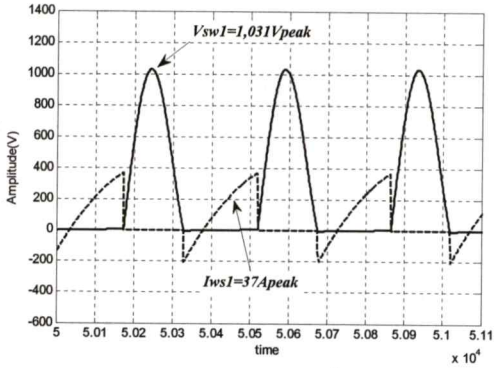
(ก) แรงดันและกระแสอินพุท

(100V/div,10A/div,2ms/div)



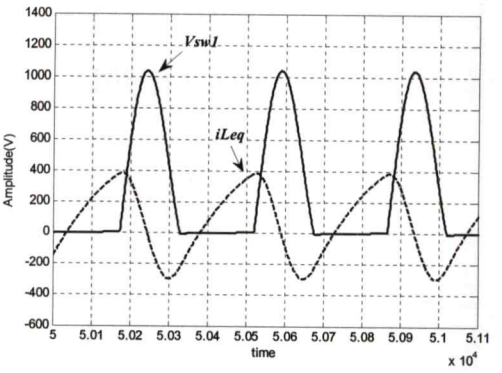
(ข) แรงดันและกระแสเอาท์พุท

(200V/div,20A/div,10us/div)



(ค) แรงดันและกระแสที่สวิตช์ Q_1

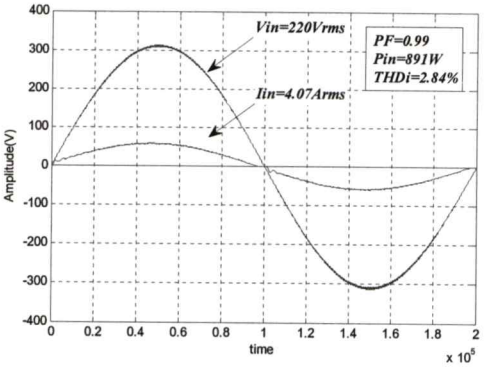
(200V/div,20A/div,10us/div)



(ง) แรงดันสวิตช์และกระแสโหลด

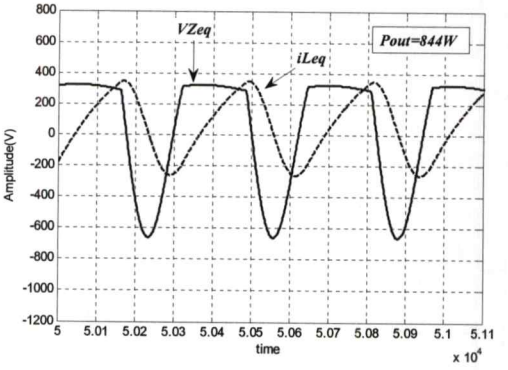
(200V/div,20A/div,10us/div)

รูปที่ 3.16 แรงดันและกระแสอินพุท,เอาท์พุทและสวิตช์ที่ความถี่สวิตช์ 29kHz



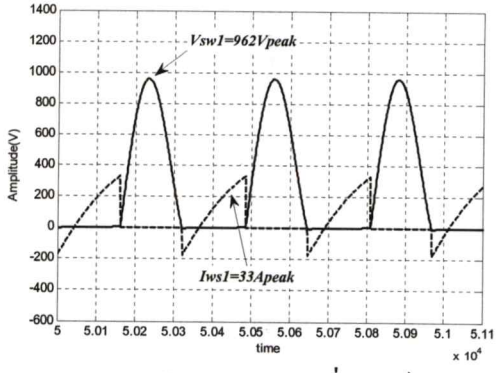
(ก) แรงดันและกระแสอินพุท

(100V/div,10A/div,2ms/div)



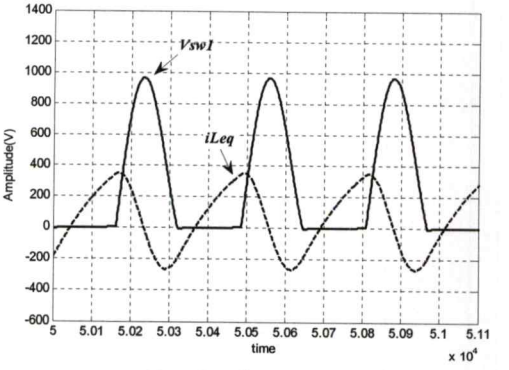
(ข) แรงดันและกระแสเอาท์พุท

(200V/div,20A/div,10us/div)



(ค) แรงดันและกระแสที่สวิตช์ Q_1

(200V/div,20A/div,10us/div)



(ง) แรงดันสวิตช์และกระแสโหลด

(200V/div,20A/div,10us/div)

รูปที่ 3.17 แรงดันและกระแสอินพุท,เอาท์พุทและสวิตช์ที่ความถี่สวิตช์ 31 kHz

จากรูปที่ 3.14-3.17 เป็นการจำลองการทำงานเบื้องต้นที่ความถี่ 23.5kHz, 26kHz, 29kHz และ 31kHz เพื่อตรวจสอบขนาดพิกัดสูงของอุปกรณ์สวิตช์ ซึ่งขนาดของอุปกรณ์สวิตช์ที่ต้องใช้จะอยู่ประมาณ $1220\,V_{peak}$, $48\,A_{peak}$ ที่กำลังไฟฟ้าเอาท์พุท 1,835W

3.3.1.3 ผลการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้า ประสิทธิภาพ และตัวประกอบกำลังก่อนปรับปรุง

ในส่วนนี้เป็นผลการคำนวณค่าที่ได้การจำลองข้างต้น ซึ่งจะใช้ข้อมูลจากบล็อก Scope โดยตั้งค่าในบล็อก Scope ดังนี้เลือก Save data to Workspace ชนิดข้อมูลแบบ Array ความละเอียด $0.1e^{-6}$ แล้วจึงเริ่มต้นจำลองการทำงานที่ความถี่สวิตช์ 22 kHz เมื่อการจำลองการทำงานเสร็จสิ้นลงก็จะนำข้อมูลที่ได้จาก Workspace มาคำนวณเพื่อหาค่าต่างๆ ด้วยโปรแกรม Matlab อีกที จากนั้นปรับเปลี่ยนความถี่สวิตช์เพิ่มขึ้นที่ละ 1 kHz และทำการทดลองเหมือนเดิม ซึ่งจะปรับความถี่สวิตช์เพิ่มขึ้นจนถึง 32 kHz ก็จะเพียงพอสำหรับการทดลอง เพราะถ้าปรับความถี่เพิ่มขึ้นมากกว่านี้จะเกิดการสวิตช์ขณะแรงดันไม่เป็นศูนย์ ซึ่งในการปฏิบัติงานจริงจะทำให้เกิดการสูญเสียมากขึ้นเมื่อเปรียบเทียบกับการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทที่น้อยลงและอาจทำให้อุปกรณ์สวิตช์เสียหายในที่สุด ซึ่งองค์ประกอบทางไฟฟ้าต่างๆสามารถหาได้จากสมการที่ 3.39 - 3.46

กำลังไฟฟ้าอินพุทเฉลี่ย

$$P_{in} = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} V_{in}(tk).I_{in}(tk) \tag{3.39}$$

ค่าความผิดเพี้ยนของกระแสอินพุท

$$THD_i(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_{h,rms}^2}}{I_{1,rms}} \times 100 \tag{3.40}$$

ค่าความผิดเพี้ยนของแรงดันอินพุท

$$THD_v(\%) = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_{h,rms}^2}}{V_{1,rms}} \times 100 \tag{3.41}$$

ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของแรงดัน

$$V_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} V_{h,rms}^2} \tag{3.42}$$

ค่ารากกำลังสองเฉลี่ยของกระแส

$$I_{rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} I_{h,rms}^2} \tag{3.43}$$

ค่าตัวประกอบกำลังไฟฟ้า

$$PF = \frac{Pin}{V_{1,rms} I_{1,rms} \sqrt{1+\left(\frac{THD_v}{100}\right)^2} \sqrt{1+\left(\frac{THD_i}{100}\right)^2}} \quad (3.44)$$

กำลังไฟฟ้าเอาท์พุท

$$P_{out} = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} V_{out}(tk).I_{out}(tk) \quad (3.45)$$

ประสิทธิภาพทางไฟฟ้า

$$\%\eta_{elec} = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100 \quad (3.46)$$

กำลังไฟฟ้าสูญเสียที่สวิตช์

$$P_{S_W,loss} = \frac{1}{N}\sum_{k=1}^{N} V_{S_w}(tk).I_{S_w}(tk) \quad (3.47)$$

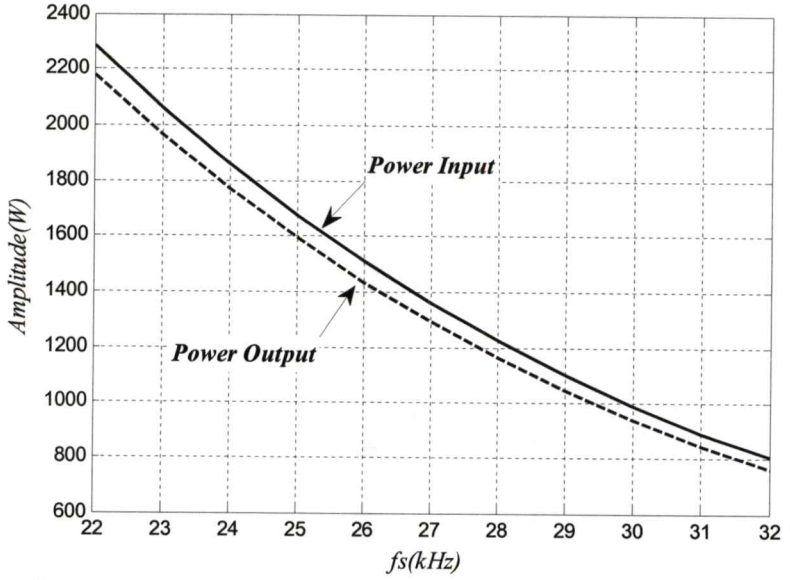
เมื่อ N คือ จำนวนข้อมูลทั้งหมดภายใน 1 ไซเคิลของ 50 Hz (20,000 ค่า)

ข้อมูลที่ได้จากการจำลอง เมื่อนำมาหาคำนวณหาค่าต่างๆ จะได้ค่าตามตารางที่ 3.3 ดังต่อไปนี้

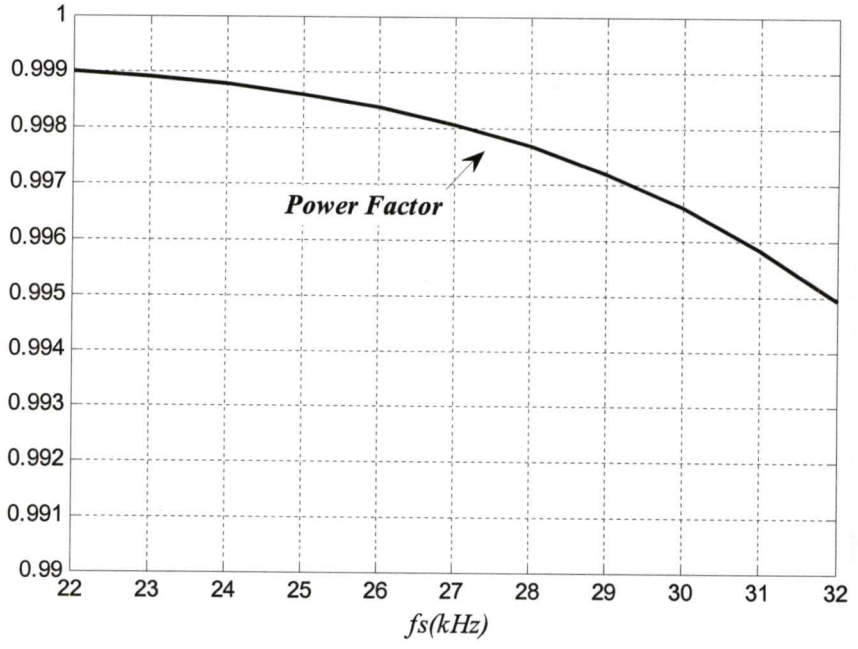
ตารางที่ 3.3 ค่าองค์ประกอบต่างๆ ทางไฟฟ้าที่ได้จากการคำนวณก่อนปรับปรุง

$f_s(kHz)$	$P_{in}(W)$	$I_{in}(A)$	$V_{in}(V)$	PF	$THD_v(\%)$	$THD_i(\%)$	$P_{out}(W)$	$\%\eta_{elec}$
22	2,287	10.50	220	0.99	1.79	2.80	2,180	95.32
23	2,063	9.43	220	0.99	1.60	2.68	1,965	95.28
24	1,858	8.49	220	0.99	1.42	2.58	1,769	95.22
25	1,674	7.65	220	0.99	1.26	2.51	1,593	95.16
26	1,509	6.89	220	0.99	1.11	2.45	1,435	95.10
27	1,360	6.21	220	0.99	0.97	2.43	1,292	95.04
28	1,225	5.60	220	0.99	0.85	2.45	1,163	94.97
29	1,103	5.04	220	0.99	0.75	2.52	1,046	94.91
30	992	4.53	220	0.99	0.64	2.64	940	94.84
31	891	4.07	220	0.99	0.56	2.84	844	94.77
32	805	3.69	220	0.99	0.48	3.09	759	94.24

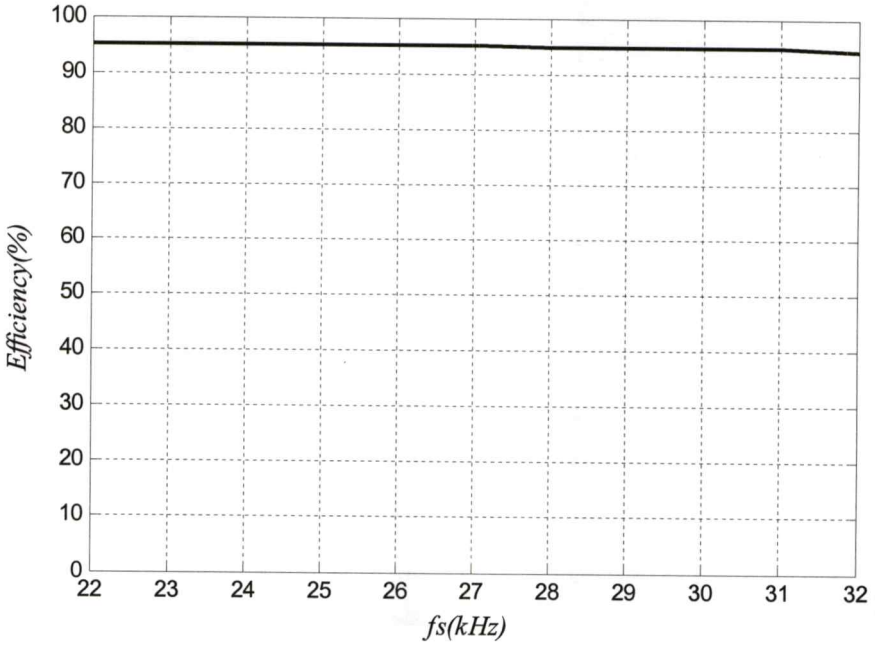
จากค่าในตารางเมื่อนำมาเขียนเป็นกราฟความสัมพันธ์ กำลังไฟฟ้าอินพุท เอาท์พุท ตัวประกอบกำลัง ประสิทธิภาพ กระแสอินพุท THD_i การสูญเสียของสวิตช์ พิกัดแรงดันและกระแสของสวิตช์เทียบกับการเปลี่ยนแปลงความถี่สวิตช์ค่าต่างๆ ได้ตามรูปที่ 3.18, 3.19, 3.20, 3.21, 3.22, 3.33, 3.34 และ 3.25 ตามลำดับ



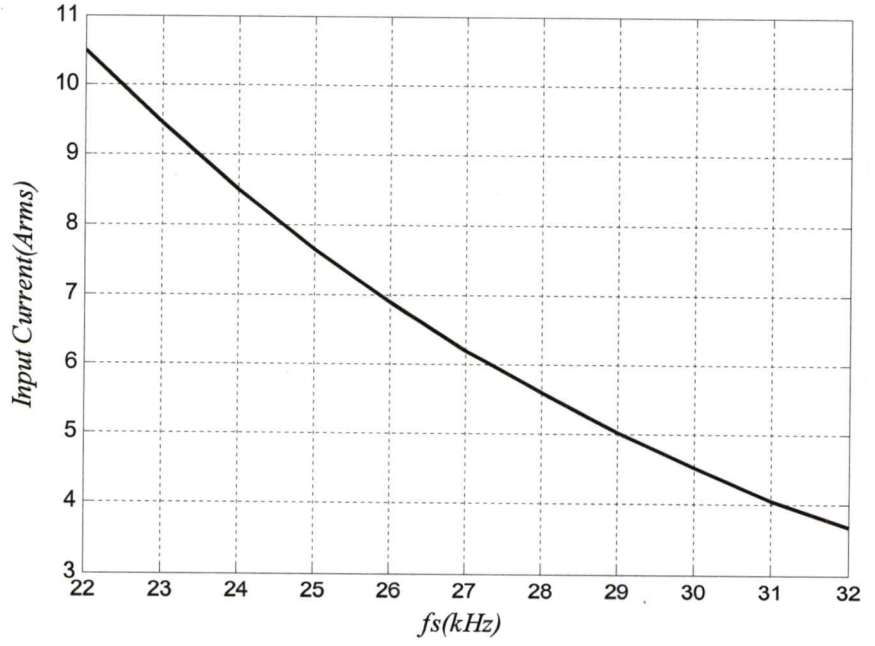
รูปที่ 3.18 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าอินพุท เอาท์พุทกับความถี่สวิตช์



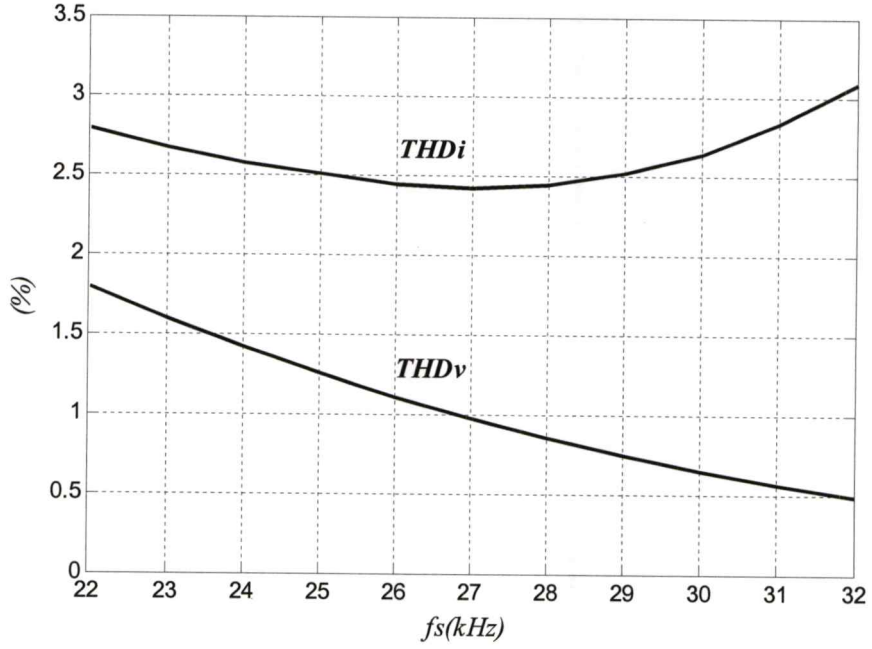
รูปที่ 3.19 ความสัมพันธ์ระหว่างตัวประกอบกำลังกับความถี่สวิตช์



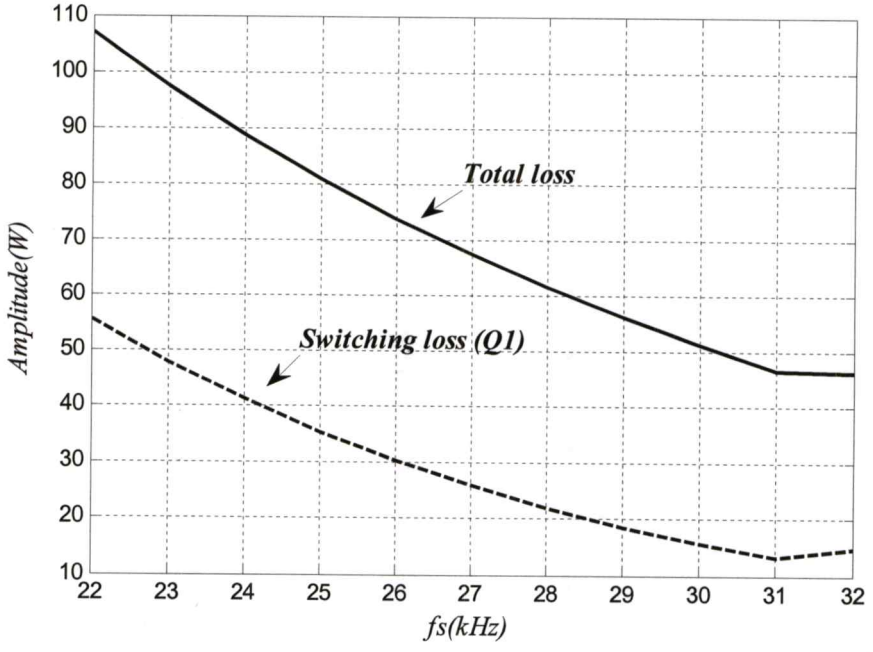
รูปที่ 3.20 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพทางไฟฟ้ากับความถี่สวิตช์



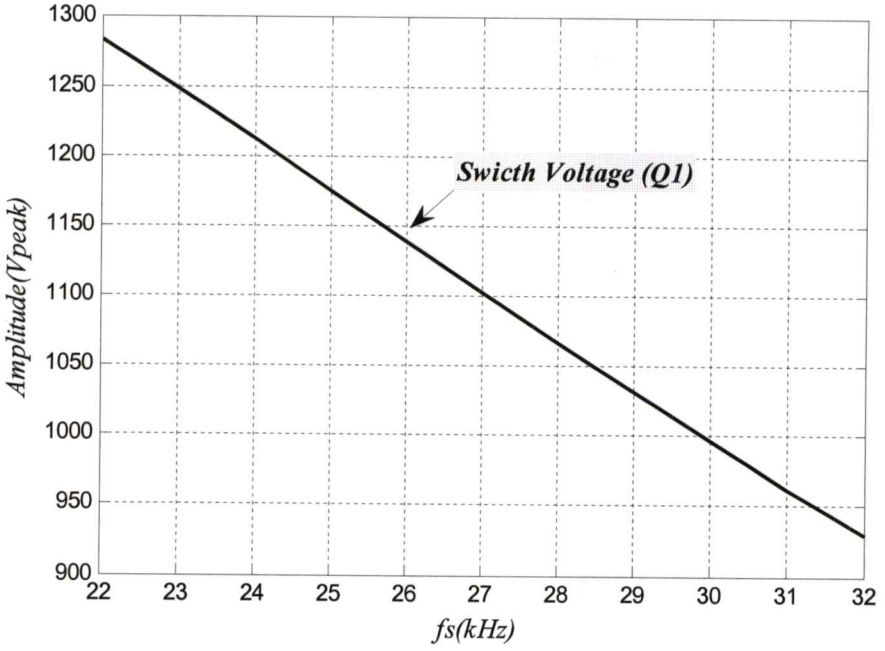
รูปที่ 3.21 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุทกับความถี่สวิตช์



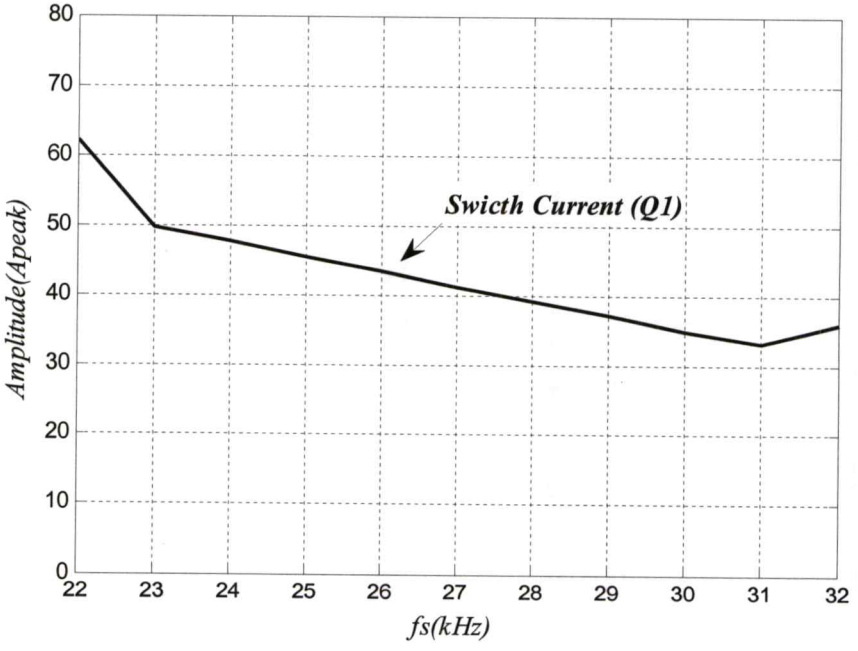
รูปที่ 3.22 ความสัมพันธ์ระหว่าง THD_v , THD_i กับความถี่สวิตช์



รูปที่ 3.23 ความสัมพันธ์ระหว่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียกับความถี่สวิตช์

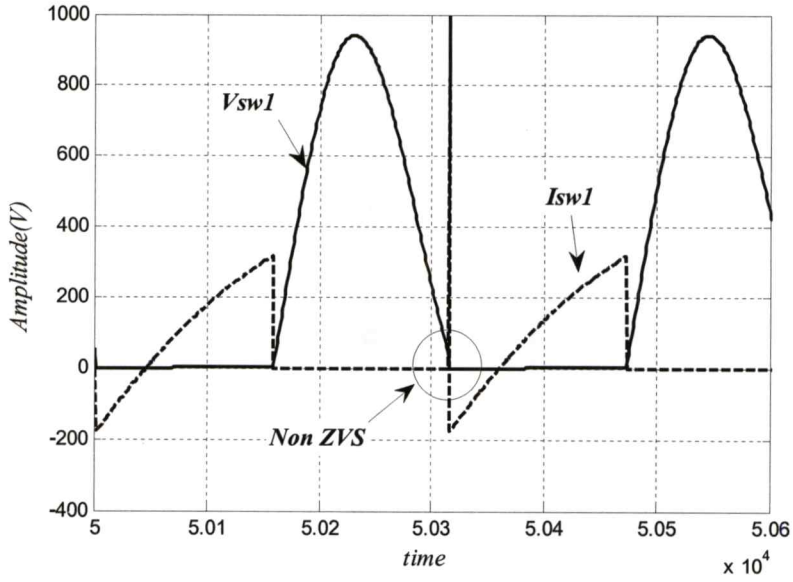


รูปที่ 3.24 ความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดแรงดันสวิตช์กับความถี่สวิตช์



รูปที่ 3.25 ความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดกระแสไหลผ่านสวิตช์กับความถี่สวิตช์

จากรูปที่ 3.25 จะเห็นว่าช่วงของการเกิดการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ ที่เหมาะสมอยู่ระหว่างความถี่สวิตช์ 23-31kHz ซึ่งในทางปฏิบัติจริงที่ความถี่สวิตช์ต่ำกว่า 23 kHz ยังคงใช้งานได้ แต่จะทำให้พิกัดของสวิตช์สูงมาก และที่ความถี่สวิตช์สูงกว่า 31kHz จะทำให้เกิดการสวิตช์ขณะแรงดันไม่เป็นศูนย์กระแสที่ไหลผ่านสวิตช์ชั่วขณะจะสูงมากดังรูปที่ 3.26 ทำให้เกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์สวิตช์ได้ง่าย



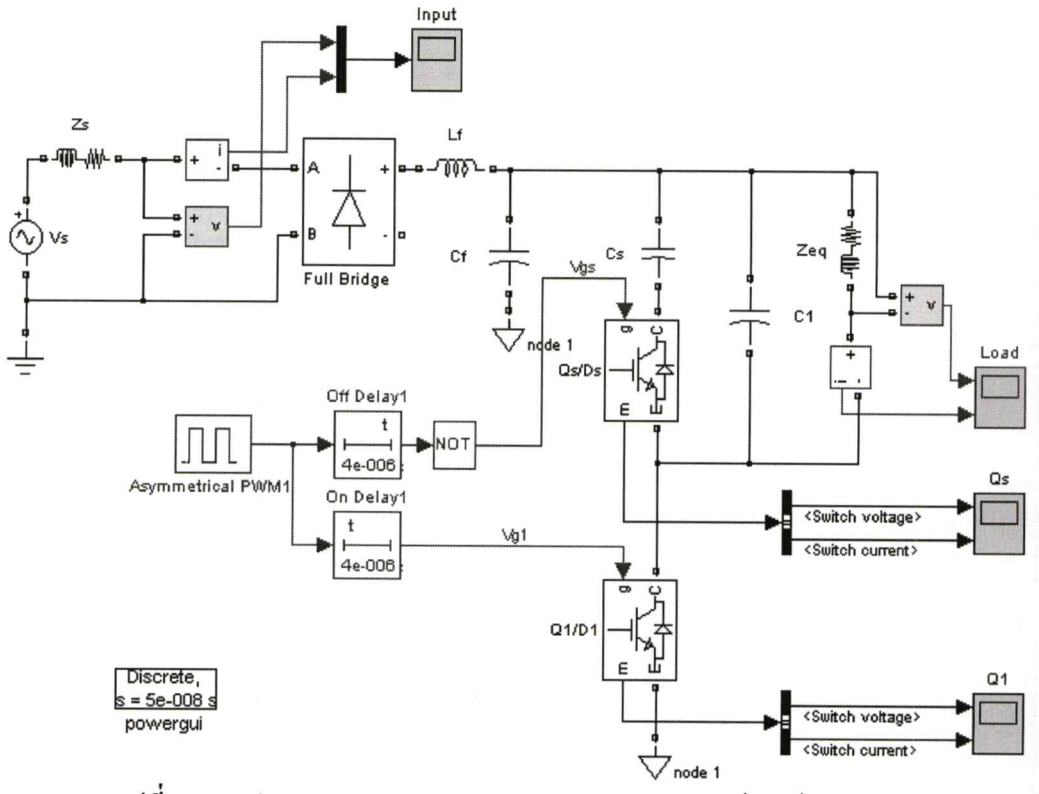
(200V/div,20A/div,10us/div)

รูปที่ 3.26 การสวิตช์ขณะแรงดันไม่เป็นศูนย์

จากกราฟรูปที่ 3.18 จะเห็นได้ว่ากำลังไฟฟ้าเอาท์พุทจะลดลงเมื่อเพิ่มความถี่สวิตช์ขึ้น โดยจะเปลี่ยนแปลงอยู่ในย่าน 800 - 2200W เป็นไปตามลักษณะควบคุมแบบเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าด้วยการควบคุมความถี่สวิตช์ นอกจากนี้ค่าอื่นๆ คือค่าตัวประกอบกำลัง และประสิทธิภาพจะลดลง ส่วนค่า THD_i จะเพิ่มขึ้นโดยค่าตัวประกอบกำลังอยู่ที่ 0.99 ค่าประสิทธิภาพอยู่ที่ 94 - 95% และค่า THD_i อยู่ที่ 2. -4%

3.3.2 การจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์หลังปรับปรุง

เป็นการจำลองการทำงานโดยการเพิ่มชุด Active-Clamped เพื่อลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก Q_1 ซึ่งประกอบด้วยสวิตช์ Q_s ต่ออนุกรมกับตัวเก็บประจุ C_s 3 μF คร่อมวงจรโหลด Z_{eq} ใช้ความถี่สวิตช์คงที่ 20kHz โดยยังคงค่าตัวแปรในการจำลองการทำงานของคลาสอีไว้ดังตารางที่ 3.4 และการจำลองเบื้องต้นเพื่อเป็นการตรวจสอบค่าความสัมพันธ์ต่างๆ เมื่อดิวตี้แฟคเตอร์ของสัญญาณขับเกตมีการเปลี่ยนแปลงค่า ดังแสดงในรูปที่ 3.28 ถึงรูปที่ 3.32

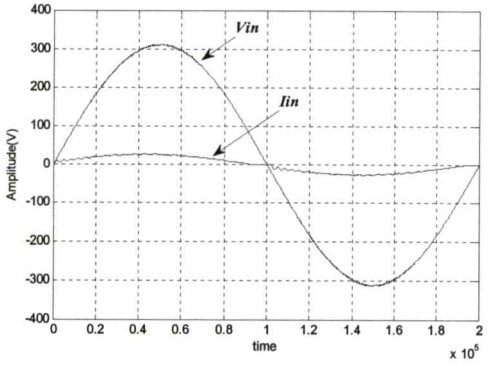


รูปที่ 3.27 รูปของวงจรการจำลองการทำงานของอินเวอร์เตอร์หลังปรับปรุง

ตารางที่ 3.4 ตัวแปรที่ใช้ในการจำลองการทำงานหลังปรับปรุง

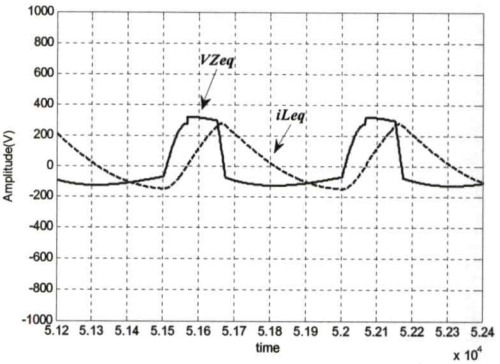
V_s	Input Voltage	220,50	V_{AC}, Hz
f_s	Switching frequency	20	kHz
f_r	Resonant frequency	42	kHz
L_f	Input filter	450	μH
C_f	Input filter	5	μF
L_{eq}	Equivalent inductor	84.25	μH
R_{eq}	Equivalent resistor	3.8	Ω
C_1	Resonant capacitor	173	nF
C_s	Clamping capacitor	3	μF

3.3.2.1 ผลการจำลองอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์หลังปรับปรุง



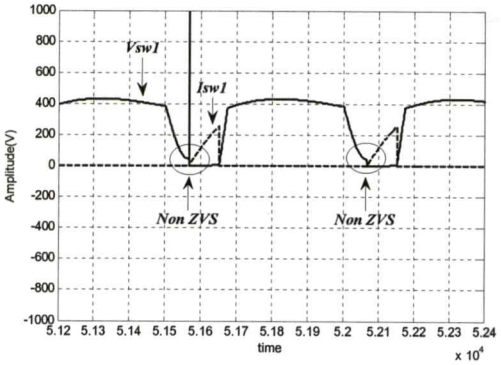
(ก) แรงดันและกระแสด้านอินพุท

100V/div,10A/div,2ms/div



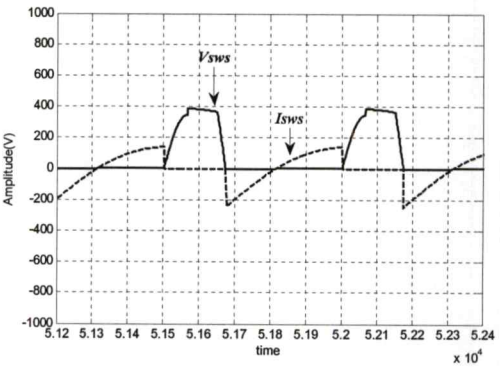
(ข) แรงดันและกระแสด้านเอาท์พุท

200V/div,10A/div,10us/div



(ค) แรงดันและกระแสสวิตช์ Q_1

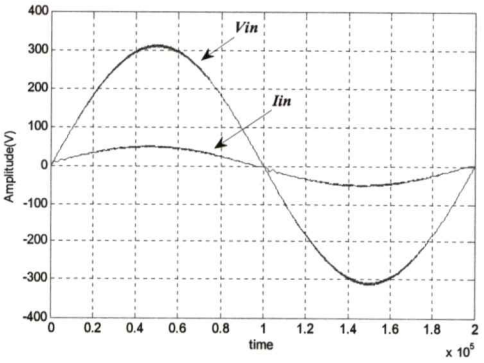
200V/div,10A/div,10us/div



(ง) แรงดันและกระแสสวิตช์ Q_s

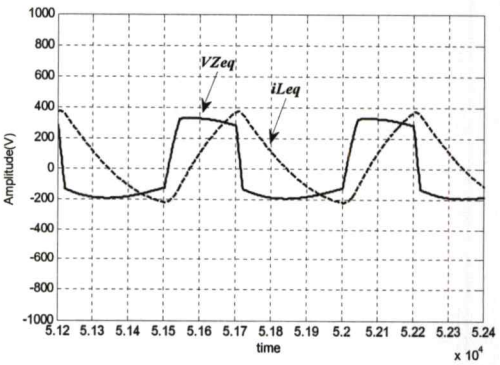
200V/div,10A/div,10us/div

รูปที่ 3.28 การจำลองการทำงานที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.3



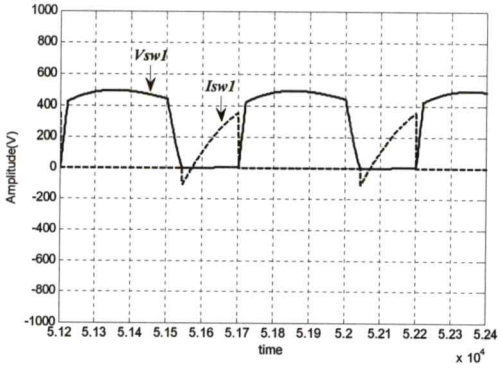
(ก) แรงดันและกระแสด้านอินพุท

100V/div,10A/div,2ms/div



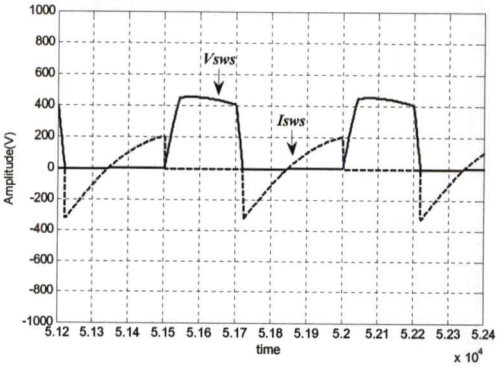
(ข) แรงดันและกระแสด้านเอาท์พุท

200V/div,10A/div,10us/div



(ค) แรงดันและกระแสสวิตช์ Q_1

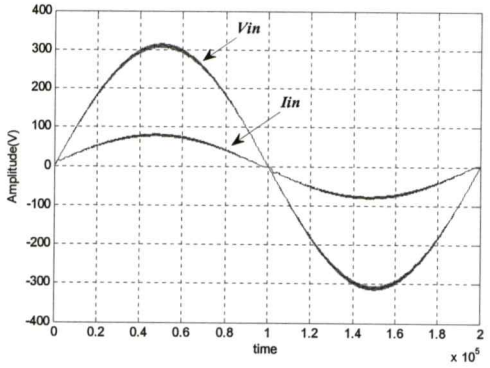
200V/div,10A/div,10us/div



(ง) แรงดันและกระแสสวิตช์ Q_s

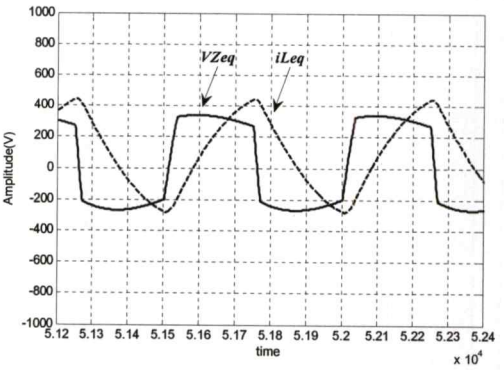
200V/div,10A/div,10us/div

รูปที่ 3.29 การจำลองการทำงานที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.4



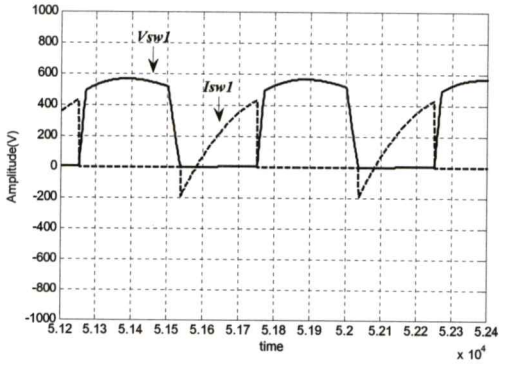
(ก) แรงดันและกระแสด้านอินพุท

100V/div,10A/div,2ms/div



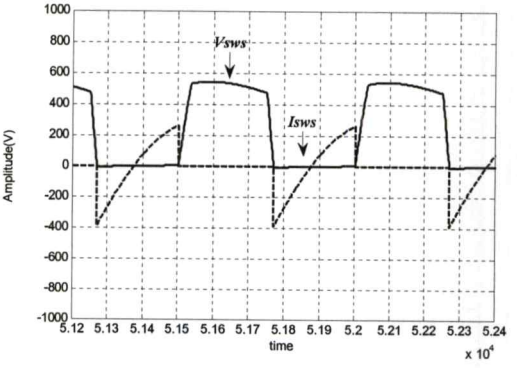
(ข) แรงดันและกระแสด้านเอาท์พุท

200V/div,10A/div,10us/div



(ค) แรงดันและกระแสสวิตช์ Q_1

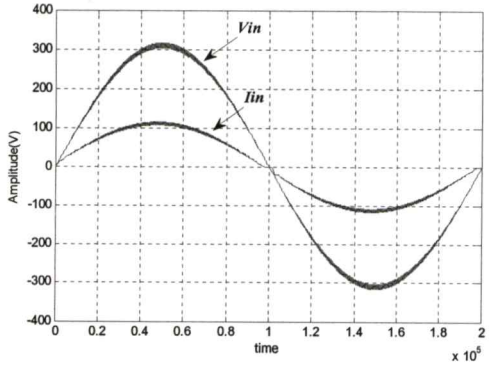
200V/div,10A/div,10us/div



(ง) แรงดันและกระแสสวิตช์ Q_s

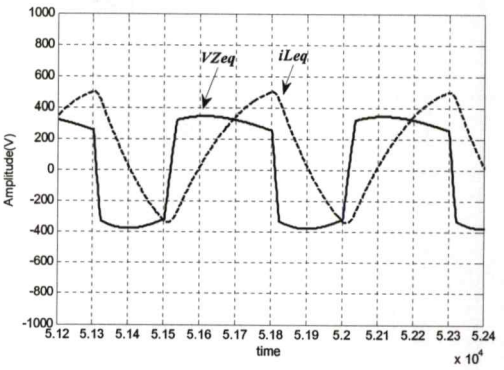
200V/div,10A/div,10us/div

รูปที่ 3.30 การจำลองการทำงานที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.5



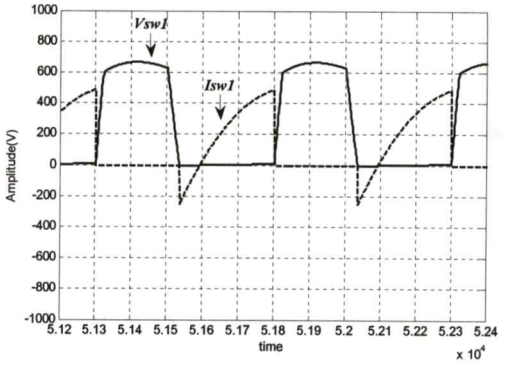
(ก) แรงดันและกระแสด้านอินพุท

100V/div,10A/div,2ms/div



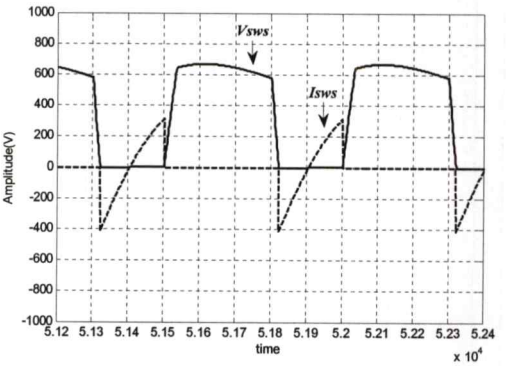
(ข) แรงดันและกระแสด้านเอาท์พุท

200V/div,10A/div,10us/div



(ค) แรงดันและกระแสสวิตช์ Q_1

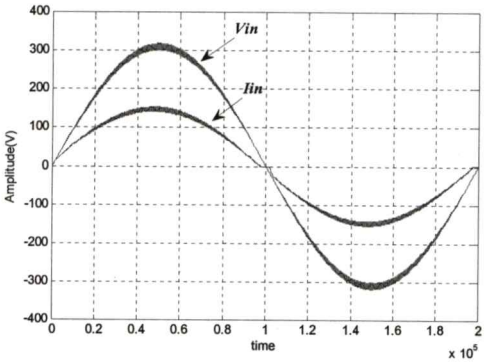
200V/div,10A/div,10us/div



(ง) แรงดันและกระแสสวิตช์ Q_s

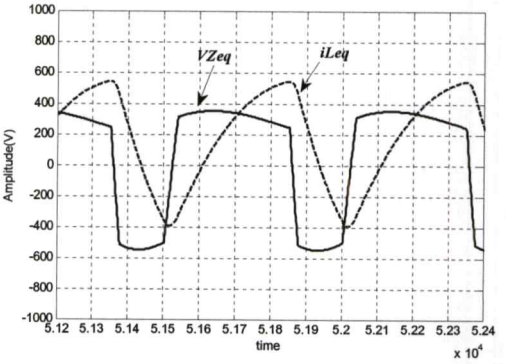
200V/div,10A/div,10us/div

รูปที่ 3.31 การจำลองการทำงานที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.6



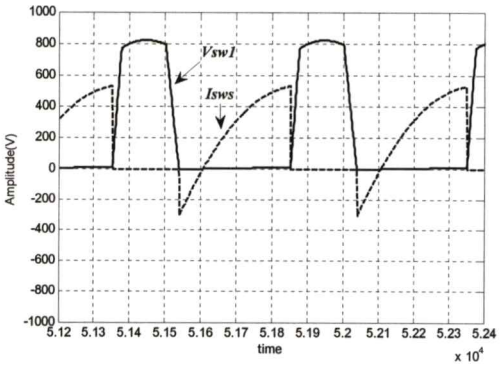
(ก) แรงดันและกระแสด้านอินพุท

100V/div,10A/div,2ms/div



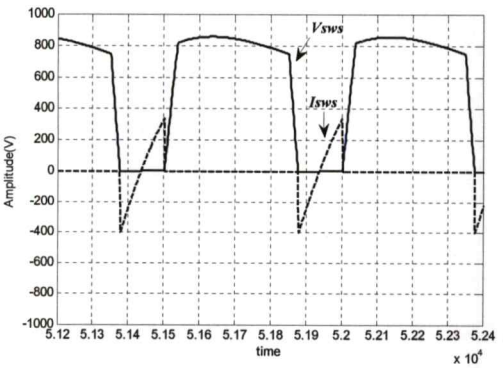
(ข) แรงดันและกระแสด้านเอาท์พุท

200V/div,10A/div,10us/div



(ค) แรงดันและกระแสสวิตช์ Q_1

200V/div,10A/div,10us/div



(ง) แรงดันและกระแสสวิตช์ Q_s

200V/div,10A/div,10us/div

รูปที่ 3.32 การจำลองการทำงานที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.7

3.3.2.2 ผลการคำนวณค่ากำลังไฟฟ้า ประสิทธิภาพ และตัวประกอบกำลังหลังปรับปรุง

ในส่วนนี้เป็นผลการคำนวณค่าที่ได้การจำลองหลังปรับปรุงข้างต้น ซึ่งจะใช้ข้อมูลจากบล็อก Scope โดยตั้งค่าในบล็อก Scope ดังนี้เลือก Save data to Workspace ชนิดข้อมูลแบบ Array ความละเอียด $0.1e^{-6}$ แล้วจึงเริ่มต้นจำลองที่ดิวตี้แฟคเตอร์ต่างๆโดยกำหนดให้ความถี่สวิตช์คงที่ 20 kHz เมื่อการจำลองการทำงานเสร็จสิ้นลง ก็จะนำข้อมูลที่ได้จาก Workspace มาคำนวณเพื่อหาค่าต่างๆ ด้วยโปรแกรม Matlab ซึ่งองค์ประกอบทางไฟฟ้าต่างๆสามารถหาได้จากสมการที่ 3.39 - 3.46

ข้อมูลที่ได้จากการจำลอง เมื่อนำมาหาคำนวณหาค่าต่างๆ จะได้ค่าตามตารางที่ 3.5 ที่กำลังไฟฟ้าเอาท์พุทระหว่าง 0.5-2kW

เมื่อ

D : ดิวตี้แฟคเตอร์

$\%\eta_{elec}$: ประสิทธิภาพทางไฟฟ้า

ตารางที่ 3.5 ค่าองค์ประกอบต่างๆ ทางไฟฟ้าที่ได้จากการคำนวณหลังปรับปรุง

D	$P_{in}(W)$	$I_{in}(A)$	$V_{in}(V)$	PF	$THD_v(\%)$	$THD_i(\%)$	$P_{out}(W)$	$\%\eta_{elec}$
0.339	529.42	2.43	220	0.988	0.47	5.61	502.00	94.82
0.366	634.78	2.91	220	0.991	0.56	4.86	602.00	94.9
0.393	739.82	3.38	220	0.993	0.66	4.42	702.00	94.96
0.419	841.37	3.84	220	0.994	0.76	4.17	799.32	95.00
0.444	947.36	4.32	220	0.995	0.86	3.99	900.30	95.03
0.468	1,053.34	4.80	220	0.995	0.96	3.88	1,001.00	95.05
0.491	1,158.73	5.28	220	0.996	1.05	3.81	1,101.00	95.06
0.513	1,262.93	5.76	220	0.996	1.15	3.76	1,200.69	95.07
0.535	1,370.32	6.25	220	0.996	1.24	3.72	1,302.80	95.07
0.555	1,470.56	6.70	220	0.996	1.32	3.70	1,402.80	95.06
0.576	1,578.00	7.20	220	0.996	1.41	3.68	1,500.30	95.05
0.596	1,683.03	7.67	220	0.996	1.50	3.67	1,599.64	95.04
0.616	1789.64	8.16	220	0.996	1.58	3.67	1,700.64	95.02
0.635	1897.82	8.66	220	0.996	1.66	3.68	1,803.00	95.00
0.655	2001.74	9.13	220	0.996	1.73	3.69	1,901.20	94.97
0.674	2106.43	9.61	220	0.996	1.81	3.73	1,999.96	94.94

จากค่าในตารางและการคำนวณเมื่อนำมาเขียนเป็นกราฟความสัมพันธ์ต่างๆกับดิวตี้แฟคเตอร์จะได้ดังนี้

รูปที่ 3.33 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้ากับดิวตี้แฟคเตอร์

รูปที่ 3.34 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพทางไฟฟ้ากับดิวตี้แฟคเตอร์

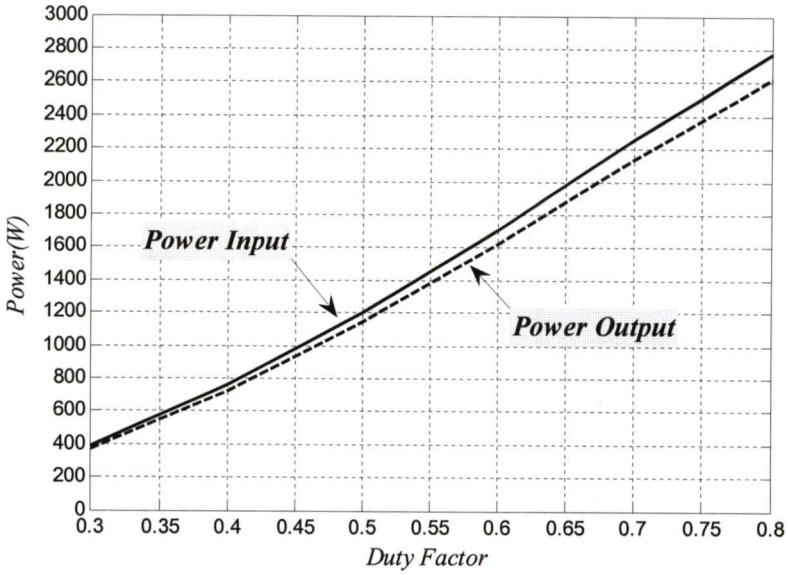
รูปที่ 3.35 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าสูญเสียกับดิวตี้แฟคเตอร์

รูปที่ 3.36 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุทกับดิวตี้แฟคเตอร์

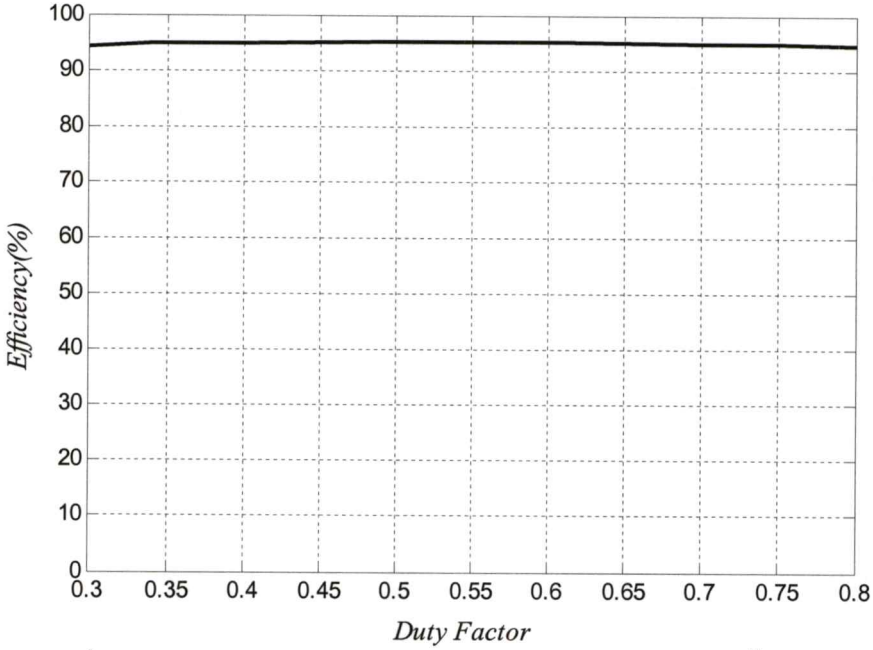
รูปที่ 3.37 ความสัมพันธ์ระหว่าง THDv THDi กับดิวตี้แฟคเตอร์

รูปที่ 3.38 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าสูญเสียกับดิวตี้แฟคเตอร์

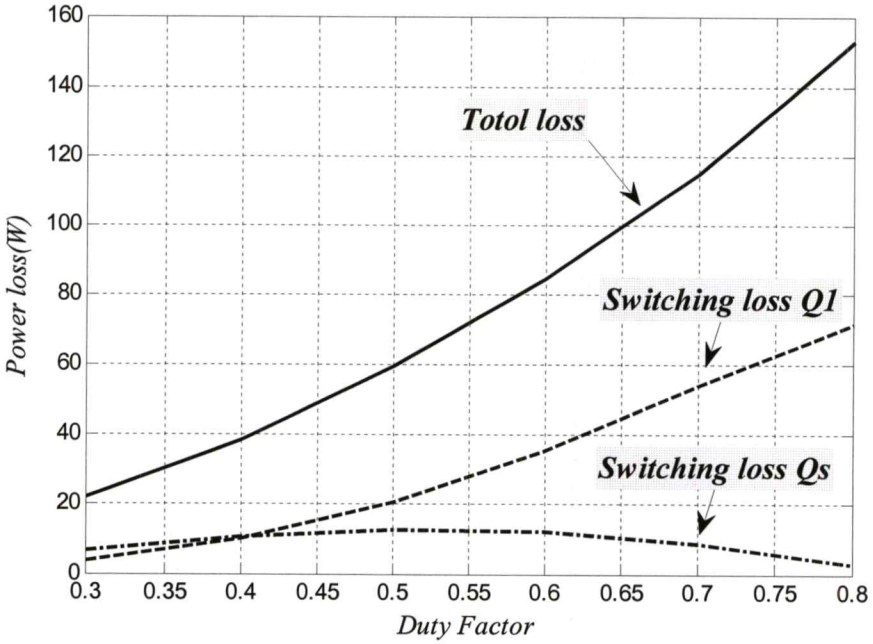
รูปที่ 3.39 ความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดกระแสสูงสุดกับดิวตี้แฟคเตอร์



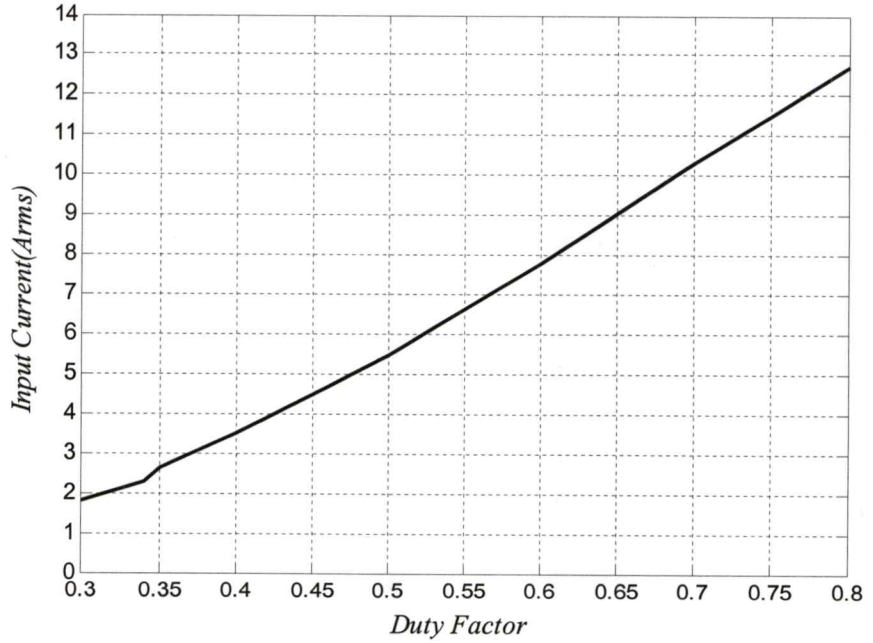
รูปที่ 3.33 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้ากับดิวตี้แฟคเตอร์



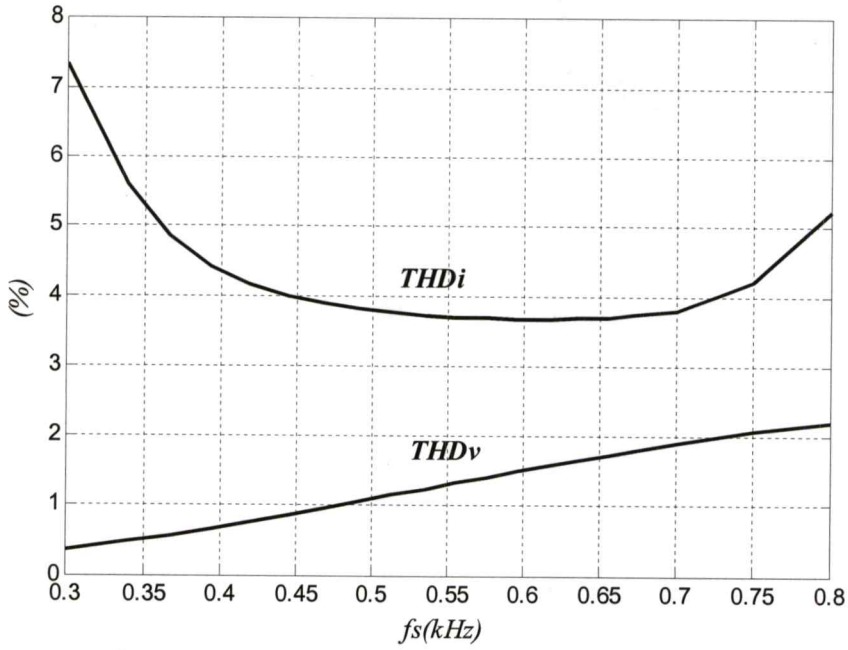
รูปที่ 3.34 ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพทางไฟฟ้ากับดิวตี้แฟคเตอร์



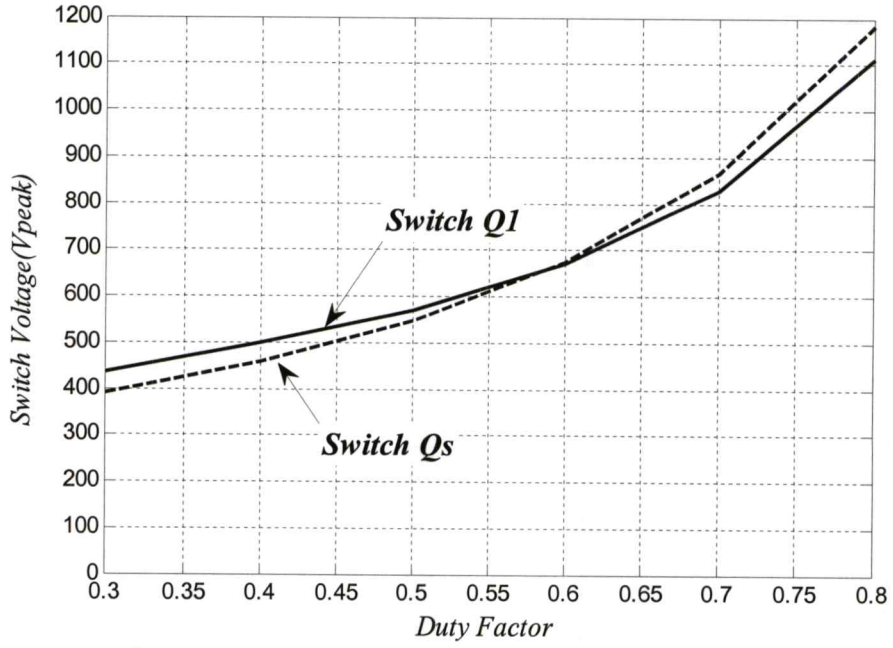
รูปที่ 3.35 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าสูญเสียกับดิวตี้แฟคเตอร์



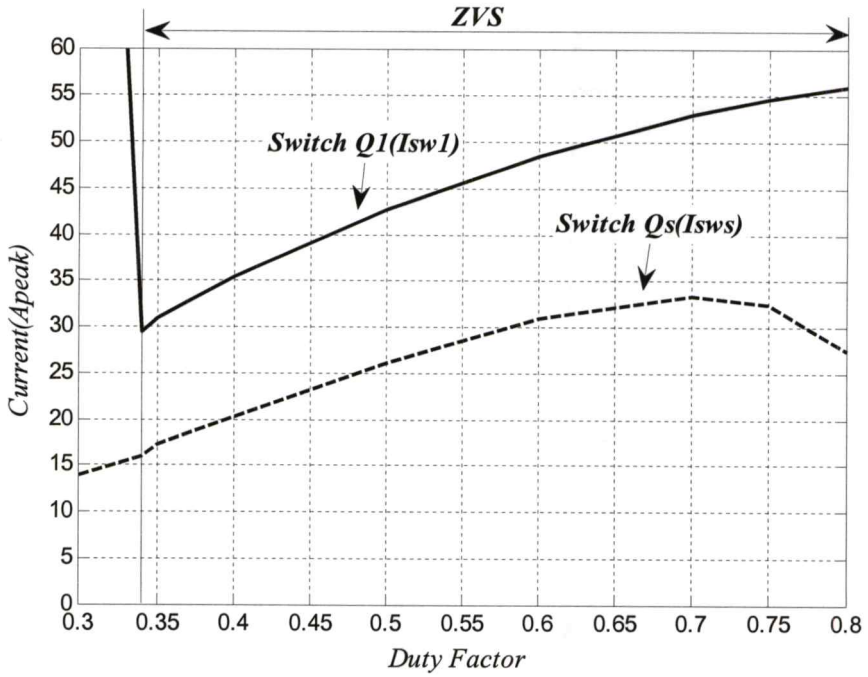
รูปที่ 3.36 ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสอินพุทกับดิวตี้แฟคเตอร์



รูปที่ 3.37 ความสัมพันธ์ระหว่าง THDv THDi กับดิวตี้แฟคเตอร์



รูปที่ 3.38 ความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดแรงดันสูงสุดกับดิวตี้แฟคเตอร์



รูปที่ 3.39 ความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดกระแสสูงสุดกับดิวตี้แฟคเตอร์

จากรูปที่ 3.39 ที่ดิวตี้แฟคเตอร์ต่ำกว่า 0.34 พิกัดกระแสที่ไหลผ่านสวิตช์หลัก Q_1 จะสูงมาก เนื่องจากเกิดการสวิตช์ขณะแรงดันไม่เป็นศูนย์ (รูปที่ 3.28(ค)) ดังนั้นช่วงของการสวิตช์ขณะที่แรงดันเป็นศูนย์จะอยู่ระหว่าง 0.34-0.8 ส่วน Q_s สามมารถทำงานในสภาวะสวิตช์ขณะที่แรงดันเป็นศูนย์ตลอดช่วงการทำงานของสวิตช์หลัก Q_1 แต่ในทางปฏิบัติจริงควรเลือกช่วงการใช้งานที่เหมาะสม เพื่อไม่ให้พิกัดของสวิตช์สูงมาก

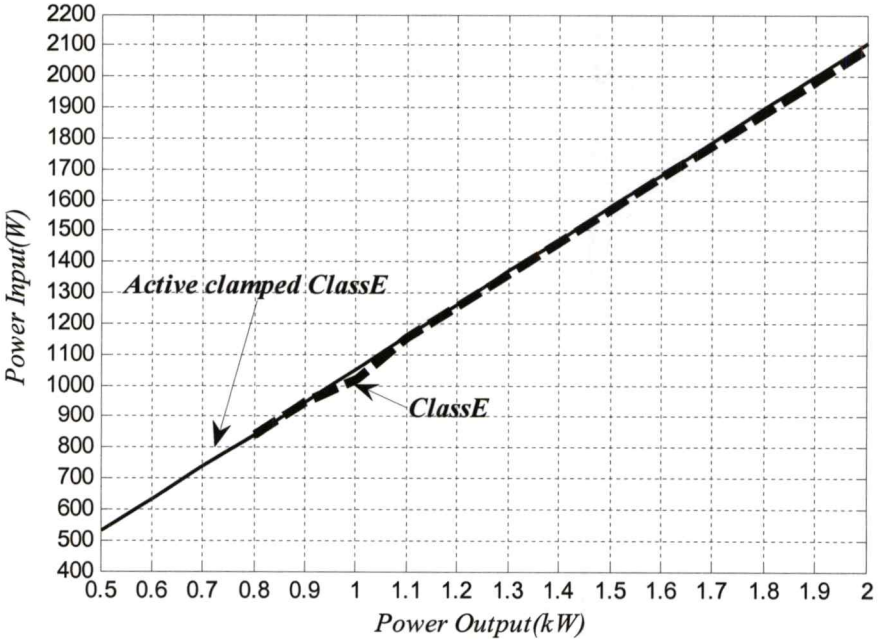
3.4 เปรียบเทียบผลจำลองคุณสมบัติของอินเวอร์เตอร์ก่อนปรับปรุงและหลังปรับปรุง

เป็นการเปรียบเทียบที่ขนาดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทที่เท่ากันระหว่าง 0.5-2kW ที่ระบบเอซี 220V, 50Hz โดยมีค่าตัวแปรคงที่ดังนี้ L_{eq} 84.25 μH , R_{eq} 3.8 Ω, C_1 173 uF และสามารถเขียนเป็นกราฟความสัมพันธ์ต่างๆเปรียบเทียบกับกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทดังนี้

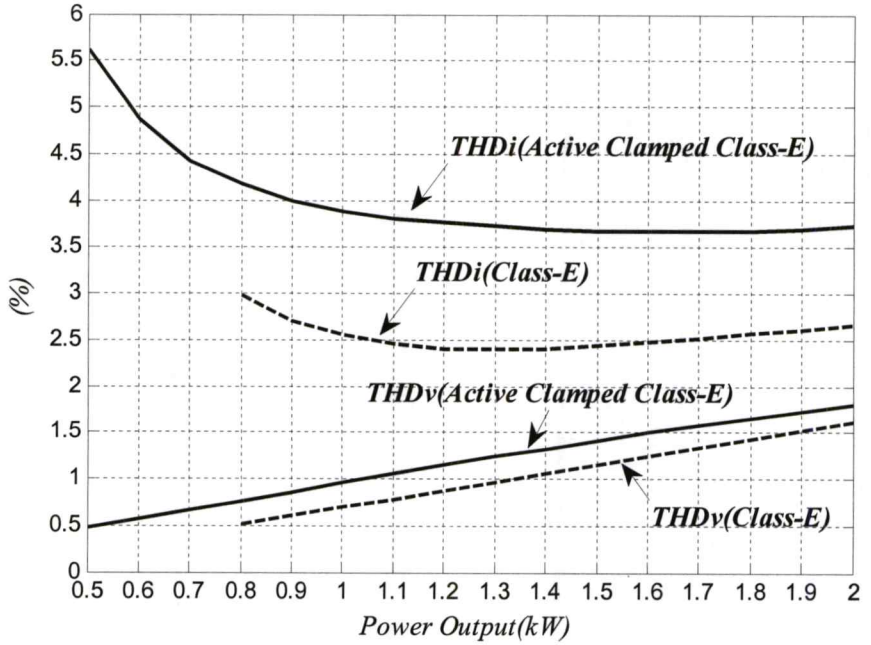
เมื่อ

อินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์หลังปรับปรุง :Active clamped class-E (ACCE)

อินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ก่อนปรับปรุง : class-E

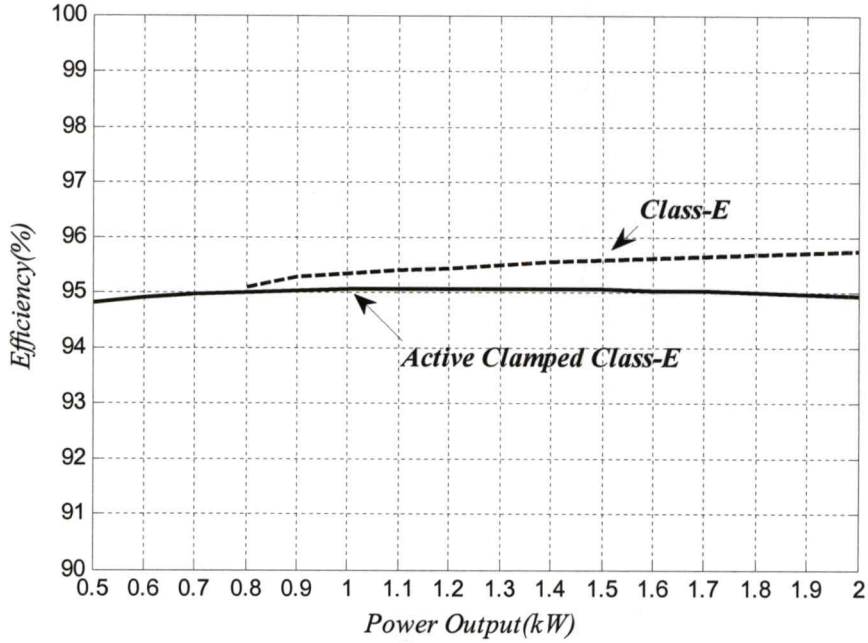


รูปที่ 3.40 เปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าอินพุทกับเอาท์พุท

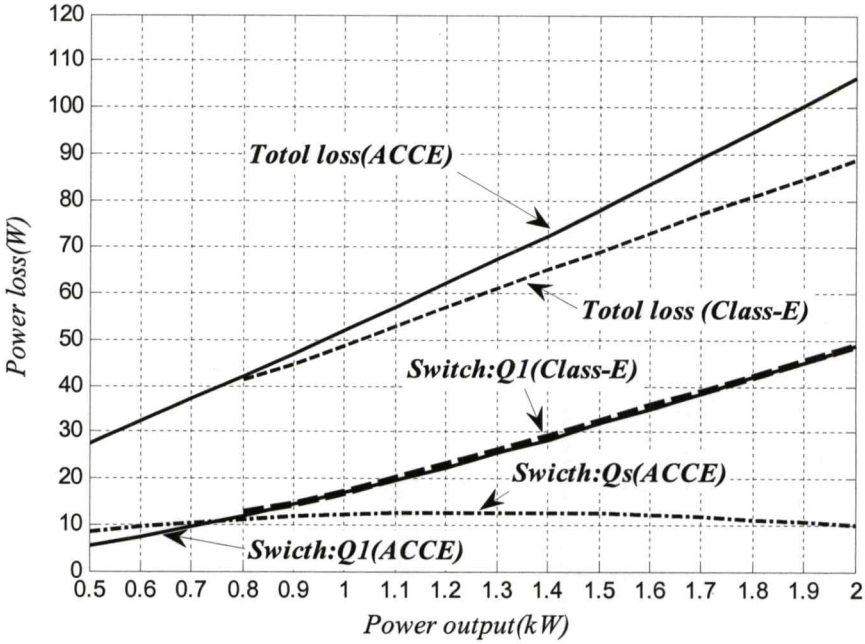


รูปที่ 3.41 เปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่าง THDv, THDi กับกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท

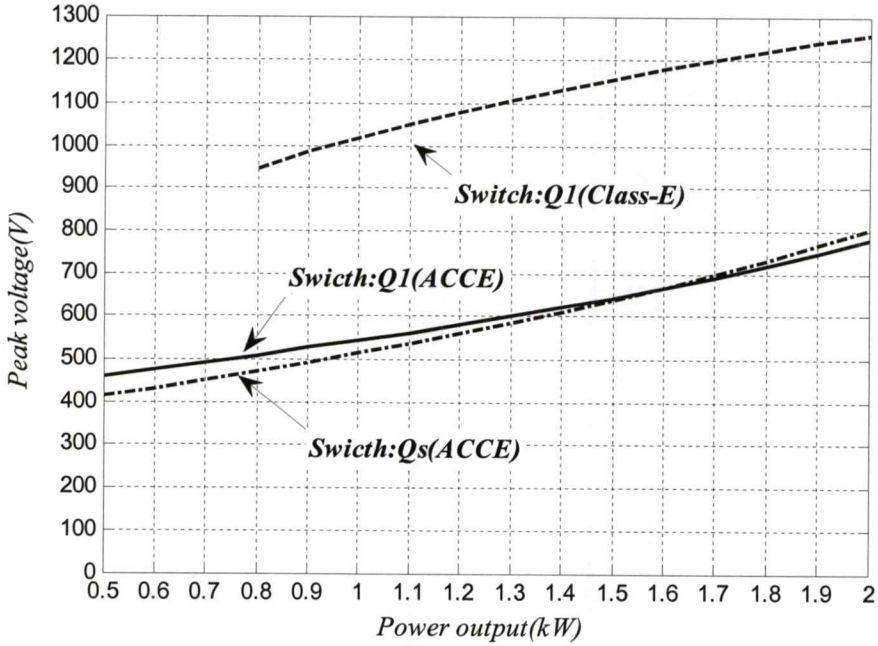
ความผิดเพี้ยนของกระแสด้านอินพุทหลังปรับปรุงจะเพิ่มขึ้นเนื่องจากการเพิ่มสวิตช์เข้าไปในวงจรทำให้มีการสวิตชิ่งในวงจรมากกว่าเดิมเป็นสองเท่าในทางปฏิบัติจะต้องเพิ่มขนาดของ L_f, C_f ฟิลเตอร์ให้เหมาะสม



รูปที่3.42 เปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพทางไฟฟ้ากับกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท

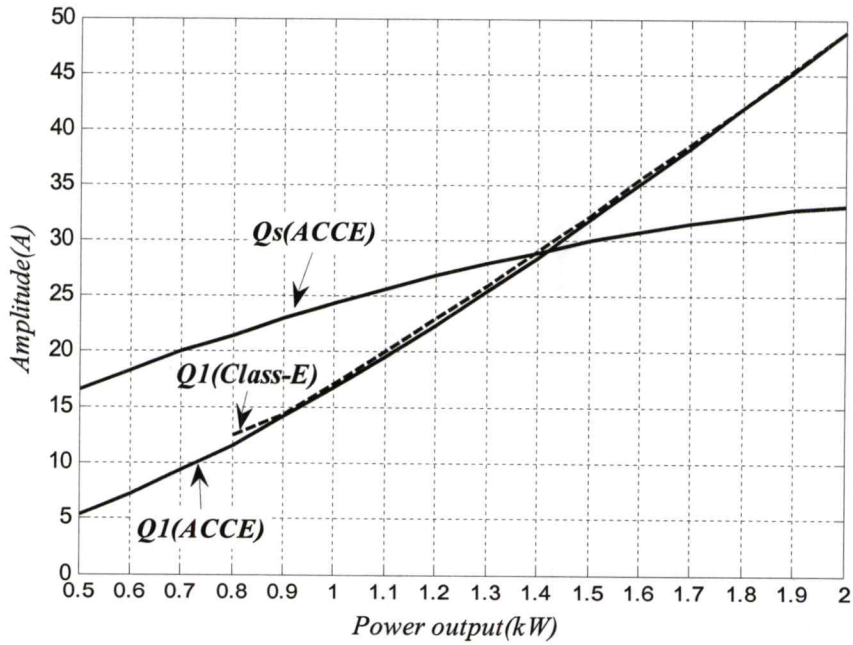


รูปที่3.43 เปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าสูญเสียกับกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท



รูปที่ 3.44 เปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดแรงดันของสวิตช์กับกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท

จากรูปที่ 3.44 พิกัดแรงดันของสวิตช์หลักหลังปรับปรุงที่ขนาดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทเท่ากัน เมื่อเทียบกับก่อนปรับปรุงจะลดลงเฉลี่ย 44%



รูปที่ 3.45 เปรียบเทียบความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดกระแสของสวิตช์กับกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท

จากรูปที่ 3.45 พิกัดกระแสของสวิตช์หลักหลังปรับปรุงที่ขนาดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทเท่ากัน จะเพิ่มขึ้น 7%

จากการเปรียบเทียบทำให้ทราบว่าเมื่อเพิ่มชุด Active clamped จะสามารถลดพิกัดแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลักจาก 1,258V เหลือ 780V เมื่อเปรียบเทียบที่กำลังไฟฟ้าเอาท์พุท 2 kW หรือลดลงเฉลี่ย 44 % แต่จะทำให้พิกัดกระแสเพิ่มจาก 50.12A เป็น 51.85A หรือเพิ่มขึ้นเฉลี่ย 7 %

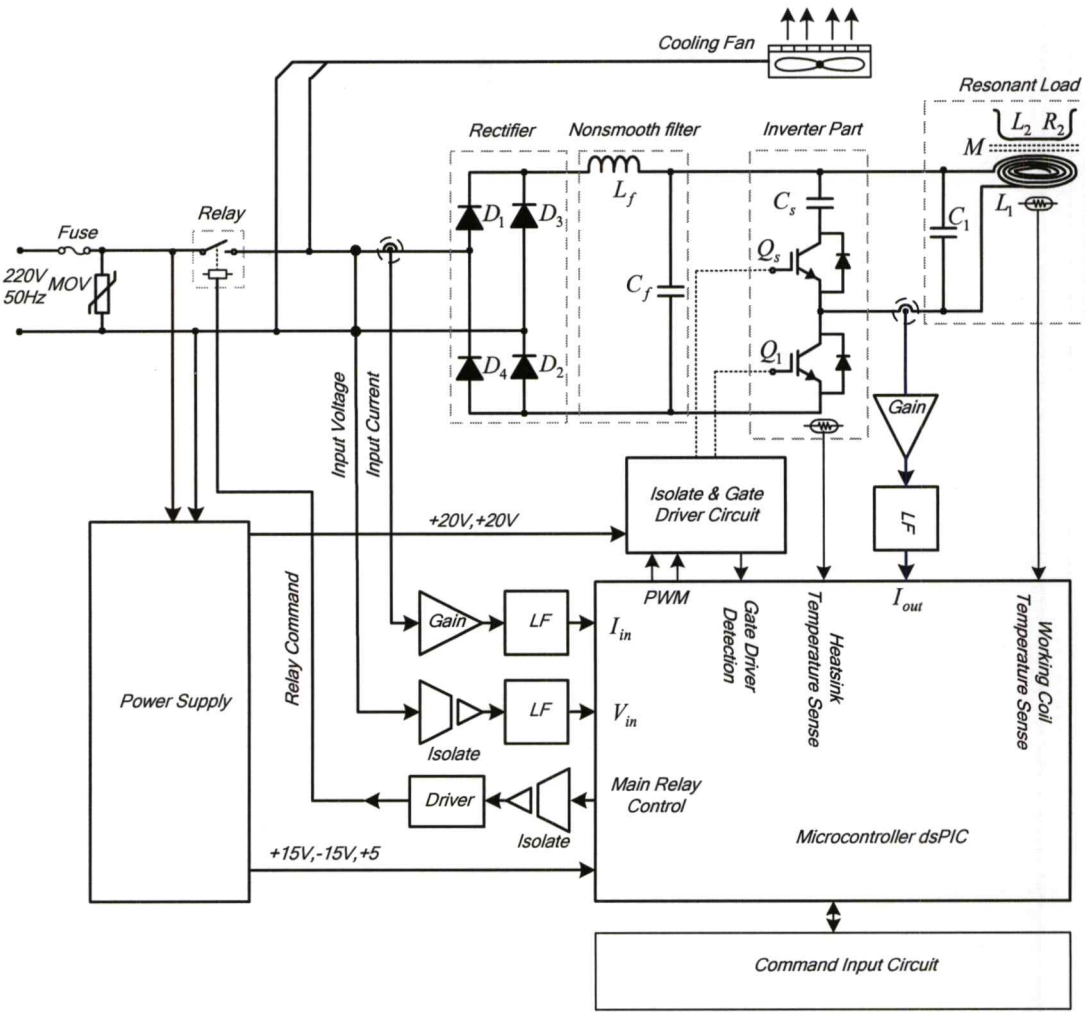
3.5 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงการวิเคราะห์อินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ก่อนปรับปรุงและหลังปรับปรุงเพื่อลดขนาดพิกัดของสวิตช์หลักเมื่อใช้งานในระบบเอซี 220 V, 50Hz และจำลองการทำงานของวงจรด้วยโปรแกรม Matlab/Simulink เพื่อศึกษาพฤติกรรมและทำความเข้าใจการทำงานของวงจร เพื่อให้มั่นใจว่าวงจรที่ออกแบบมีความเป็นไปได้ตามทฤษฎีก่อนที่จะนำไปสร้างวงจรจริงและทดสอบในทางปฏิบัติต่อไป

บทที่ 4
การออกแบบและสร้างวงจรต้นแบบที่นำเสนอ

4.1 บทนำ

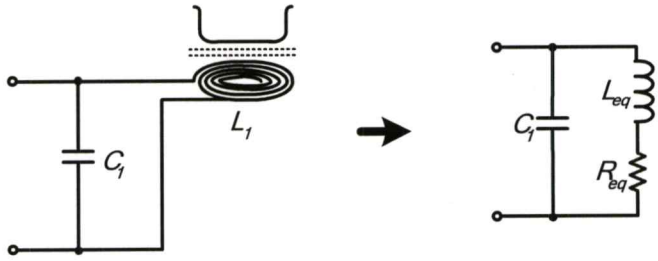
ในบทนี้จะกล่าวถึงการออกแบบวงจรและเลือกอุปกรณ์เพื่อนำมาใช้ในการสร้างเครื่องต้นแบบของเตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำ ทั้งวงจรกำลังและวงจรควบคุม โดยที่ให้การทำงานเป็นไปตามเงื่อนไขต่างๆที่ได้ออกแบบไว้ รายละเอียดของวงจรสามารถเขียนเป็นบล็อกไดอะแกรมได้ดังรูปที่4.1 โดยสามารถแยกพิจารณาการออกแบบและสร้างวงจรในส่วนต่างๆดังนี้



รูปที่ 4.1 วงจรกำลังและวงจรควบคุมของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่นำเสนอ

4.2 ชุดวงจรโหลดเรโซแนนท์

ในการออกแบบจะเริ่มจากเลือกชนิดของขนาดภาชนะที่ใช้ และขนาดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท เพื่อที่จะได้ทราบว่าจะต้องใช้จำนวนขดลวดและจำนวนรอบในการพันเท่าใดจึงจะสามารถทนกระแสเอาท์พุทได้โดยไม่ทำให้ขดลวดเสียหาย จากนั้นนำขดลวดที่ได้และภาชนะทำการวัดหาค่าความเหนี่ยวนำค่าความต้านทานสมมูลดังรูปที่ 4.2 (ข) และคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนท์

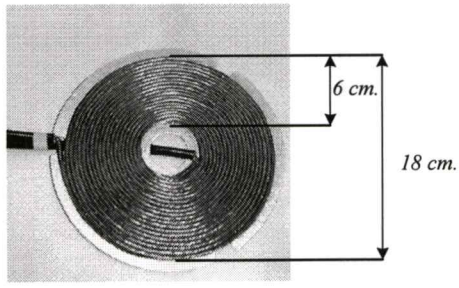


(ก) วงจรโหลด (ข) วงจรแทงค์

รูปที่ 4.2 วงจรโหลดและภาชนะหุงต้ม

4.2.1 การสร้างขดลวดเหนี่ยวนำ (*LI*)

ในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบให้ใช้งานกับภาชนะหุงต้มชนิดก้นแบนขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางระหว่าง 18-20 เซนติเมตร ดังนั้นความกว้างของชุดขดลวดจึงต้องมีขนาดใกล้เคียงหรือพอดีกับก้นภาชนะ ขดลวดได้ใช้ขดลวดทองแดงเบอร์ 30 AWG ซึ่งสามารถทนอุณหภูมิสูงสุดได้ 200 องศาเซลเซียส จำนวน 26 เส้น พันตีเกลียวเพื่อชดเชยผลสกินเอฟเฟค (Skin Effect)ที่เกิดขึ้นกับการไหลของกระแสในขดลวดทองแดงขณะทำงานที่ความถี่สูง และมีพื้นที่เพียงพอกับปริมาณกระแสที่ไหลขณะเตาหุงต้มทำงานที่พิกัดสูงสุด (~60 A_{peak})ออกแบบฟอร์มขดลวดเป็นวงกลมดังรูปที่ 4.3 โดยจุดศูนย์กลางเว้นช่องว่างเส้นผ่านศูนย์กลาง 4 เซนติเมตร พันให้ชิดติดกันจากด้านในออกสู่ด้านนอกทั้งหมด 29 ชั้น เคลือบวานิชแล้วอบให้แห้งขดลวดที่ได้เมื่อนำไปวัดค่าความเหนี่ยวนำ (L_{eq}) ขณะมีโหลดภาชนะจะได้เท่ากับ 112 μH ความต้านทาน (R_{eq}) 4.8 Ω ระยะ Gap 1 เซนติเมตร ที่ความถี่ทดสอบ 20-40kHz



รูปที่ 4.3 ขดลวดสำหรับภาชนะก้นแบน

4.2.2 การออกแบบค่าตัวเก็บประจุเรโซแนนท์ (*C1*)

จากคุณสมบัติของวงจรขนานที่ความถี่ต่ำกว่าจุดเรโซแนนท์จะมีคุณสมบัติเป็น Inductive เมื่อกำหนดให้ความถี่สวิตช์ 20 kHz ดังนั้นจึงต้องออกแบบตัวเก็บประจุที่ทำให้เกิดจุดเรโซแนนท์สูงกว่าความถี่สวิตช์ ในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบไว้ที่ 36 kHz จะทำให้ได้ค่า Q ของวงจรแทงค์อยู่ระหว่าง 2-3 ที่ความถี่สวิตช์ 20kHz ดังนั้น C_1 หาได้จาก

$$X_L = X_C$$

$$X_L = 2\pi f_r L_{eq}$$

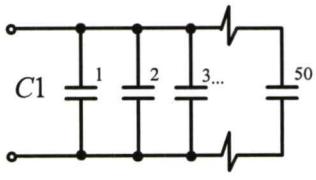
$$= 2\pi(36\times10^3)(112\times10^{-6})$$

$$= 25.4\Omega$$

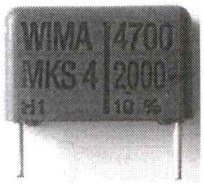
$$X_C = \frac{1}{2\pi f_r C_1}$$

$$C_1 = 173nF$$

ในทางปฏิบัติใช้ตัวเก็บประจุชนิดโพลีโพรไพลีนฟิล์มขนาด 4700pF $2000V_{DC}$ 37 ตัวต่อขนานกันดังรูปที่4.4 จะได้ค่า 173.9 *nF* เพื่อลดค่าความต้านทานอนุกรมสมมูล (ESR:Equivalent Series Resistant) ที่อยู่ในตัวเก็บประจุให้น้อยลงเพราะเนื่องมาจากค่าความต้านทานดังกล่าวจะทำให้ตัวเก็บประจุมีความสูญเสียมากขึ้นขณะทำงานที่กระแสและความถี่สูง ส่งผลให้ตัวเก็บประจุนั้นเกิดความเครียดทางไฟฟ้าและทำให้เสียหายได้ในที่สุด

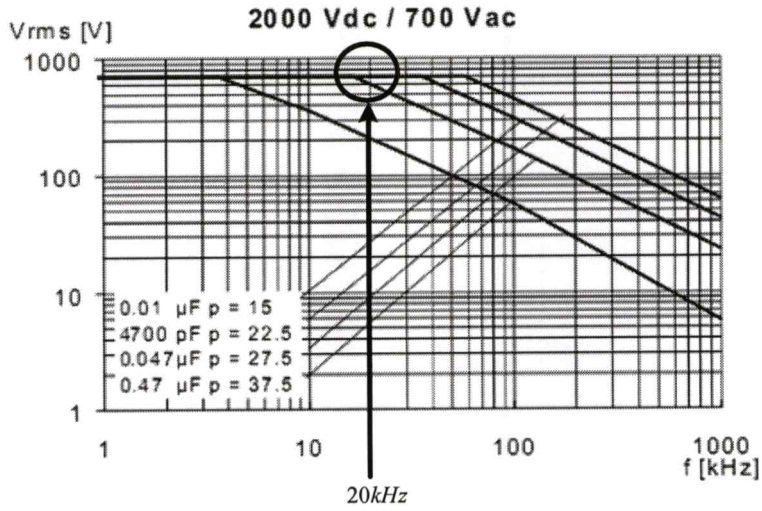


(ก) วงจรขนานตัวเก็บประจุ



(ข) รูปร่างของตัวเก็บประจุ 4700 pF

รูปที่ 4.4 ลักษณะตัวเก็บประจุที่ใช้งาน



รูปที่ 4.5 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างแรงดัน(V_{rms}) และความถี่ที่ใช้งาน

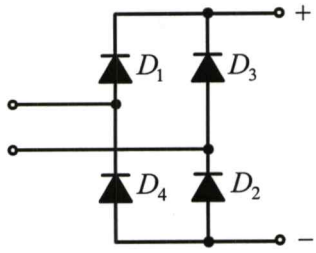
รูปที่ 4.5 เป็นกราฟใช้สำหรับตรวจสอบค่าเบอร์ของตัวเก็บประจุที่เลือกมาใช้งานมีคุณสมบัติเหมาะสมหรือไม่ซึ่งหาดูได้จากคู่มือการใช้งานของตัวเก็บประจุชนิดนั้นๆ

4.3 การออกแบบวงจรกำลัง

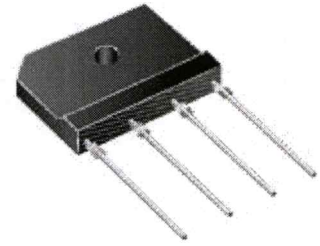
วงจรกำลังซึ่งประกอบด้วยส่วนต่างๆดังนี้

4.3.1 การออกแบบวงจรเรียงกระแส

ไดโอดที่ใช้ในงานวิจัยจะเป็นไดโอดกำลังชนิดเต็มคลื่นแบบโมดูลดังแสดงวงจรภายในและรูปร่างของไดโอดดังรูปที่ 4.6 (ก) และ (ข) ตามลำดับ โดยพิกัดกำลังหาได้ตามสมการที่ (4.1)



(ก) วงจรภายในของไดโอด



(ข) รูปร่างของไดโอด

รูปที่ 4.6 ไดโอดกำลังชนิดเต็มคลื่นแบบโมดูล

$$P_{in} = V_{in}.I_{in}.\cos\phi \tag{4.1}$$

ตามคุณสมบัติของของเตาหุงต้มที่กำหนดไว้เป็น

พิกัดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท		1,500	W
ประสิทธิภาพทางไฟฟ้าจากการจำลอง		95	%
ด้านอินพุทรับไฟฟ้ากระแสสลับ		220	V
ตัวประกอบกำลังมีค่า(ค่าต่ำสุด)		0.95	
กำลังไฟฟ้าอินพุท	=	(1500x100)/95	
	=	1,579	W
จากสมการที่ (4.1)ได้			
กระแสที่จะไหลผ่านไดโอด		7.55	A

แต่เนื่องจากวงจรดังกล่าวมีการทำงานแบบสวิตชิ่งดังนั้นจึงกำหนดให้ไดโอดทำงานสูงสุดไม่เกิน 70 % ของพิกัดตัวเองจะได้พิกัดกระแสขั้นต่ำอยู่ที่ 10.78A ในที่นี้เลือกไดโอด บริดจ์เบอร์ RBV1510 พิกัดขนาด 1000 V 15 A โดยมีลักษณะรูปร่างดังรูปที่ 4.6 (ข)

4.3.2 การออกแบบ LC Filter

ในงานวิจัยที่เสนอนี้ได้ใช้มาตรฐาน IEC 61000-3-2 (2000-08) หรือ มอก.1448-2544 เป็นมาตรฐานอ้างอิงถึงสำหรับกำหนดขนาดฮาร์มอนิกที่เกิดขึ้นในระบบสายจ่ายของการทำงานของเครื่องที่ได้ออกแบบตามมาตรฐานระบุไว้ว่ามาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรมนี้กำหนดขึ้นโดยรับ IEC 61000-3-2 (2000-08) Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 3-2 : Limits-Limits for harmonic current emissions (equipment input current $\leq$ 16 A per phase) มาใช้ในระดับเหมือนกันทุกประการ (identical) โดยใช้ IEC ฉบับภาษาอังกฤษเป็นหลัก

มาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรมนี้ เกี่ยวข้องกับขีดจำกัดของกระแสฮาร์มอนิกที่ถูกป้อนเข้าสู่ระบบจ่ายไฟฟ้าสาธารณะ โดยกำหนดขีดจำกัดของส่วนประกอบฮาร์มอนิกของกระแสไฟฟ้าเข้าซึ่งถูกสร้างขึ้นโดยบริภัณฑ์ที่ถูกทดสอบภายใต้ภาวะที่ระบุมาตรฐานนี้ใช้ได้กับบริภัณฑ์ไฟฟ้าและอิเล็กทรอนิกส์ ที่มีกระแสไฟฟ้าเข้าไม่เกิน 16 แอมแปร์ต่อเฟส และประสงค์ให้ต่อกับระบบจ่ายไฟฟ้าแรงดันต่ำสาธารณะ

บริภัณฑ์เชื่อมโลหะด้วยการอาร์กซึ่งไม่ใช่บริภัณฑ์สำหรับมืออาชีพที่มีกระแสไฟฟ้าเข้าไปไม่เกิน 16 แอมแปร์ต่อเฟส อยู่ในขอบข่ายของมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรมนี้

บริภัณฑ์เชื่อมโลหะด้วยการอาร์กซึ่งประสงค์ให้มืออาชีพใช้ตามที่กำหนดใน IEC 60974-1 ไม่อยู่ในขอบข่ายของมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรมนี้ และอาจต้องเป็นไปตามข้อกำหนดที่เข้มงวดซึ่งระบุไว้ใน IEC 61000-3-4

ในมาตรฐานนี้แบ่งระดับโหลดในการพิจารณาเพื่อจำกัดฮาร์มอนิกได้ดังนี้

Class A : อุปกรณ์ที่ใช้กับระบบไฟฟ้าสามเฟสสมดุลหรืออุปกรณ์อื่นๆที่ไม่ได้ถูกกำหนดไว้

Class B : อุปกรณ์ที่ใช้พลังงานไฟฟ้าแบบพกพาได้และที่มีลักษณะใกล้เคียง เช่น อุปกรณ์ในการเชื่อม

Class C : อุปกรณ์ไฟฟ้าประเภทให้แสงสว่างรวมทั้งตัวควบคุมการปรับแสงสว่าง

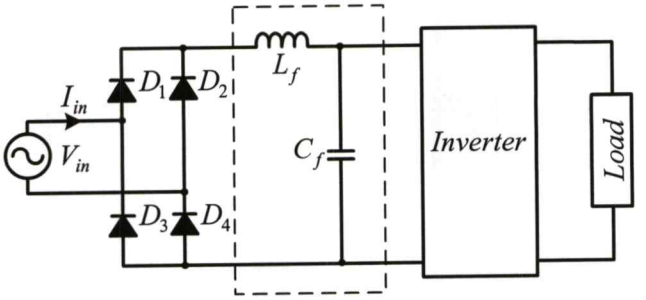
Class D : อุปกรณ์ไฟฟ้าที่ทำรูปร่างกระแสผิดเพี้ยนไปเป็นพิเศษ (Special Wave Shape) และกินกำลังไฟฟ้าน้อยกว่าหรือเท่ากับ 600 วัตต์

ในงานวิจัยนี้จะใช้ ClassAซึ่งสามารถพิจารณาค่าจำกัดกระแสฮาร์มอนิกได้ตามตารางที่ 4.1

ตารางที่ 4.1 ขีดจำกัดค่ากระแสฮาร์มอนิกตามมาตรฐานของ Class A

ฮาร์มอนิกลำดับเลขคี่		ฮาร์มอนิกลำดับเลขคู่	
ลำดับฮาร์มอนิก	ค่ากระแสสูงสุด (A)	ลำดับฮาร์มอนิก	ค่ากระแสสูงสุด (A)
3	2.30	2	1.08
5	1.14	4	0.43
7	0.77	6	0.30
9	0.40	$8 \leq n \leq 40$	0.23(8/n)
11	0.33		
13	0.21		
$15 \leq n \leq 39$	0.15(15/n)		

ในงานวิจัยจะใช้ลักษณะของวงจร LC Filter ที่ใช้ดังแสดงในรูปที่ 4.7 หาค่าโดยกำหนดให้ค่า C_f มีค่าน้อยๆในงานวิจัยนี้เลือกใช้ค่า 5 μF จากนั้นใช้โปรแกรม Matlab จำลองการทำงานของวงจรที่ความถี่สวิตช์ 20kHz ปรับดิวตี้แฟคเตอร์ที่กำลังไฟฟ้าเอาท์พุทค่าสูงสุดและต่ำสุดโดยกำหนดค่าเริ่มต้นของ L_f 100 μH แล้วจึงค่อยๆเพิ่มขึ้น จากนั้นนำข้อมูลมาคำนวณห่าค่ากระแสฮาร์มอนิกส์เปรียบเทียบกับค่ามาตรฐานของ ClassA ได้ค่า L_f 450 μF



รูปที่ 4.7 วงวงจรเรียงกระแสหนึ่งเฟสและ LC Filter

4.3.3 วงจรอินเวอร์เตอร์

ในงานวิจัยนี้ใช้ไอจีบีทีเป็นอุปกรณ์สวิตช์โดยลักษณะของอินเวอร์เตอร์เป็นแบบกึ่งเรโซแนนท์ และโหลดเป็นตัวเหนี่ยวนำกระแสและแรงดันค่อนข้างสูงในการเลือกใช้ไอจีบีทีจึงจำเป็นต้องเลือกพิกัดปลอดภัยที่เหมาะสมจากรูปที่ 4.8 (ก) สวิตช์ Q_1 และ Q_s เราสามารถหาค่ากระแสที่ไหลผ่านสูงสุดได้จากสมการที่ 4.2

$$I_{peak} = \frac{2.\pi.P_{out}}{Vd_{\min}} \tag{4.2}$$

โดย P_{out} คือ พิกัดกำลังเอาท์พุท(W)

$Vd_{\min}$ คือ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงต่ำสุด (V)

เมื่อพิกัดของเครื่องได้กำหนดไว้ที่ 1.5 kW อินพุทรับไฟฟ้า 220 V±10% ซึ่งเมื่อแปลงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงแล้วจะได้ค่าสูงสุดคือ

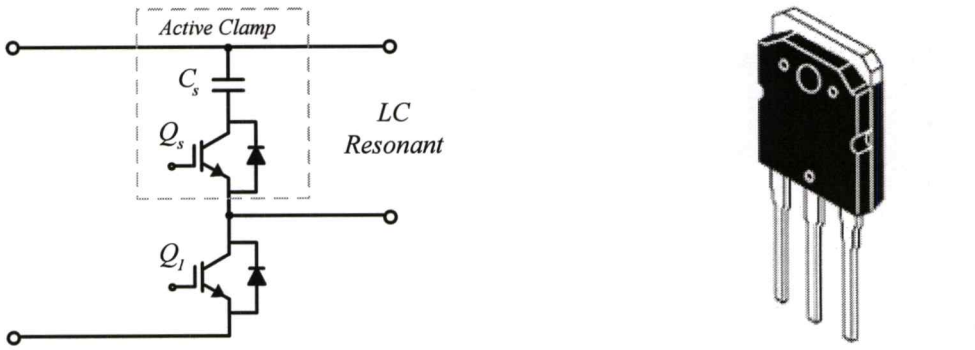
$$V_{peak} = (220 \pm 10\%).\sqrt{2}$$
$$= 342.2 \quad V$$

ตามสมการที่ 4.2 เมื่อแทนค่าจะได้กระแสสูงสุดคือ

$$I_{peak} = \frac{2.\pi.1500}{(220-10\%)\sqrt{2}}$$
$$= 33.6 \quad A$$

โดยทั่วไปการใช้งานไอจีบีทีจะเผื่อพิกัดในการใช้งานไว้ที่ 70 % เพื่อป้องกันการกระชากและการเปลี่ยนแปลงของกระแสที่เกิดขึ้นอย่างทันทีทันใด แต่ในงานวิจัยนี้จะใช้ 60% เนื่องจากเป็น

โหลดตัวเหนี่ยวนำ จะได้ว่ากระแสสูงสุดที่เหมาะสมสำหรับไอจีบีทีจะมีค่าเท่ากับ 56 A ดังนั้นไอจีบีทีที่เลือกมาใช้งานที่มีพิกัดใกล้เคียงคือ 60 A 900 V(GT60M303) ซึ่งมีขายตามท้องตลาดทั่วไป โดยแสดงลักษณะของตัวอย่างตามรูปที่ 4.8(ข) ในการใช้งานจริงจะต้องติดตั้งบนแผ่นระบายความร้อนด้วย เพื่อระบายความร้อนให้กับไอจีบีทีป้องกันไม่ให้เกิดความเสียหายอันเนื่องมาจากอุณหภูมิขณะทำงานที่ไอจีบีทีเกิน นอกจากนี้สำหรับงานที่มีพิกัดกำลังหรือความถี่สูงๆ ในทางปฏิบัติจำเป็นต้องต่อตัวเก็บประจุสนับเบอร์ (Snubber Capacitor) ไว้ด้วย เพื่อลดสไปรค์แรงดันตกคร่อมไอจีบีที ไม่ให้สูงเกินกว่าที่ไอจีบีทีจะทนได้ซึ่งตัวเก็บประจุดังกล่าวจะต่อคร่อมกับจุดแรงดันเชื่อมโยงไฟฟ้ากระแสตรง โดยค่าของตัวเก็บประจุจะได้มาจากคำแนะนำของคู่มือใช้งานไอจีบีทีเบอร์นั้นๆ



(ก) วงจรอินเวอร์เตอร์ (ข) ลักษณะไอจีบีที GT60M303

รูปที่ 4.8 วงจรอินเวอร์เตอร์และไอจีบีทีที่ใช้ในงานวิจัยนี้

ตัวเก็บประจุ C_s ขนาด 3 μF ทำหน้าที่ลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก Q_1 โดยใช้ชนิดโพลีโพรไพลีนฟิล์ม (Polypropylene film) ขนาด 1.5 μF 1000 V_{DC} ขนานกันสองตัว

(ก) วงจรใช้งาน (ข) ลักษณะตัวเก็บประจุที่ใช้

รูปที่ 4.9 ตัวเก็บประจุ C_s

4.4 วงจรร่วมอื่นๆ

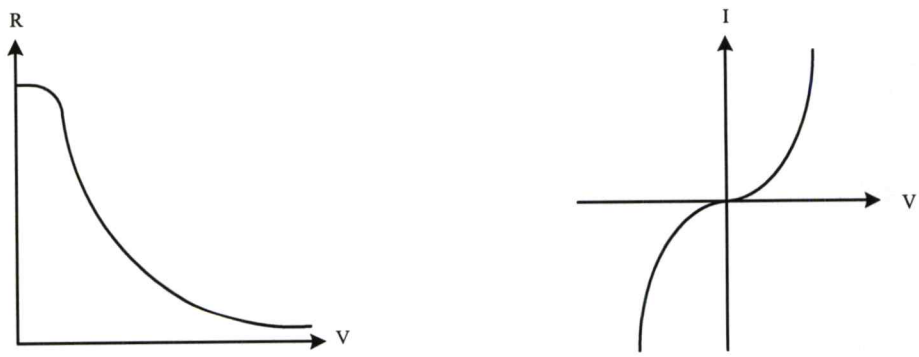
4.4.1 วงจรตัดกระแสเกิน (Fuse)

ใช้สำหรับป้องกันในกรณีที่ระบบควบคุมมีการทำงานผิดพลาดขึ้น ในงานวิจัยนี้ได้ใช้ฟิวส์หลอดแก้ว (Glass Tube) ชนิดขาดทันทีทันใด (Fast Acting) ต่อเข้ากับด้านอินพุท เป็นอุปกรณ์ในการป้องกันดังกล่าว ซึ่งการหาค่าพิกัดของฟิวส์ในงานอิเล็กทรอนิกส์จะให้พิกัดของฟิวส์มีค่าเป็น 2 เท่าของกระแสทำงานพิกัด ดังนั้นเมื่อกระแสอินพุทของเตาหุงต้มมีค่าประมาณ 7.55A จะได้พิกัดฟิวส์มีค่าเป็น 15.1A (7.55A × 2) จึงเลือกใช้ฟิวส์ขนาด 15 A/250 V

4.4.2 วงจรป้องกันแรงดันเกินชั่วขณะ (MOV)

วงจรนี้จะช่วยป้องกันแรงดันอินพุทสูงเกินชั่วขณะที่เกิดจากฟ้าผ่า การปิดเปิดวงจรที่ประกอบด้วยตัวเหนี่ยวนำหรือจากสัญญาณรบกวนที่เชื่อมโยงทางแม่เหล็กไฟฟ้า เป็นต้น ซึ่งสาเหตุต่าง ๆ เหล่านี้อาจจะทำให้เกิดความเสียหายกับวงจรได้ เหตุการณ์ดังกล่าวจะเกิดขึ้นอย่างรวดเร็วและด้วยระยะเวลาสั้น ดังนั้นการใช้วงจรป้องกันอื่น ๆ อาจจะมีความไวไม่เพียงพอ หรือถ้าใช้วงจรที่มีความรวดเร็วกับการตรวจจับอาจจะมีราคาแพง และมีการทำงานที่ยุ่งยากซับซ้อนดังนั้นจึงใช้ตัวต้านทานที่แปรค่าตามแรงดัน ซึ่งเรียกว่า วาริสเตอร์ (Varistor) ซึ่งเป็นอุปกรณ์ลงทุนน้อยด้วยอุปกรณ์ที่เป็นตัวเดียวกันเท่านั้น

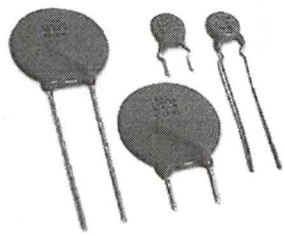
วาริสเตอร์จัดเป็นตัวต้านทานที่ไม่เป็นเชิงเส้น ต่อลักษณะขนานกับวงจร โดยมีหลักการทำงานคือ เมื่อค่าแรงดันที่ป้อนให้วาริสเตอร์ต่ำกว่าค่าที่กำหนดไว้ กระแสจะไหลได้น้อย เนื่องจากค่าความต้านทานสูง เมื่อแรงดันเพิ่มขึ้น ค่าความต้านทานจะลดลง และกระแสเพิ่มขึ้นอย่างเป็นเอ็กโพเนนเชียล ดังรูปที่ 4.10 (ข) จนทำให้วาริสเตอร์นั้นพังทลายไปขณะนั้นความต้านทานจะมีค่าเท่ากับศูนย์จะทำให้เกิดการลัดวงจรจนทำให้ฟิวส์ขาด ซึ่งเป็นการเปิดวงจรออก ดังนั้นในการต่อใช้งานจริงจึงจำเป็นต้องต่อฟิวส์ด้านหน้าวาริสเตอร์ด้วย



(ก) ค่าความต้านทานกับแรงดันตกคร่อม (ข) กระแสกับแรงดัน

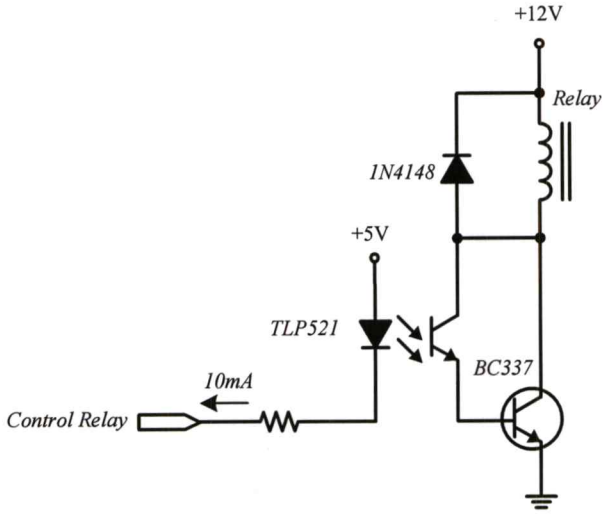
รูปที่ 4.10 กราฟแสดงคุณสมบัติการทำงานของวาริสเตอร์

การเลือกใช้งานวาริสเตอร์จะกำหนดมาจากแรงดันสูงสุดที่ยอมให้ผ่านวงจรนั้นได้ ในงานวิจัยนี้ได้กำหนดให้แรงดันสูงสุดมีค่าเท่ากับ 275 V_{peak} (220+25%) เพราะฉะนั้นจึงเลือกใช้วาริสเตอร์ขนาดพิกัด 275 V_{peak} ซึ่งหาซื้อได้ตามท้องตลาดทั่วไป ดังแสดงลักษณะของตัวอุปกรณ์ตามรูปที่ 4.11



รูปที่ 4.11 รูปร่างของวาริสเตอร์

4.4.3 วงจรตัดต่อระบบไฟฟ้าเข้าวงจร (Relay)



(ก) วงจรขับรีเลย์

(ข) รูปร่างรีเลย์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้

รูปที่ 4.12 วงจรตัดต่อระบบไฟเข้าวงจร

ทำหน้าที่ตัดต่อระบบไฟฟ้ากระแสสลับที่เข้าวงจรกำลัง โดยมีเงื่อนไขการทำงานดังต่อไปนี้

สภาวะตัดวงจร

1. ตัดวงจรขณะที่เครื่องไม่ทำงาน เพื่อลดค่าความสูญเสียที่เกิดขึ้นในวงจรกำลัง และช่วยยืดอายุตัวอุปกรณ์อิเล็กทรอนิกส์ที่ไม่จำเป็นต้องทำงานเช่น ไดโอดกำลัง ไอจีบีทีกำลัง หรือ อื่น ๆ

2. ตัดวงจรออกขณะมีการทำงานผิดพลาดขึ้น เช่น กระแสเกิน แรงดันสูงหรือต่ำเกิน ความร้อนเกิน เป็นต้น เพื่อป้องกันการเสียหายที่อาจจะเกิดขึ้นกับวงจรกำลัง

3. ตัดวงจรเมื่อเครื่องมือทำงานเสร็จสิ้น หรือปิดเครื่อง

สภาวะต่อวงจร

1. ต่อระบบไฟฟ้าเข้าวงจร เมื่อต้องการให้เครื่องเริ่มทำงานตามคำสั่งของผู้ใช้งาน

อุปกรณ์ที่ทำหน้าตัดต่อดังกล่าวในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้เป็นรีเลย์ (Relay) เนื่องจากควบคุมได้ง่าย และมีการทำงานที่ไม่ซับซ้อน ทุก ๆ ครั้งที่ต่อวงจรจะทำงานที่กระแสเป็นศูนย์ เพราะฉะนั้นความเสียหายที่เกิดขึ้นกับหน้าสัมผัสจึงน้อยมาก โดยรีเลย์ที่ใช้จะเป็นชนิดที่มีหน้าสัมผัสแบบปกติเปิด (Normally Open : NO) และหน้าสัมผัสแบบปกติปิด (Normally Close : NC) อย่างละ 1 หน้าสัมผัส เลือกใช้งานที่มีขนาดพิกัดประมาณ 2 เท่าของกระแสอินพุท ดังแสดงในรูปที่ 4.13

4.4.4 ระบบระบายอากาศ (Cooling Fan)

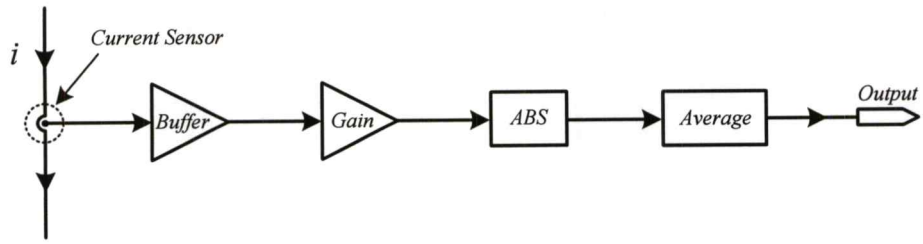
ทำหน้าที่ระบายความร้อนขณะทำงานอันเกิดมาจาก ความร้อนที่เกิดขึ้นจากการสูญเสียขดลวดเหนี่ยวนำของภาชนะ ความร้อนที่เกิดจากการสูญเสียของอุปกรณ์สวิตช์กำลัง เช่น ไอจีบีทีกำลัง และไดโอดกำลัง เป็นต้น และความร้อนที่เกิดขึ้นในส่วนอื่น ๆ ของวงจรที่คาดว่าน่าจะเกิดขึ้น ซึ่งระบบระบายความร้อนถือว่าเป็นปัจจัยสำคัญต่อการระบบ เป็นการป้องกันความเสียหาย หรือข้อผิดพลาดที่อาจเกิดขึ้นกับอุปกรณ์ขณะทำงานเมื่ออุณหภูมิสูงขึ้นได้ โดยระบบระบายอากาศดังกล่าวใช้พัดลมไฟฟ้ากระแสสลับ 220/240 V, 50/60 Hz, 0.125/0.11A เนื่องจากไม่จำเป็นต้องสร้างแหล่งจ่ายไฟเพิ่ม

4.5 การออกแบบและสร้างวงจรควบคุม

การออกแบบและสร้างวงจรควบคุมนั้นจะขึ้นอยู่กับเป้าหมายของการทำงานของเครื่องให้เป็นไปตามต้องการ เช่น การสร้างสัญญาณควบคุม, มีระบบป้องกันต่าง ๆ หรือมีฟังก์ชั่นการทำงานอื่นตามความเหมาะสม ตามรูปที่4.1 ในงานวิจัยนี้วงจรควบคุมมีหน้าที่หลักคือ สร้างสัญญาณควบคุมวงจรกำลัง และตรวจสอบการทำงานของเครื่อง จะเห็นได้ว่าจะประกอบด้วย ส่วนของวงจรช่วย ซึ่งทำหน้าที่ตรวจจับสัญญาณกระแส, แรงดัน หรือ อุณหภูมิแล้วปรับแต่งสัญญาณให้มีค่าเหมาะสม และส่งให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผลต่อไป นอกจากนี้ยังมีส่วนของวงจรที่รับค่าต่าง ๆ จากผู้ใช้งานแสดงผล และวงจรขับไอบีจีที เป็นต้น โดยสามารถแยกพิจารณาการออกแบบและสร้างได้เป็นส่วนต่าง ๆ ดังนี้

4.5.1 การออกแบบและสร้างวงจรตรวจจับกระแสอินพุท (Input Current)

วงจรส่วนนี้ทำหน้าตรวจจับกระแสอินพุท เพื่อนำกระแสจริงที่ได้ส่งต่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผลต่อไป โดยสัญญาณกระแสนี้จะป้อนกลับไปสำหรับการสร้างระบบป้องกันกระแสอินพุทมากเกิน ดังแสดงบล็อกไดอะแกรมตามรูปที่ 4.14

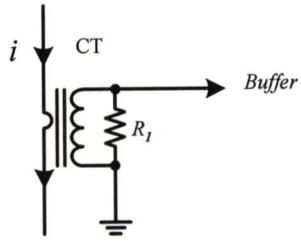


รูปที่ 4.13 บล็อกไดอะแกรมวงจรตรวจจับกระแสอินพุท

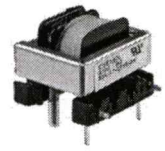
จากบล็อกไดอะแกรมวงจรตรวจจับกระแสตามรูปที่ 4.13ประกอบไปด้วย

4.5.1.1 อุปกรณ์ตรวจจับกระแส (Current Sensor)

ได้ใช้ CT (Current Transformer) เป็นตัวตรวจจับกระแส ซึ่งเป็นผลิตภัณฑ์ของ Parallax Power Component รุ่น CSE187-L สามารถตรวจจับกระแสไฟสลับได้ตั้งแต่ 0.1-30A ที่ย่านความถี่ทำงาน 50-400 Hz ตามคู่มือใช้งานจะต่อความต้านทานขนานทางด้านทุติยภูมิขนาด 60 Ω (R_1) ซึ่งจะได้อัตราส่วนของแรงดันเป็น 110 mV/A



(ก) วงจรการต่อใช้งาน

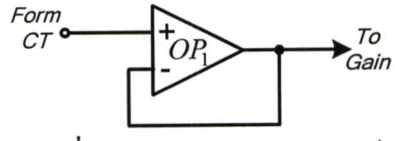


(ข) รูปร่างของ CT รุ่น CSE187-L

รูปที่ 4.14 อุปกรณ์ตรวจจับตรวจจับกระแสอินพุทที่ใช้

4.5.1.2 วงจรบัฟเฟอร์ (Buffer)

ทำหน้าที่ป้องกันการลดลงของสัญญาณที่มาจากอุปกรณ์ตรวจจับก่อนที่จะเข้าวงจรในส่วนต่าง ๆ ต่อไป (ซึ่งได้ใช้ออปแอมป์เบอร์ TL084 ออกแบบ และในส่วนของการออกแบบต่อไปจะใช้ตัวย่อ *OP*) วงจรบัฟเฟอร์ที่ใช้ต่อเป็นวงจรตามแรงดัน (Voltage Follower) ดังแสดงในรูปที่ 4.16

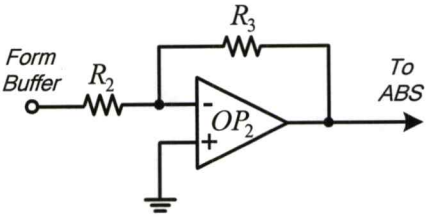


รูปที่ 4.15 วงจรการต่อบัฟเฟอร์

4.5.1.3 วงจรเพิ่มอัตราขยาย (Gain)

รูปที่ 4.17 วงจรเพิ่มอัตราขยายเนื่องจากอัตราส่วนของสัญญาณกระแสที่มาจากอุปกรณ์ตรวจจับมีค่าน้อยมาก ทำให้ขณะเครื่องทำงานที่กระแสอินพุทต่ำอาจจะทำให้เกิดการคำนวณผิดพลาดได้ ดังนั้นจึงต้องเพิ่มขนาดกระแสให้มีค่าเหมาะสมในที่นี้ได้ใช้วงจรขยายแบบกลับเฟส (Inverting Amplifier) เนื่องจากเป็นวงจรที่ง่ายและไม่ได้คำนึงถึงเฟสที่ได้ทางด้านเอาท์พุท โดยที่อัตราการขยายแรงดันดังสมการที่ (4.3)

$$\frac{V_o}{V_i} = A_v = \frac{R_3}{R_2} \tag{4.3}$$

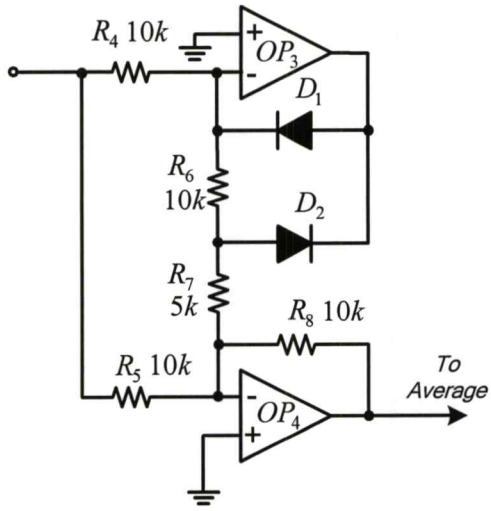


รูปที่ 4.16 วงจรเพิ่มอัตราขยาย

ในส่วนของวงจรตรวจจับกระแสอินพุทนี้ได้กำหนดค่าอัตราขยายแรงดันไว้เท่ากับ 4.55 เท่า ก็จะได้สัญญาณกระแสที่เหมาะสมและเพียงพอกับการคำนวณให้ถูกต้องแล้ว ดังนั้นจะได้ R_3 = 10 $k\Omega$ และ $R_2 = 2.2\ k\Omega$

4.5.1.4 วงจรหาค่าขนาด(Absolute)

วงจรหาค่าขนาด (Absolute) เนื่องจากสัญญาณกระแสเป็นสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับซึ่งไม่สามารถนำไปป้อนให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ได้ เพราะฉะนั้นจำเป็นจะต้องทำให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงโดยนำสัญญาณที่ได้มาผ่านวงจรหาค่าขนาด จากรูปวงจรจะประกอบด้วยความต้านทาน $(R_4 - R_8)$, ไดโอด (D_1, D_2) และออมแอมป์ (OP_3, OP_4) ซึ่งตามหลักการทำงานวงจรนี้คือวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสัญญาณขนาดเล็ก (Precision Rectifier)



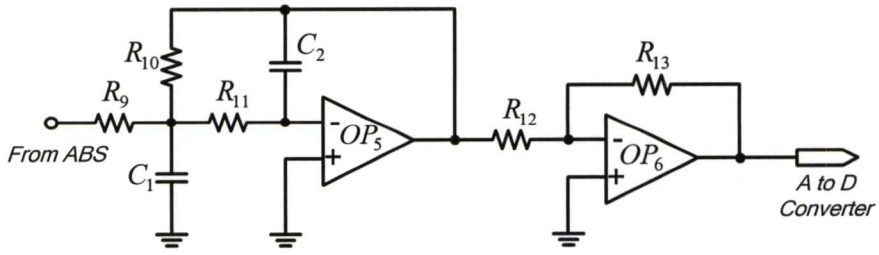
รูปที่ 4.17 วงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นสัญญาณขนาดเล็ก

4.5.1.5 วงจรหาค่าเฉลี่ย (Average)

สัญญาณที่ได้จากวงจรหาค่าขนาดจะเห็นว่ามีการกระเพื่อม (Ripple) ซึ่งเมื่อนำสัญญาณนี้ไปป้อนให้กับไมโครคอนโทรลเลอร์อาจจะทำให้เกิดการคำนวณผิดพลาดได้ ดังนั้นจึงต้องทำให้การกระเพื่อมของสัญญาณลดน้อยลง ในที่นี้ได้ใช้วงจรหาค่าเฉลี่ย ตามรูปที่ 4.19 วงจรนี้ประกอบด้วยความต้านทาน $(R_9 - R_{13})$, ตัวเก็บประจุ (C_1, C_2) และออปแอมป์ (OP_5, OP_6) ซึ่งตามลักษณะวงจรก็คือ วงจรกรองความถี่ต่ำผ่าน (Low Pass Filter) ชนิดบัตเตอร์เวิร์ท (Butterworth) แบบ 2 ชั้น เป็นวงจรที่ง่าย มีคุณภาพการกรองที่ดีพอสมควรและมีอัตราการขยายสัญญาณสูง จากรูปที่4.19 สามารถหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆของวงจรได้ดังนี้

ฟังก์ชั่นถ่ายโอน (Transfer Function) ของวงจรมีค่าเท่ากับ

$$A(s) = [-\frac{(R_{10}/R_9)}{1+\omega_C C_2\left(R_{10}+R_{11}+\frac{(R_{10}).(R_{11})}{R_9}\right)S+\omega_C{}^2.(C_1).(C_2).(R_{10}).(R_{11}).S^2}].[-\frac{R_{13}}{R_{12}}] \qquad (4.4)$$



รูปที่ 4.18 วงจรหาค่าเฉลี่ย

จากสมการที่ (4.4) ถ้ากำหนดให้

$$A_0 = -\frac{R_{10}}{R_9} \tag{4.5}$$

$$A_1 = -\frac{R_{13}}{R_{12}} \tag{4.6}$$

$$a_1 = \omega_C C_2 \left(R_{10} + R_{11} + \frac{(R_{10}).(R_{11})}{R_9} \right) \tag{4.7}$$

$$b_1 = \omega_C{}^2 (C_1).(C_2).(R_{10}).(R_{11}) \tag{4.8}$$

$$\omega_C = 2\pi f_C \tag{4.9}$$

เมื่อ f_C คือค่าความถี่คัทออฟ (Cutoff) ซึ่งเป็นความถี่ที่บอกถึงจุดกั้นไม่ให้สัญญาณที่มีความถี่สูงกว่าความถี่นี้ผ่านได้

ถ้ากำหนดค่า C_1 และ C_2 เราสามารถหาค่า $R_9 - R_{13}$ ได้คือ

$$C1 \geq C2 \frac{4b_1(1 - A_0)}{a_1{}^2} \tag{4.10}$$

$$R_{10} = \frac{a_1 C_1 - \sqrt{a_1{}^2 C_1{}^2 - 4b_1 (C_1).(C_2).(1 - A_0)}}{4\pi f_C C_1 C_2} \tag{4.11}$$

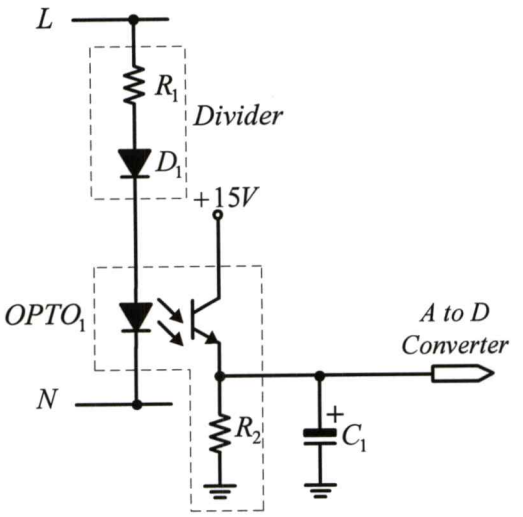
$$R_9 = \frac{R_{10}}{-A_0} \tag{4.12}$$

$$R_{11} = \frac{b_1}{4\pi^2 f_C{}^2 (C_1).(C_2).(R_{10})} \tag{4.13}$$

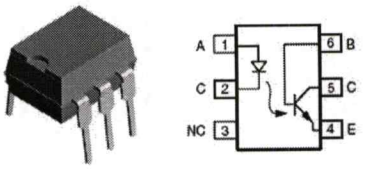
ในงานวิจัยนี้เราสามารถหาค่าต่างๆ เมื่อกำหนดให้ $A_0 = A_1 = -1$, $f_c = 15Hz$, $C_1 = 220nF$, $C_2 = 47nF$ และ $R_9 = 100k\Omega$ จากสมการที่ (4.11)–(4.13) หาค่าความต้านทานทั้งหมดจะได้ค่า $R_{10} = 100k\Omega$, $R_{11} = 110k\Omega$, $R_{12} = 10k\Omega$ และ $R_{13} = 10k\Omega$

4.5.2 การออกแบบและสร้างวงจรตรวจจับแรงดันอินพุท (Input Voltage)

วงจรส่วนนี้ทำหน้าที่ตรวจจับแรงดันอินพุทที่เป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับ เพื่อนำแรงดันจริงที่ได้ส่งต่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผลสำหรับการสร้างระบบป้องกันแรงดันอินพุทสูงหรือต่ำเกิน (สูงกว่า 220+10% V_{peak} และต่ำกว่า 220-10%V_{peak}) ดังแสดงวงจรใช้งานจริงตามรูปที่ 4.20 วงจรตรวจจับแรงดันอินพุทประกอบด้วย



(ก) วงจรใช้งานจริง



(ข) รูปร่างออปโต้

รูปที่ 4.19 วงจรตรวจจับแรงดันอินพุท

วงจรแยกส่วนสัญญาณ (Isolate) ทำหน้าที่แยกส่วนระหว่างส่วนวงจรกำลังและวงจรควบคุมหรือแยกส่วนระหว่างแรงดันสูงกับแรงดันต่ำออกจากกัน เพื่อป้องกันการลัดวงจร หรือสัญญาณรบกวนต่าง ๆ ที่อาจจะทำให้วงจรควบคุมทำงานผิดพลาดไปในที่นี้วงจรแยกส่วนได้ใช้ออปโต้ ซึ่งอาศัยหลักการแยกส่วนโดยใช้แสง เนื่องจากวงจรมีขนาดเล็ก และมีการทำงานที่ไม่ยุ่งยาก ซับซ้อนมากนัก ซึ่งวงจรประกอบด้วยออปโต้ ($OPTO_1$) และตัวต้านทาน R_2 ในที่นี้เลือกใช้ออปโต้เบอร์ 4N25

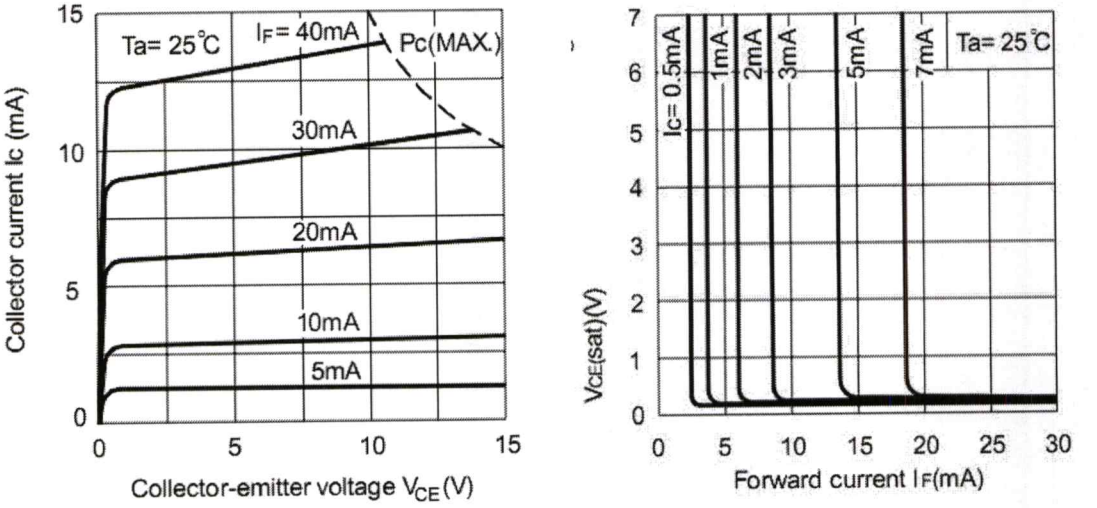
วงจรลดแรงดัน (Voltage Divider) ทำหน้าที่ลดแรงดันสูง (โดยปกติ 220V) ให้เป็นแรงดันต่ำ (R_1) และกำจัดสัญญาณซีกลบออก (D_1) ก่อนป้อนเข้าออปโต้เพื่อจะไม่ทำให้เกิดความเสียหายกับออปโต้ได้

การออกแบบวงจรแยกส่วนสัญญาณ และวงจรลดแรงดันจะมีความสอดคล้องกัน โดยใช้กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแส I_c, I_f และ V_{CE} ของข้อมูลออปโต้ดังรูปที่ 4.21 จากคู่มือการใช้งานกระแสและคุณสมบัติต่างๆจะเป็นเชิงเส้นเมื่ออุณหภูมิอยู่ในช่วง 25°C - 50 °C

$$R_1 = \frac{\sqrt{2}.(V_{rms} + 10\%)}{I_f} \tag{4.14}$$

จากสมการที่ (4.14) เมื่อกำหนดให้ $I_f = 10\ mA$ จะได้ R_1 =34.2 $k\Omega$ เลือก R_1 =30 $k\Omega$ นำค่า R_1 ไปคำนวณค่า I_f ใหม่ได้ 11.4 mA นำค่าที่ได้ไปหาค่ากระแส I_c จากกราฟจะได้ประมาณ 3.3 mA ทางด้านเอาท์พุทของออปโต้เมื่อกำหนดให้ R_2 มีค่าเท่ากับ 1 $k\Omega$ จะได้แรงดันเอาท์พุทสูงสุดประมาณ 3.3 V ซึ่งเป็นค่าที่มากพอสำหรับการป้อนให้ไมโครคอนโทรลเลอร์คำนวณแล้วมีความผิดพลาดน้อยที่สุด

วงจรกรอง (Filter) ทำหน้ากรองแรงดันเอาท์พุทที่ออกจากออปโต้ให้เรียบ เนื่องจากรูปคลื่นที่ได้ทางด้านเอาท์พุทของออปโต้มีลักษณะเหมือนกับวงจรเรียงกระแสแบบครึ่งคลื่น ดังนั้นจะมีการกระเพื่อมของแรงดันเกิดขึ้น ส่งผลทำให้การคำนวณผิดพลาดได้ โดยใช้ตัวเก็บประจุ (C_1) เป็นตัวกรอง

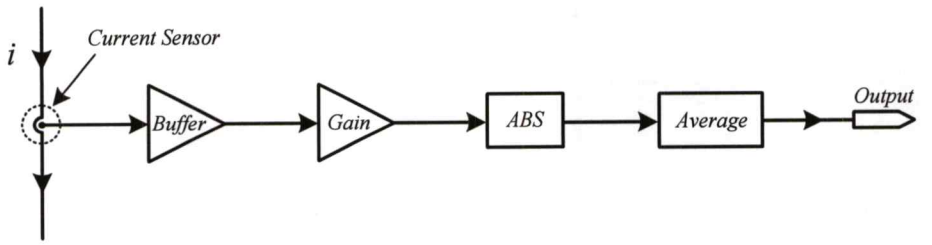


(ก) ความสัมพันธ์ระหว่าง I_C และ V_{CE} (ข) ความสัมพันธ์ระหว่าง I_f และ $V_{CE(sat)}$

รูปที่ 4.20 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างกระแส Ic , If และ Vceของออปโต้

4.5.3 การออกแบบและสร้างวงจรตรวจจับกระแสเอาท์พุท

วงจรส่วนนี้ทำหน้าที่ตรวจจับกระแสเอาท์พุท เพื่อนำกระแสจริงที่ได้ส่งต่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผลต่อไป โดยสัญญาณกระแสนี้จะป้อนกลับไปสำหรับการสร้างระบบป้องกันกระแสเอาท์พุทมากเกิน (สูงกว่า 60 A_{peak}) และระบบควบคุมกำลังงานเอาท์พุท ดังแสดงบล็อกไดอะแกรมตามรูปที่ 4.22



รูปที่ 4.21 บล็อกไดอะแกรมวงจรตรวจจับกระแสเอาท์พุท

วงจรตรวจจับกระแสเอาท์พุทตามรูปที่ 4.22 โครงสร้างวงจรจะเหมือนกับวงจรจับกระแสอินพุท ซึ่งประกอบด้วยอุปกรณ์ตรวจจับกระแสแบบความถี่สูง, วงจรบัฟเฟอร์, วงจรเพิ่มอัตราขยาย , วงจรหาค่าขนาด และวงจรหาค่าเฉลี่ย โดยจะแต่ต่างกันที่ชนิดของอุปกรณ์ตรวจจับกระแสและค่าของตัวอุปกรณ์ในวงจรต่าง ๆ เนื่องจากมีค่าความถี่สวิตชิ่งที่ 20 kHz และกระแสสูงกว่าซึ่งสามารถหาค่าต่างๆและเลือกอุปกรณ์เพื่อใช้งานได้ตามที่ได้กล่าวมาแล้ว

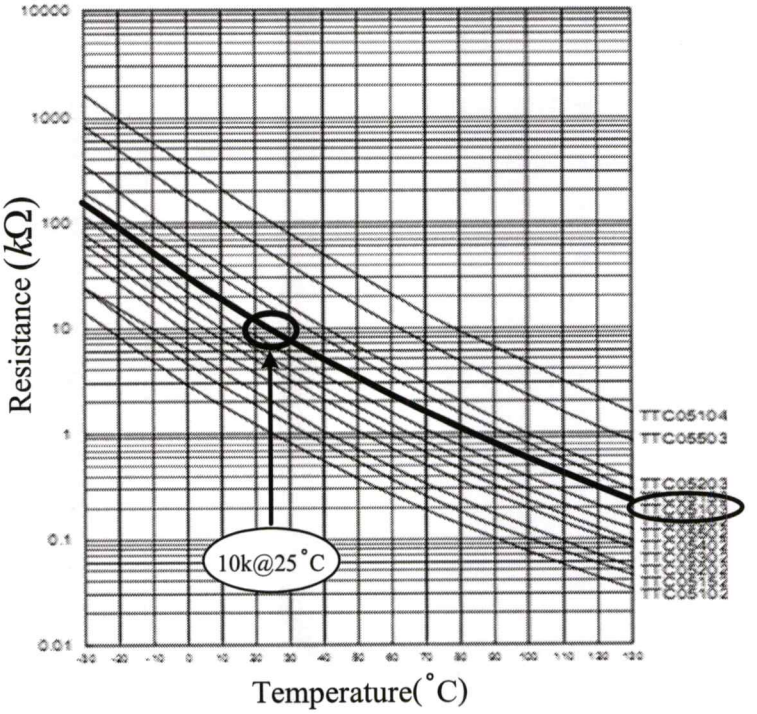
4.5.4 การออกแบบและสร้างวงจรตรวจจับอุณหภูมิ

ในงานวิจัยนี้ได้ออกแบบใช้เทอร์มิสเตอร์ (Thermistor) เบอร์ TTC05103 เป็นความต้านทานเปลี่ยนค่าได้ตามอุณหภูมิแบบลบ คือเมื่ออุณหภูมิเพิ่มขึ้นความต้านทานจะลดลงลักษณะการใช้งานจะนำตัวถังไปแนบกับตัวอุปกรณ์กำเนินความร้อนซึ่งค่าที่กำหนดมาจะเป็นค่าความต้านทานที่อุณหภูมิ 25 °C เป็นส่วนใหญ่ในที่นี้ได้เลือกเทอร์มิสเตอร์ขนาด 10kΩ@ 25 °C มาใช้การออกแบบจะใช้ข้อมูลความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานกับอุณหภูมิที่ผู้ผลิตได้ตรวจสอบไว้ตามรูปที่รูปที่ 4.23

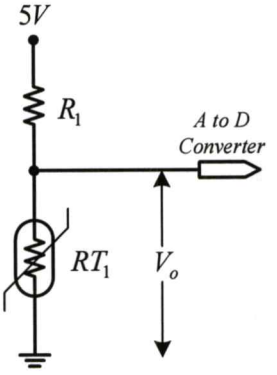
วงจรส่วนนี้ทำหน้าที่ตรวจจับอุณหภูมิซึ่งแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือ

1. ตรวจจับอุณหภูมิที่แผ่นระบายความร้อน
2. ตรวจจับอุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำของภาชนะ

โดยนำอุณหภูมิจริงที่ได้ส่งต่อให้ไมโครคอนโทรลเลอร์ประมวลผลต่อไป โดยสัญญาณอุณหภูมินี้จะป้อนกลับไปสำหรับการสร้างระบบป้องกันอุณหภูมิมากเกิน ดังแสดงวงจรใช้งานจริงตามรูปที่ 4.24



รูปที่ 4.22 ความสัมพันธ์ระหว่างค่าความต้านทานกับอุณหภูมิ



รูปที่ 4.23 วงจรตรวจจับอุณหภูมิด้วยเทอร์มิสเตอร์

ตามรูปที่ 4.24 โครงสร้างของวงจรเป็นวงจรแบ่งแรงดัน หลักการทำงานของวงจร คือ เมื่ออุณหภูมิจุดที่ตรวจจับเปลี่ยนแปลงจะทำให้เทอร์มิสเตอร์เปลี่ยนค่าความต้านทานไป ดังนั้นจึงทำให้สัญญาณแรงดันเอาท์พุทเปลี่ยนแปลงไปตามค่าของเทอร์มิสเตอร์ด้วย ตามสมการที่ (4.15)

$$V_o = \frac{5(RT_1)}{R_1 + RT_1} \tag{4.15}$$

ในงานวิจัยนี้ได้กำหนดค่าอุณหภูมิป้องกันที่อุปกรณ์ต่าง ๆ ดังนี้

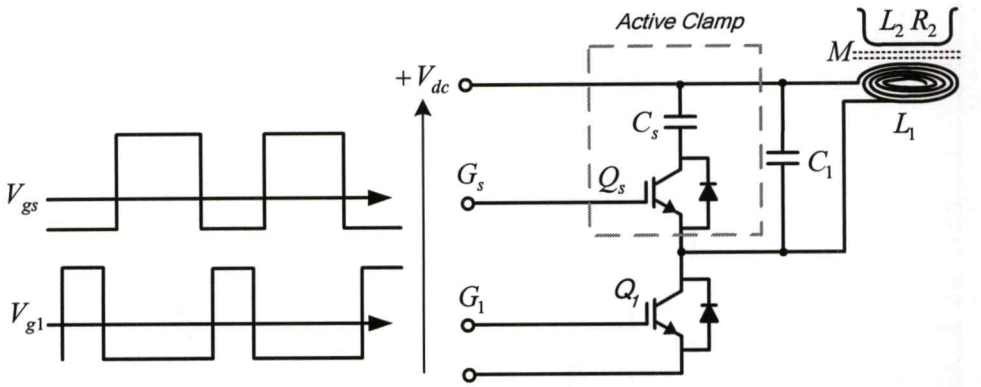
1. แผ่นระบายความร้อน 65 °C

2. ขดลวดเหนี่ยวนำของภาชนะหุงต้ม 100 °C

ค่าอุณหภูมิที่กำหนดขึ้นมานี้เป็นอุณหภูมิสูงสุดสำหรับอุปกรณ์นั้น ๆ สามารถทำงานได้ ซึ่งพิจารณาจากข้อมูลที่ทางผู้ผลิตออกแบบมา, การระบายความร้อน และอื่น ๆ ประกอบกัน

4.5.5 การออกแบบและสร้างวงจรขับไอจีบีที

วงจนขับทำหน้าที่แยกกราวด์ระหว่างวงจนควบคุมและวงจรกำลัง นอกจากนี้แยกกราวด์ระหว่างอุปกรณ์สวิตซ์ตัวบนและตัวล่างของวงจรอินเวอร์เตอร์ออกจากกัน เพื่อป้องกันการลัดวงจรระหว่างตัวอุปกรณ์สวิตซ์ทั้ง 2 และขยายขนาดแรงดันและกระแสให้มีค่าเพียงพอกับความต้องการของไอจีบีทีที่สามารถทำงานโดยไม่มีข้อผิดพลาดเกิดขึ้น แสดงลักษณะพื้นฐานของการขับไอจีบีทีแต่ละตัวในงานวิจัยนี้ตามรูปที่ 4.25



รูปที่ 4.24 สัญญาณ PWM ขับเกตไอจีบีที Q_s และ Q_1

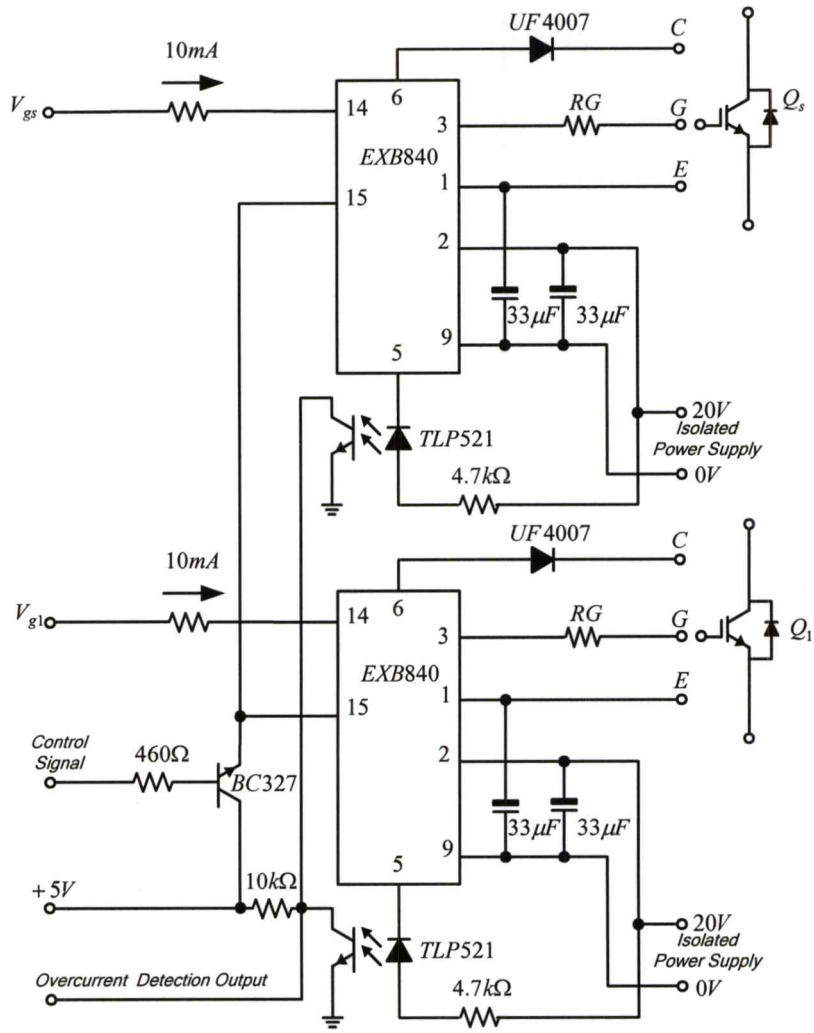
วงจรขับไอจีบีทีดังรูปที่ 4.25 มีส่วนประกอบหลักดังนี้

วงจรแยกสัญญาณและขับไอจีบีที เนื่องจากวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในงานวิจัยนี้เป็นแบบชนิดแหล่งจ่ายแรงดัน ซึ่งข้อเสียอย่างหนึ่งที่เกิดขึ้นกับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบนี้ คือขณะทำงานอาจจะเกิดเหตุการณ์ลัดวงจรระหว่างไอจีบีที Q_s และ Q_1 ทำให้ไอจีบีทีมีความเสียหายได้ ผลที่เกิดขึ้นดังกล่าวส่วนใหญ่จะมีสาเหตุมาจากวงจรขับไอจีบีที่ไม่มีเสถียรภาพ ไม่มีระบบวงจรป้องกันหรือวงจรยุ่งยากเกินไป มีขนาดใหญ่ ทำให้เกิดสัญญาณรบกวนได้ง่าย ดังนั้นในงานวิจัยนี้ได้เลือกใช้ไอซีเบอร์ EXB840 ซึ่งภายในไอซีตัวนี้จะรวมวงจรแยกสัญญาณและขับไอจีบีทีเข้าด้วยกัน จึงทำให้ไม่ต้องมีวงจรภายนอกเข้ามาเพิ่มเติม นอกจากนี้คุณสมบัติการทำงานอื่น ๆ ประกอบด้วย

1. สามารถขับไอจีบีทีได้พิกัดสูงสุดที่ 150A@600Vและ 75A@1200V

2. ช่วงหน่วงเวลาการทำงาน 1 μsec ที่ความถี่ 40kHz

3. มีวงจรตรวจจับป้องกันกระแสเกินที่เอาท์พุท



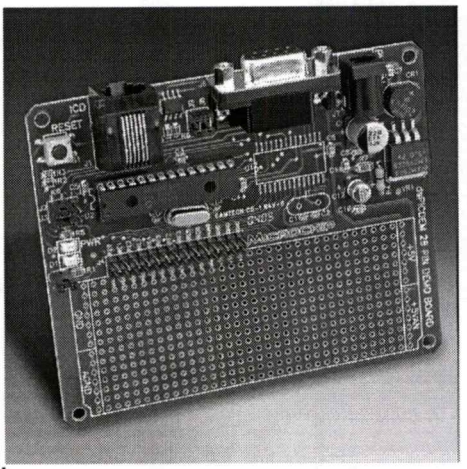
รูปที่ 4.25 วงจรขับเกทไอจีบีที Q_s และ Q_1

ตามรูปที่ 4.26 สัญญาณ V_{gs} , V_{g1} เป็น PWM เข้าที่ขา 14 ของ EXB840 แต่ละตัวโดยมีสัญญาณ Control Signal เป็นสัญญาณที่ออกมาจากไมโครคอนโทรลเลอร์ขับทรานซิสเตอร์ BC327 ซึ่งเป็นสัญญาณป้องกันในกรณีไมโครคอนโทรเลอร์เริ่มต้นทำงานเพราะฉะนั้นไอซีจะมีสัญญาณผ่านไปขับไอจีบีทีได้นั้นที่ขา 15 จะต้องมีสัญญาณควบคุมเป็น Low ป้อนที่ BC327 เมื่อไอจีบีทีทำงานผิดปกติจะทำให้ TLP521 นำกระแสเปลี่ยนลอจิก High เป็น Low ที่ขาสัญญาณ Overcurrent Detection Output ซึ่งถูกตรวจสอบโดยไมโครคอนโทรเลอร์ วงจรตรวจจับกระแสลัดวงจรจะใช้การตรวจจับกระแสแบบทางอ้อมโดยอาศัยหลักการทำงานของไอจีบีทีกล่าว คือขณะที่ไอจีบีทีทำงานจะมีกระแสโหลดไหลผ่านทำให้มีแรงดันตกคร่อม (V_{CE}) เมื่อกระแสไหลเพิ่มขึ้นแรงดันก็จะ

เพิ่มขึ้นด้วยจนเป็นแรงดันสูงสุด $V_{CE(sat)}$ ที่ไอจีบีทีสามารถทนได้ แรงดันที่ตรวจจับมาได้นี้จะถูกนำมาเปรียบเทียบแรงดันอ้างอิงภายใน(สามารถศึกษาการใช้งานได้ ตามข้อมูลการใช้งานของไอซี)

4.6 การออกแบบไมโครคอนโทรลเลอร์และการควบคุม

ในงานวิจัยได้เลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์เบอร์ dsPIC30F1010 และชุดพัฒนาของบริษัท Microchip รุ่น dsPICDEM 28PIN รายละเอียดสามารถหาข้อมูลเพิ่มเติมได้จาก www.microchip.com



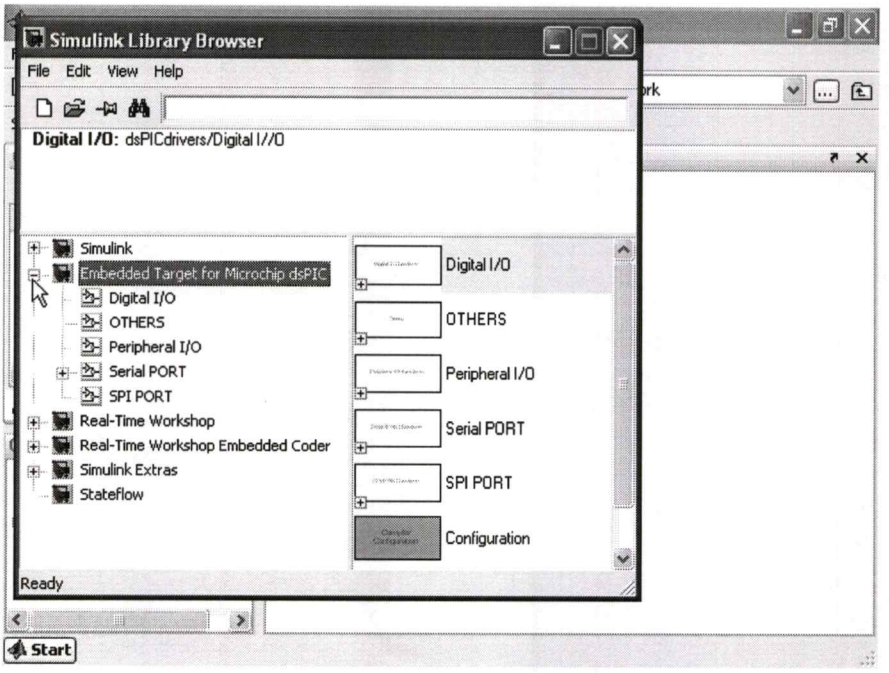
รูปที่ 4.26 ชุดพัฒนาไมโครคอนโทรลเลอร์dsPIC

การควบคุมวงจรของของอินเวอร์เตอร์ด้วยโปรแกรมสำเร็จรูป Matlab & simulink model ของไมโครคอนโทรลเลอร์ตระกูล dsPIC จะต้องใช้โปรแกรมดังนี้

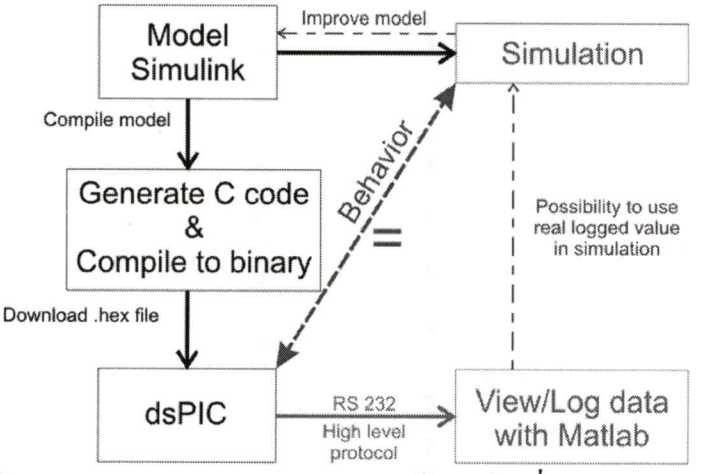
1. โปรแกรม Matlab2006a หรือเวอร์ชั่นสูงกว่า
2. โปรแกรม MPLAB C30 V 2.5 หรือสูงกว่า
3. Embedded Target for dsPIC เวอร์ชั่นตรงกับ Matlab ที่ใช้งาน

หลังจากติดตั้งจะสามารถใช้งานร่วมกับ Simulink Library อื่นๆได้

รูปที่ 4.27 เป็นหน้าต่างใช้งานที่ติดตั้งลงบน Simulink ซึ่งการออกแบบโปรแกรมมีขั้นตอนดังไดอะแกรมในรูปที่ 4.28 ซึ่งขั้นตอนเริ่มจากการเลือกModel Simulink ไมโครคอนโทรลเลอร์ที่จะใช้งานออกแบบวงจรจากนั้นจำลองการทำงานตรวจสอบดูว่าได้ค่าที่ต้องการหรือไม่ เพื่อการปรับปรุงตัวแปรต่างๆ หลังจากนั้นทำการแปลงเป็น.hexโปรแกรมลงไปยังตัวไมโครคอนโทรลเลอร์และนำไปควบคุมการทำงานของวงจรจริง



รูปที่ 4.27 Embedded Target for dsPIC ที่ติดตั้งลงบน Matlab Simulink



รูปที่ 4.28 ไดอะแกรมการจำลองการทำงานและป้อนกลับเพื่อควบคุมอินเวอร์เตอร์

4.7 สรุป

ในบทนี้ได้กล่าวถึงวิธีการออกแบบและสร้างในส่วนของฮาร์ดแวร์หลักๆที่ใช้ในเตาหุงต้มเหนี่ยวซึ่งประกอบด้วยวงจรกำลังและวงจรควบคุมบางส่วนที่ใช้งานร่วมกับไมโครคอนโทรลเลอร์เพื่อควบคุมการทำงานของอินเวอร์กึ่งเรโซแนนท์

บทที่ 5

การทดลองและผลการทดลอง

5.1 บทนำ

ในบทนี้เป็นการนำเครื่องต้นแบบของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่สร้างขึ้นสำหรับงานวิจัย ทำการทดสอบกับภาชนะหุงต้มชนิด Stainless Steel 18 -10 (Ø – 20 cm.) หาค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าและความสัมพันธ์ต่างๆเพื่อปรับค่าการทำงานของวงจรให้เหมาะสม และสอดคล้องกับเงื่อนไขในการออกแบบซึ่งประกอบด้วยการทดสอบเพื่อหาระยะ Gap ที่เหมาะสมระหว่างขดลวดกับก้นภาชนะ การทดสอบเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ดิวตี้แฟคเตอร์กับกำลังไฟฟ้าอินพุทและเอาท์พุท การทดสอบเพื่อหาความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ดิวตี้แฟคเตอร์กับขนาดพิกัดอุปกรณ์สวิตช์ การทดสอบเพื่อหาค่าความสัมพันธ์ระหว่างเปอร์เซ็นต์ดิวตี้แฟคเตอร์และค่าเวลาในการทำความร้อน การทดสอบเพื่อหาประสิทธิภาพทางไฟฟ้ารวม การทดสอบเพื่อหาประสิทธิภาพรวมของระบบ

เครื่องมือที่ใช้ในการทดสอบและบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้าในงานวิจัยประกอบด้วย

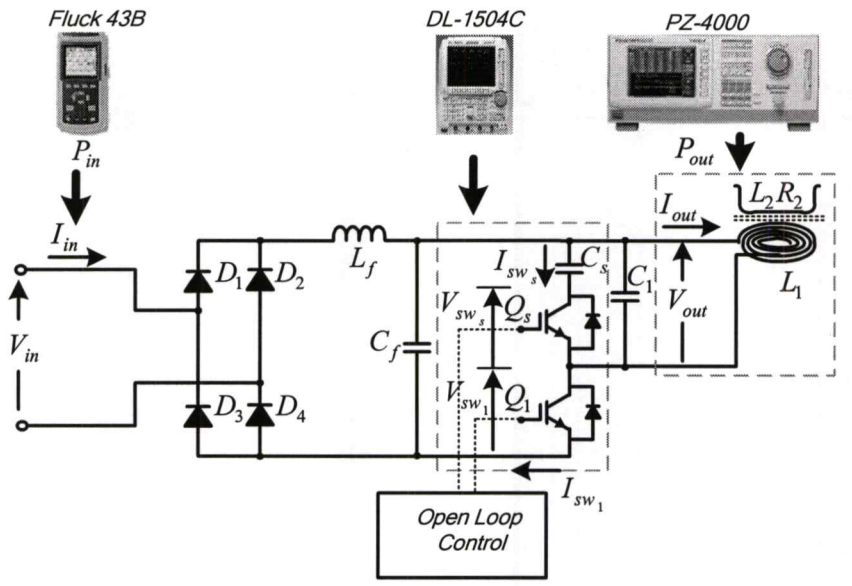
1. Digital Storage Scope ยี่ห้อ Yokogawa รุ่น DL-1504C
2. Power Analyzer ยี่ห้อ Yokogawa รุ่น PZ4000
3. Power Quality Analyzer ยี่ห้อ Fluke รุ่น 43B
4. Thermometer ยี่ห้อ Testo รุ่น Mini-Thermometer -50…+250°C

5.2 การทดสอบหาระยะ Gap ระหว่างขดลวดกับก้นภาชนะ

เป็นการทดสอบปรับระยะห่างระหว่างขดลวดกับก้นภาชนะตั้งแต่ 1-15 mm. เพื่อให้ได้กำลังไฟฟ้าเอาท์พุทและช่วงการควบคุมดิวตี้แฟคเตอร์ที่เหมาะสม ที่ความถี่สวิตชิ่งคงที่ 20 kHz และมีค่าตัวแปรการออกแบบดังนี้ L_1=112 μH , C_1 =173.9nF , C_s = 3μF

วงจรทดสอบเป็นแบบ Open Loop Control โดยมีเงื่อนไขการทดสอบดังนี้

1. ขนาดพิกัดสูงสุดของการทำงานไอจีบีที Q_1 และ Q_s ไม่เกิน 60A_{peak} ; 900V_{peak}
2. พิกัดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท 0.5-1.5 kW
4. ประสิทธิภาพทางไฟฟ้าไม่น้อยกว่า 95 %



รูปที่ 5.1 วงจรและเครื่องมือวัดสำหรับการทดสอบหาระยะ Gap

จากรูปที่5.1 การตรวจวัดได้ใช้ Digital Storage Scope รุ่น DL-1504C ตรวจวัดรูปคลื่นแรงดันและกระแสของสวิตช์ Q_1 และ Q_s, Power Quality Analyzer รุ่น 43B ตรวจวัดกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุท, Power Analyzer รุ่น PZ4000 ตรวจวัดกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุทประสิทธิภาพทางไฟฟ้าหาได้จากสมการ (5.1)

$$\%\eta_{elec} = \frac{P_{in}}{P_{out}} \times 100 \tag{5.1}$$

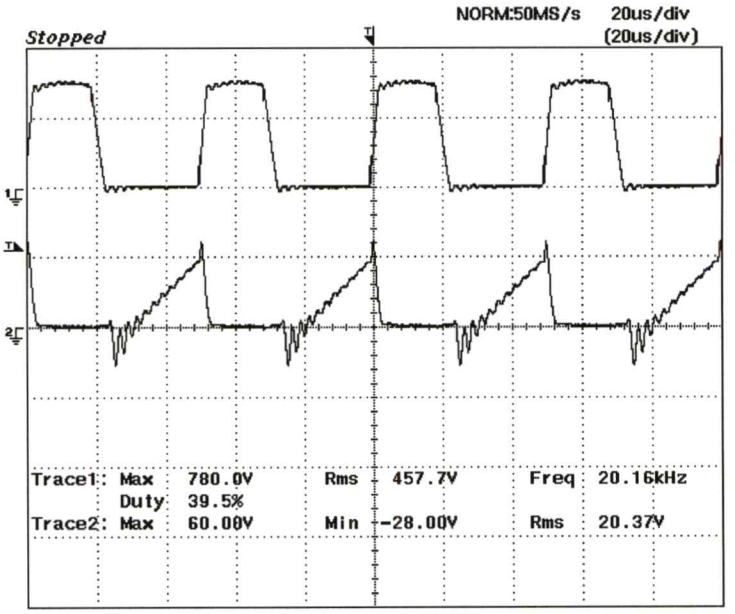
โดยที่ $\%\eta_{elec}$ คือ ประสิทธิภาพทางไฟฟ้า

5.2.1 ตัวอย่างการทดสอบที่ระยะ Gap 10 mm.

รูปคลื่นแรงดันและกระแสของสวิตช์ Q_1 มีขนาดพิกัด 60 A_{peak} 780 V_{peak} ดังรูปที่5.2 (ก)
รูปคลื่นแรงดันและกระแสของสวิตช์ Q_s มีขนาดพิกัด 32 A_{peak} 800 V_{peak} ดังรูปที่ 5.2 (ข)
กำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุทของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ 1.55 kW ดังรูปที่ 5.2 (ค)
รูปคลื่นแรงดันและกระแสของขดลวดเหนี่ยวนำ ดังรูปที่ 5.2 (ค)
กำลังไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุทที่ขดลวดเหนี่ยวนำ 1.49 kW ดังรูปที่ 5.2 (ง)

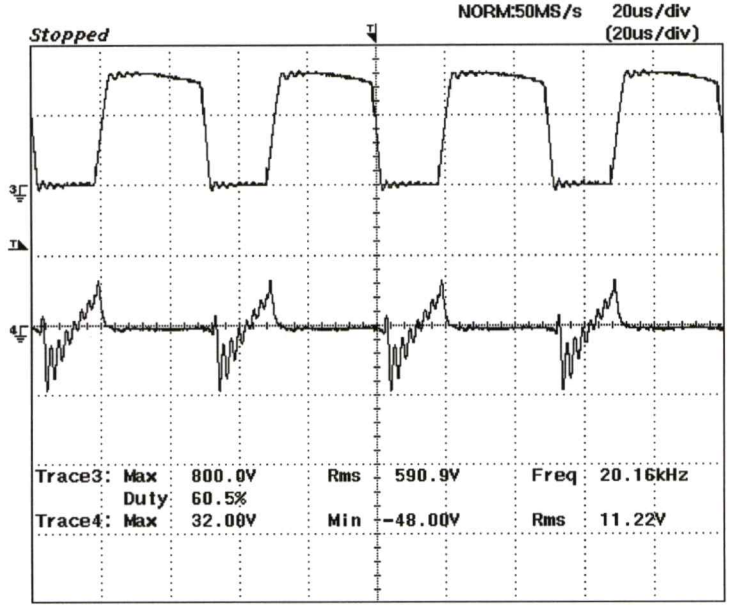
ประสิทธิภาพทางไฟฟ้า $\%\eta_{elec} = \frac{1.49kW}{1.55kW} \times 100$

$= 96.12\ \%$



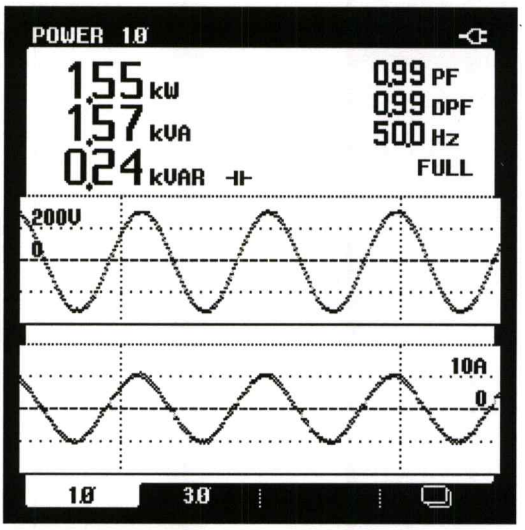
(ก) รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ Q_1

(500V/div,50A/div,20us/div)

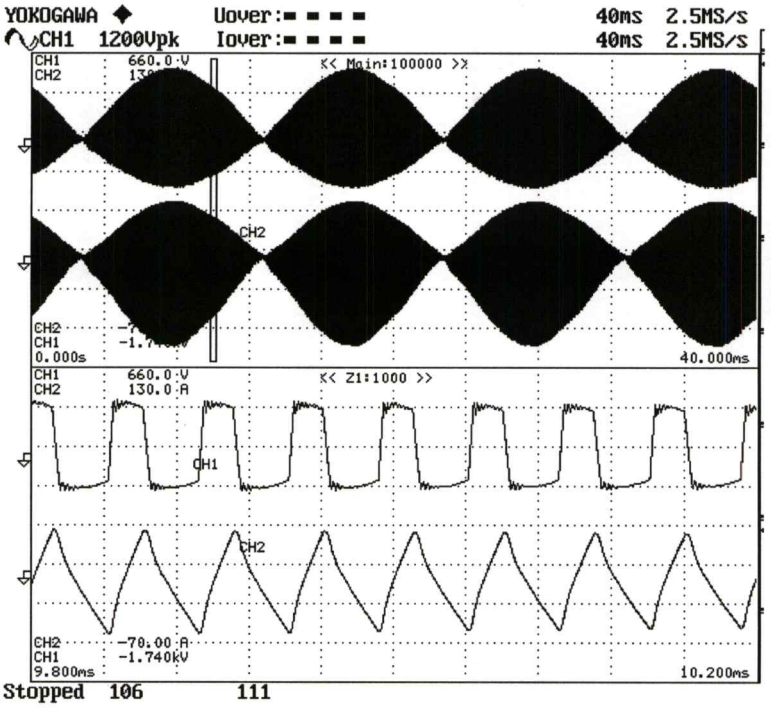


(ข) รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ Q_s

(500V/div,50A/div,20us/div)



(ค) กำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุทของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ



(ง)) รูปคลื่นแรงดันและกระแสและภาพขยายบางส่วนที่ขดลวดเหนี่ยวนำ

YOKOGAWA ◆ Uover:▬ ▬ ▬ 40ms 2.5MS/s
CH1 1200Vpk Iover:▬ ▬ ▬ 40ms 2.5MS/s

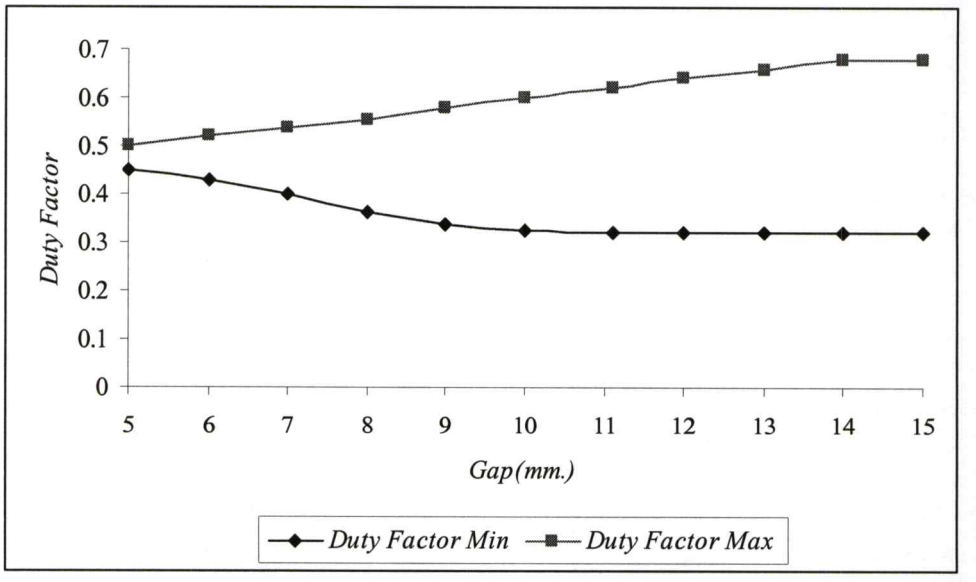
		Element1	Element2	Element3	Element4	Σ A
Urms	[V]	0.2611k	0.0000k	0.0000k	0.0000k	0.2611k
Umn	[V]	0.2483k	0.0000k	0.0000k	0.0000k	0.2483k
Udc	[V]	-0.0007k	0.0005k	-0.0001k	-0.0004k	-0.0007k
Uac	[V]	0.2611k	0.0000k	0.0000k	0.0000k	0.2611k
Irms	[A]	19.74	0.00	0.000	0.000	19.74
Imn	[A]	16.50	0.00	0.000	0.000	16.50
Idc	[A]	-6.49	0.02	0.001	0.001	-6.49
Iac	[A]	18.65	0.00	0.000	0.000	18.65
P	[W]	1.49k	0.00k	-0.000k	-0.000k	1.49k
S	[VA]	5.15k	0.00k	0.000k	0.000k	5.15k
Q	[var]	4.93k	0.00k	0.000k	0.000k	4.93k
λ	[ ]	0.2895	Error	Error	Error	0.2895
φ	[°]G	73.17	Error	Error	Error	73.17
fU	[Hz]	18.551k	Error	Error	Error	----------
fI	[Hz]	18.301k	Error	Error	Error	----------
U+pk	[V]	0.5388k	0.0064k	0.0048k	0.0048k	----------
U-pk	[V]	-0.3652k	-0.0044k	-0.0048k	-0.0048k	----------
I+pk	[A]	35.74	0.26	0.023	0.028	----------
I-pk	[A]	-56.54	-0.22	-0.025	-0.025	----------
CfU	[ ]	2.06	Error	Error	Error	----------
CfI	[ ]	2.86	Error	Error	Error	----------
FfU	[ ]	1.17	Error	Error	Error	----------
FfI	[ ]	1.33	Error	Error	Error	----------
Z	[Ω]	13.223	Error	Error	Error	13.223
Rs	[Ω]	3.8278	Error	Error	Error	3.8278

Stopped 106 111

(จ) องค์ประกอบทางไฟฟ้าด้านเอาท์พุทที่ขดลวดเหนี่ยวนำ

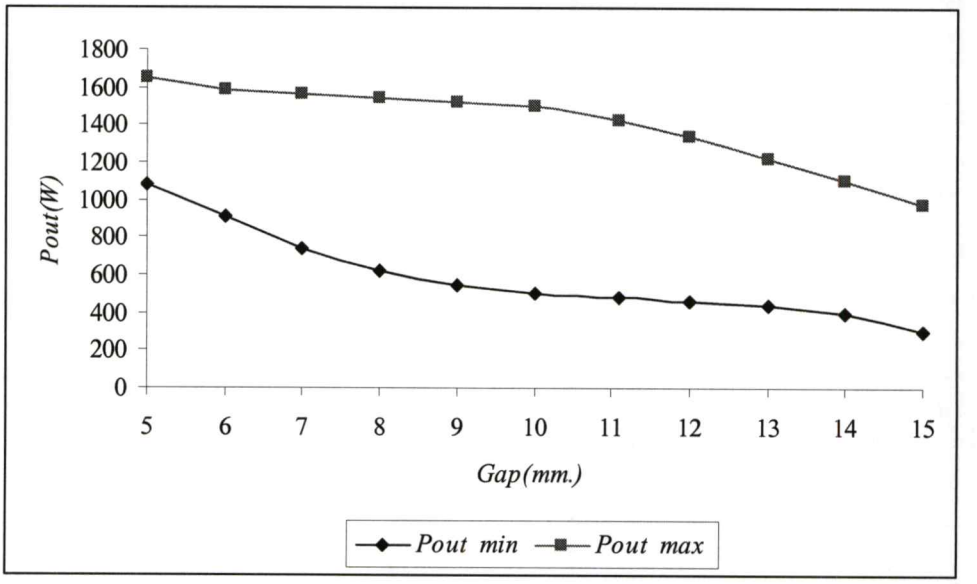
รูปที่ 5.2 การตรวจวัดและบันทึกผลที่ระยะ Gap 10 mm.

จากการทดสอบที่เงื่อนไขพิกัดของไอจีบีที Q_1 ไม่เกิน $60A_{peak}$; $900V_{peak}$ ที่ระยะ Gap เปลี่ยนแปลงสามารถเขียนกราฟความสัมพันธ์ต่างๆได้ดังรูปที่ 5.3 ช่วงของการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ที่ดิวตี้แฟคเตอร์สูงสุดและต่ำสุดที่ระยะ Gap เปลี่ยนแปลงเขียนเป็นกราฟความสัมพันธ์ ดังรูปที่ 5.3 (ก)

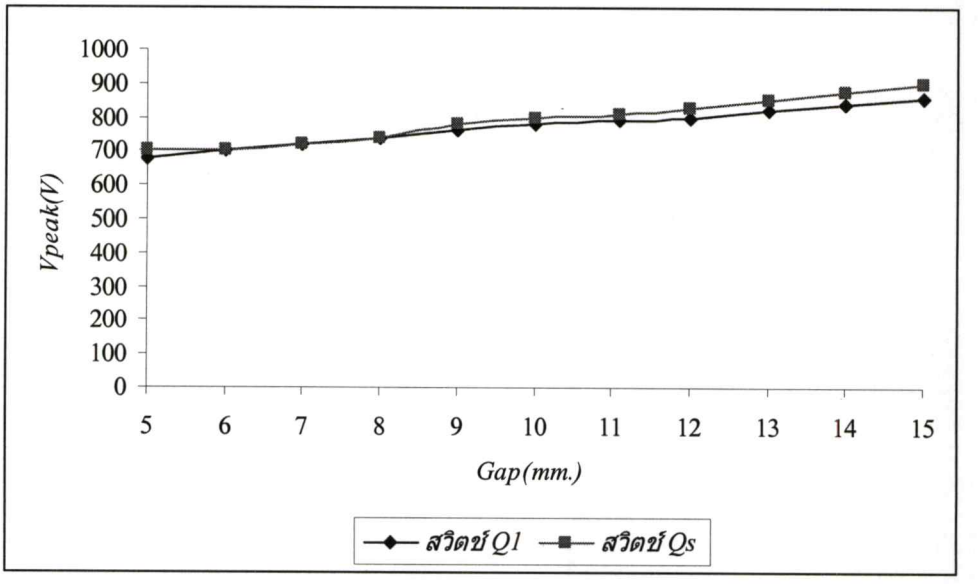


(ก) ความสัมพันธ์ระหว่าง Duty Factor กับระยะGapที่ทำให้เกิดการสวิตช์แบบ ZVS

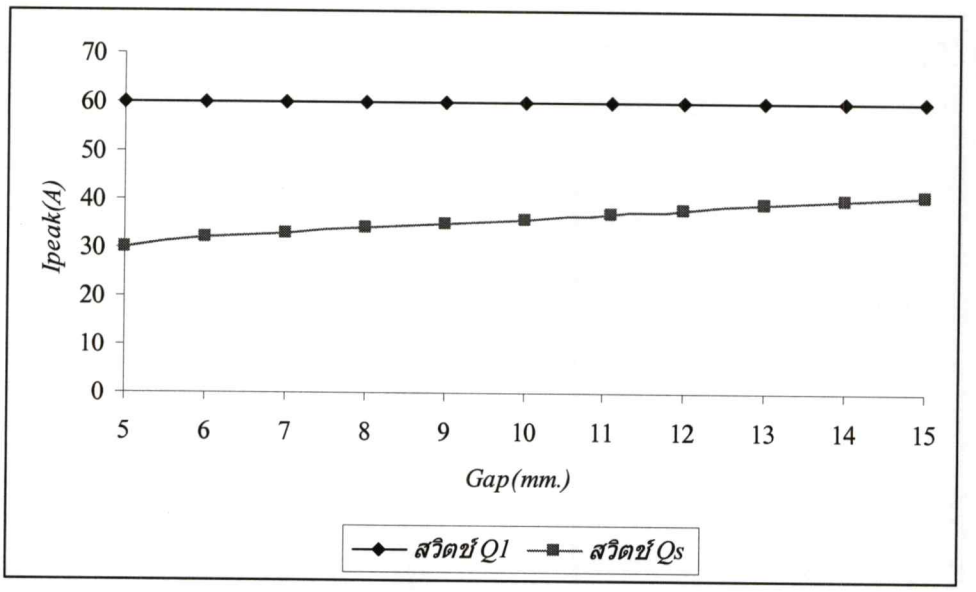
กำลังไฟฟ้าเอาท์พุทสูงสุดและต่ำสุดที่ระยะ Gap เปลี่ยนแปลงตลอดช่วงการควบคุมดิวตี้แฟคเตอร์ที่ทำให้เกิดการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ เขียนเป็นกราฟความสัมพันธ์ ดังรูปที่ 5.3 (ข) ขนาดพิกัดแรงดันและกระแสสูงสุดของสวิตช์ไอจีบีที Q_1 และ Q_s เขียนเป็นกราฟความสัมพันธ์ ดังรูปที่ 5.3 (ค), (ง) ตามลำดับ และประสิทธิภาพทางไฟฟ้าเมื่อระยะ Gap เปลี่ยนแปลง ดังรูปที่ 5.3 (จ)



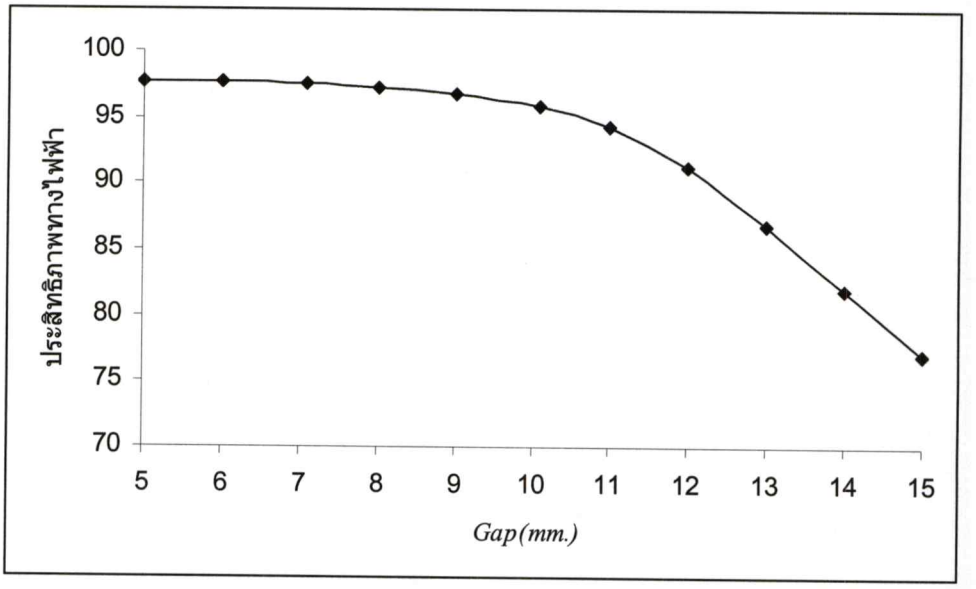
(ข) ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทกับระยะ Gap



(ค) ความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดแรงดันกับระยะ Gap



(ง) ความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดกระแสกับระยะ Gap



(จ) ความสัมพันธ์ระหว่างประสิทธิภาพทางไฟฟ้ากับระยะ Gap

รูปที่ 5.3 กราฟความสัมพันธ์ทางไฟฟ้าเมื่อระยะ Gap เปลี่ยนแปลง

จากเงื่อนไขพิกัดของไอจีบีที Q_1 ไม่เกิน $60A_{peak}; 900V_{peak}$ ผลการทดสอบจะเห็นได้ว่าที่ระยะ Gap น้อยๆจะให้กำลังไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุทสูงและประสิทธิภาพทางไฟฟ้าสูงเนื่องจากค่าความต้านทานของภาชนะหุงต้มมีค่าลดลง (ตามความลึกของสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำที่เกี่ยวคล้องกับภาชนะ) จึงทำให้ความหนาแน่นของกระแสเกิดที่ผิวของก้นภาชนะมากขึ้น แต่ช่วงของการ

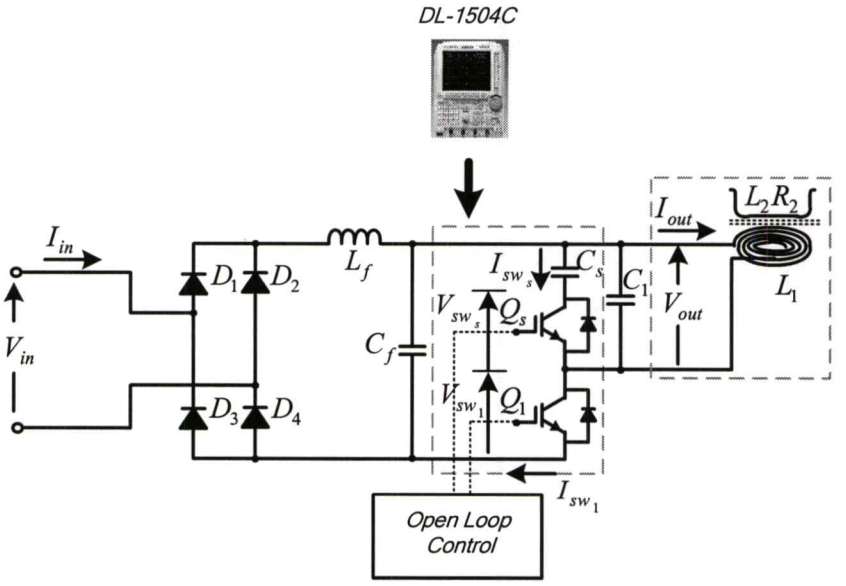
ควบคุมดิวตี้แฟคเตอร์จะแคบลงเรื่อยๆจนไม่สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุตที่ย่านต่ำๆได้ เช่น ที่ระยะ Gap 5 mm. ประสิทธิภาพทางไฟฟ้าอยู่ที่ 97% ช่วงการควบคุมดิวตี้แฟคเตอร์อยู่ระหว่าง 0.45-0.53 กำลังไฟฟ้าเอาท์พุทอยู่ระหว่าง 1.1-1.62kW อุณหภูมิที่ขดลวดเหนี่ยวนำจะค่อนข้างสูง เนื่องจากได้รับความร้อนที่ถ่ายเทมาจากภาชนะหุงต้ม

เมื่อเพิ่มระยะ Gap มากขึ้นกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุท และประสิทธิภาพทางไฟฟ้าจะเริ่มลดลงเนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กที่ไปเกี่ยวคล้องกับก้นภาชนะลดลงจะทำให้ความต้านทานสมมูลของวงจรมีค่ามากขึ้น ส่งผลให้ความหนาแน่นของกระแสเกิดที่ผิวของก้นภาชนะลดลง แต่ช่วงของการควบคุมดิวตี้แฟคเตอร์จะเพิ่มขึ้น ดังนั้นเพื่อให้ได้ย่านกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทที่เหมาะสมและสอดคล้องกับเงื่อนไขการออกแบบ เตาหุงต้มเครื่องต้นแบบนี้ จึงปรับค่าระยะ Gap ระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับก้นภาชนะไว้ประมาณ 10 mm. ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมกับกำลังงานเอาท์พุทที่ได้คือช่วง 0.5-1.5kW ประสิทธิภาพทางไฟฟ้า 96 % การควบคุมดิวตี้แฟคเตอร์อยู่ระหว่าง 0.34 - 0.6 และมีช่วงว่างอากาศในการระบายความร้อนของขดลวดเหนี่ยวนำดีขึ้น

5.3 การทดสอบเพื่อตรวจสอบการทำงานของเครื่อง

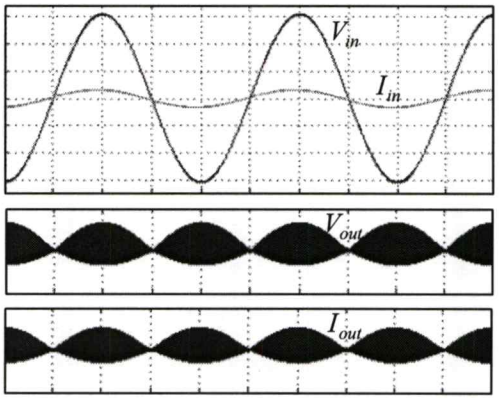
5.3.1 การตรวจสอบรูปคลื่นตามส่วนต่าง ๆ ของวงจร

การทดสอบนี้เป็นการตรวจสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าเมื่อคุณสมบัติของเครื่องเป็นไปตามตามที่ออกแบบไว้โดยจะตรวจสอบแรงดันและกระแสของสวิตช์ Q_1, Q_s รวมถึงรูปคลื่นด้านอินพุทและเอาท์พุทในช่วงดิวตี้แฟคเตอร์ต่างๆ

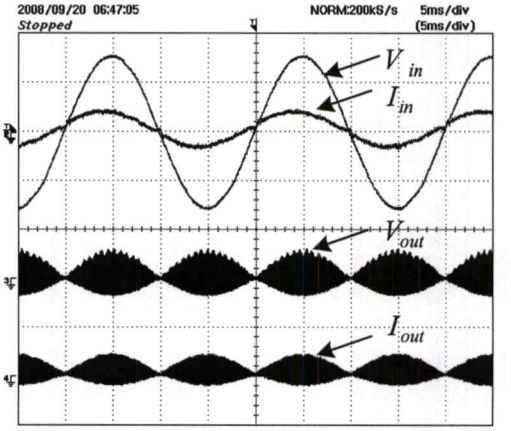


รูปที่ 5.4 วงจรและเครื่องมือวัดสำหรับการตรวจสอบรูปคลื่น

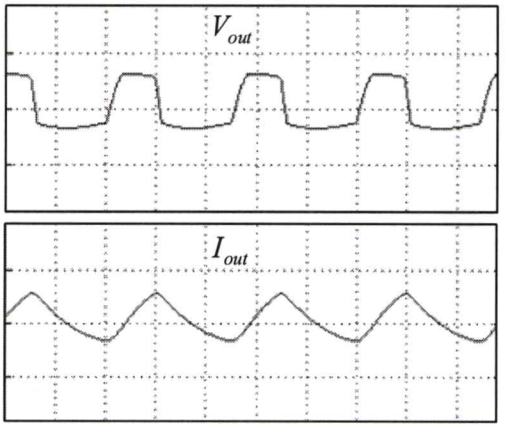
วงจรการทดสอบแสดงดังรูปที่5.4 โดยใช้ Digital Storage Scope รุ่น DL-1504C ตรวจวัดรูปคลื่นแรงดันและกระแสในจุดต่างๆ ซึ่งได้แสดงตัวอย่างการตรวจสอบรูปคลื่นสัญญาณที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.36 ดังรูปที่ 5.5 ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.5 ดังรูปที่ 5.6 และดิวตี้แฟคเตอร์ 0.6 ดังรูปที่ 5.7 เปรียบเทียบกับผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLA เพื่อตรวจสอบความถูกต้อง



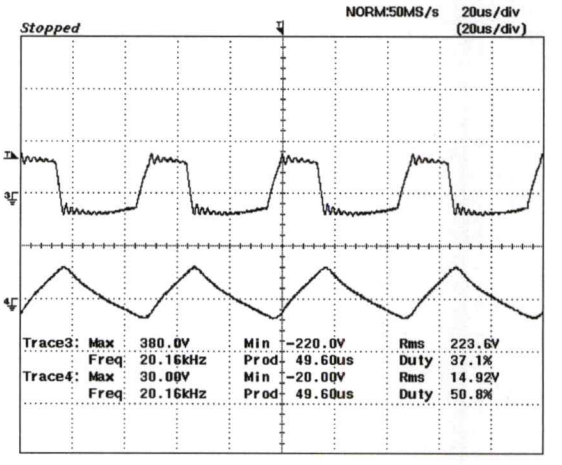
(ก) ผลการจำลองรูปคลื่น
ด้านอินพุท (100V/div,10A/div,5ms/div)
ด้านเอาท์พุท (500V/div,50A/div,5ms/div)



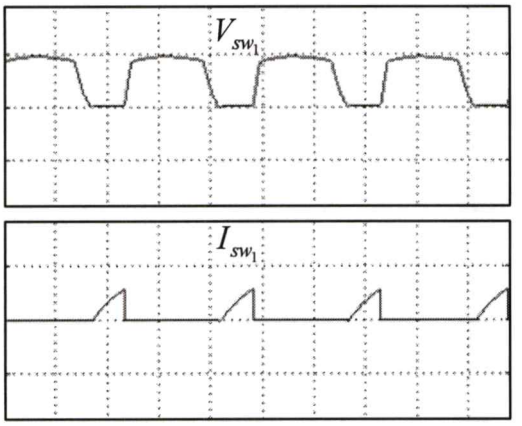
(ข) ผลการตรวจสอบรูปคลื่น
ด้านอินพุท (200V/div,10A/div,5ms/div)
ด้านเอาท์พุท (500V/div,50A/div,5ms/div)



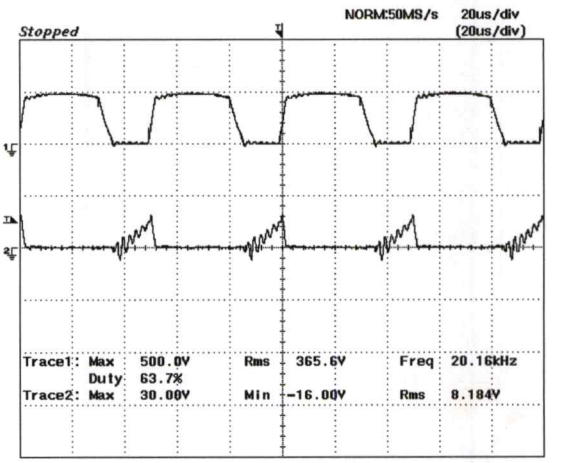
(ค) ผลการจำลองรูปคลื่น
ภาพขยายบางส่วนของกระแสและแรงดัน
ด้านเอาท์พุท (500V/div,50A/div,20us/div)



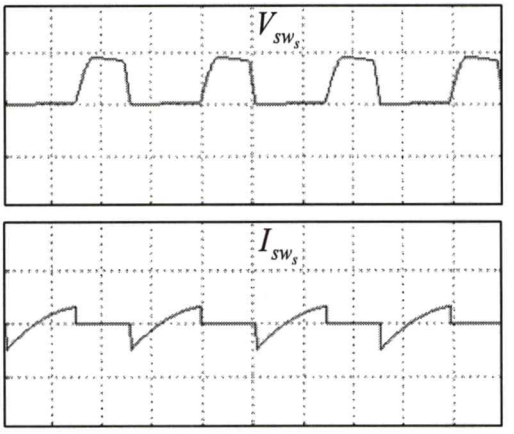
(ง) ผลการตรวจสอบรูปคลื่น
ภาพขยายบางส่วนของกระแสและแรงดัน
ด้านเอาท์พุท (500V/div,50A/div,20us/div)



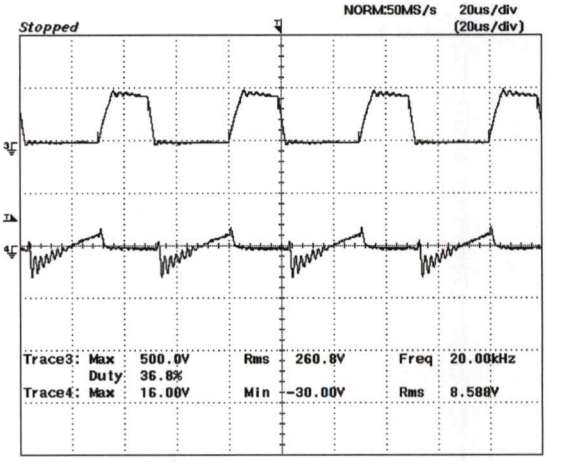
(จ) ผลการจำลองรูปคลื่นที่สวิตช์ Q_1
(500V/div,50A/div,20us/div)



(ฉ) ผลการตรวจสอบรูปคลื่นที่สวิตช์ Q_1
(500V/div,50A/div,20us/div)

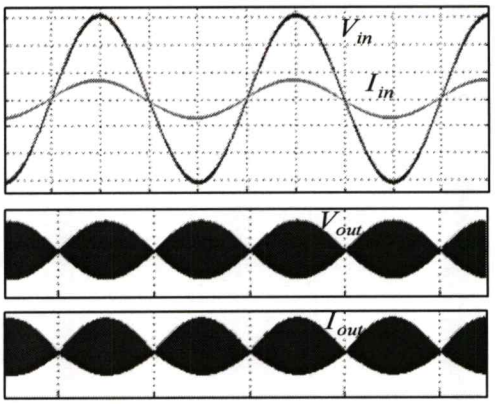


(ช) ผลการจำลองรูปคลื่นที่สวิตช์ Q_s
(500V/div,50A/div,20us/div)

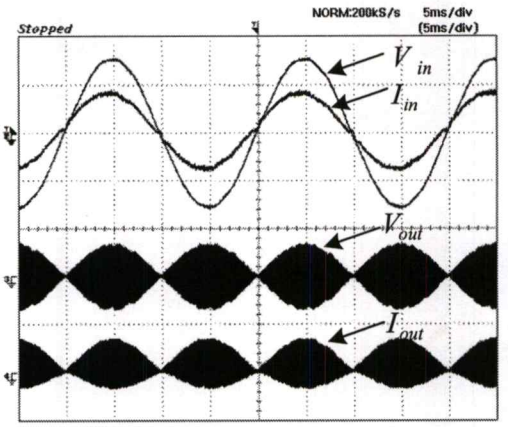


(ซ) ผลการตรวจสอบรูปคลื่นที่สวิตช์ Q_s
(500V/div,50A/div,20us/div)

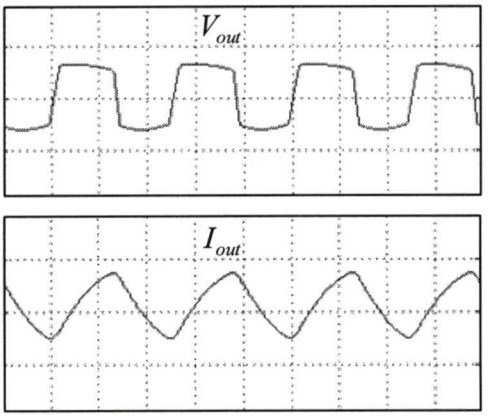
รูปที่ 5.5 การตรวจสอบรูปคลื่นเปรียบเทียบกับผลการจำลองที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.36



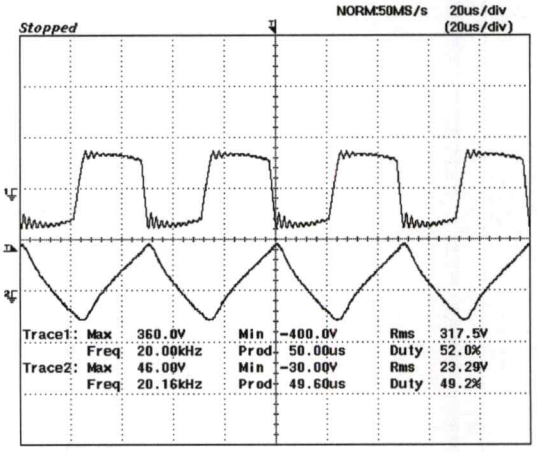
(ก) ผลการจำลองรูปคลื่น
ด้านอินพุท (100V/div,10A/div,5ms/div)
ด้านเอาท์พุท (500V/div,50A/div,10ms/div)



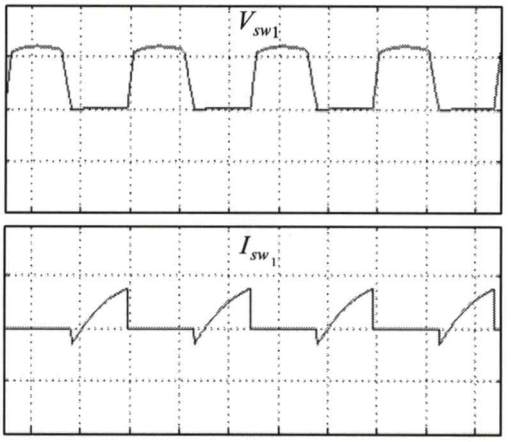
(ข) ผลการตรวจสอบรูปคลื่น
ด้านอินพุท (200V/div,10A/div,5ms/div)
ด้านเอาท์พุท (500V/div,50A/div,5ms/div)



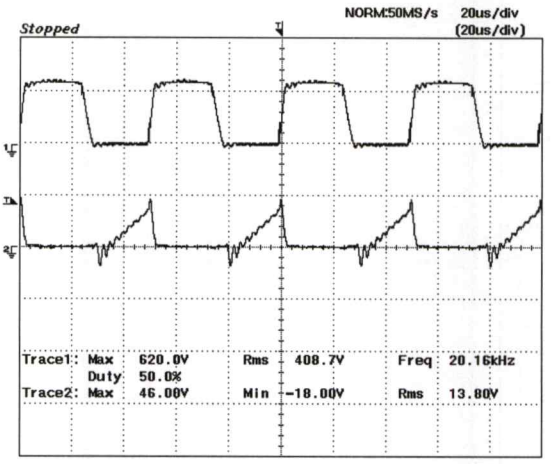
(ค) ผลการจำลองรูปคลื่น
ภาพขยายบางส่วนของกระแสและแรงดัน
ด้านเอาท์พุท (500V/div,50A/div,20us/div)



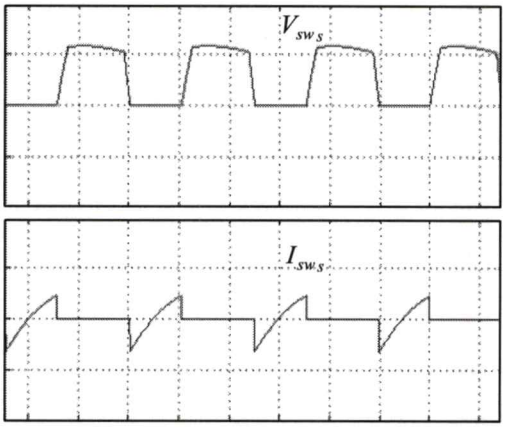
(ง) ผลการตรวจสอบรูปคลื่น
ภาพขยายบางส่วนของกระแสและแรงดัน
ด้านเอาท์พุท (500V/div,50A/div,20us/div)



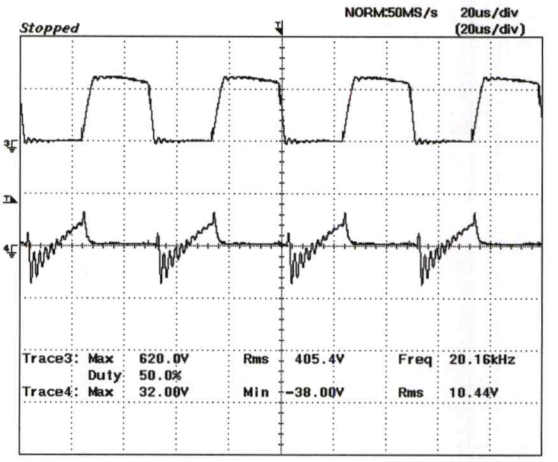
(จ) ผลการจำลองรูปคลื่นที่สวิตช์ Q_1
(500V/div,50A/div,20us/div)



(ฉ) ผลการตรวจสอบรูปคลื่นที่สวิตช์ Q_1
(500V/div,50A/div,20us/div)

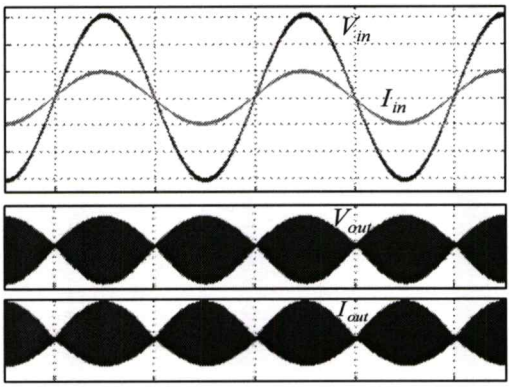


(ช) ผลการจำลองรูปคลื่นที่สวิตช์ Q_s
(500V/div,50A/div,20us/div)

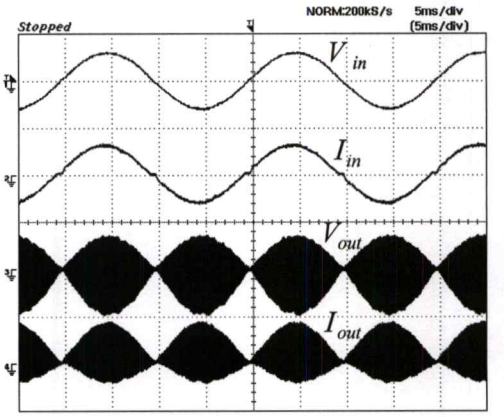


(ซ) ผลการตรวจสอบรูปคลื่นที่สวิตช์ Q_s
(500V/div,50A/div,20us/div)

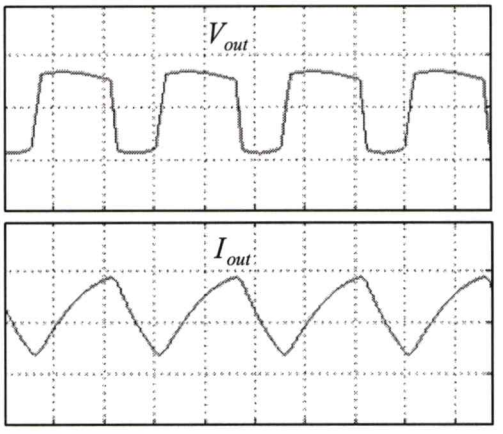
รูปที่ 5.6 การตรวจสอบรูปคลื่นเปรียบเทียบกับผลการจำลองที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.5



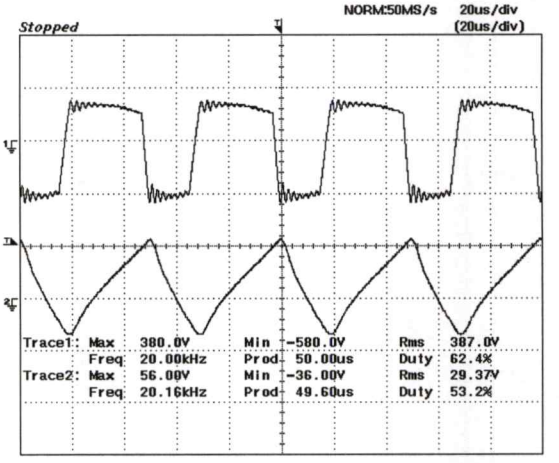
(ก) ผลการจำลองรูปคลื่น
ด้านอินพุท (100V/div,10A/div,10ms/div)
ด้านเอาท์พุท (500V/div,50A/div,10ms/div)



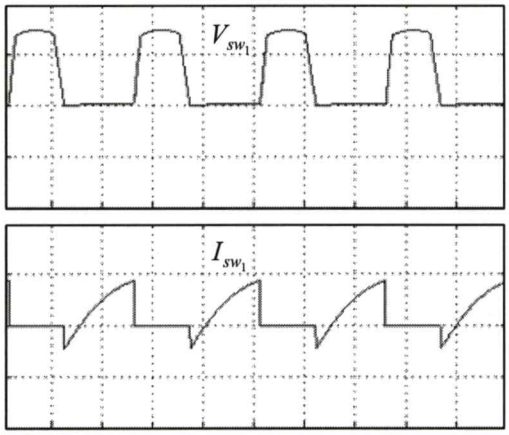
(ข) ผลการตรวจสอบรูปคลื่น
ด้านอินพุท (500V/div,20A/div,5ms/div)
ด้านเอาท์พุท (500V/div,50A/div,5ms/div)



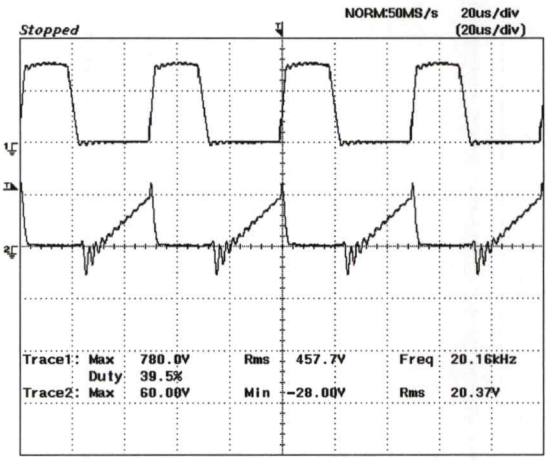
(ค) ผลการจำลองรูปคลื่น
ภาพขยายบางส่วนของกระแสและแรงดัน
ด้านเอาท์พุท (500V/div,50A/div,20us/div)



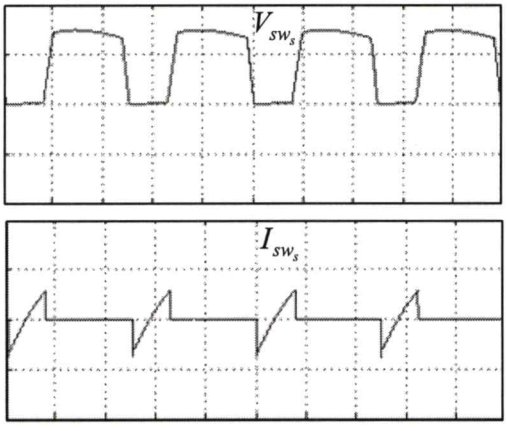
(ง) ผลการตรวจสอบรูปคลื่น
ภาพขยายบางส่วนของกระแสและแรงดัน
ด้านเอาท์พุท (500V/div,50A/div,20us/div)



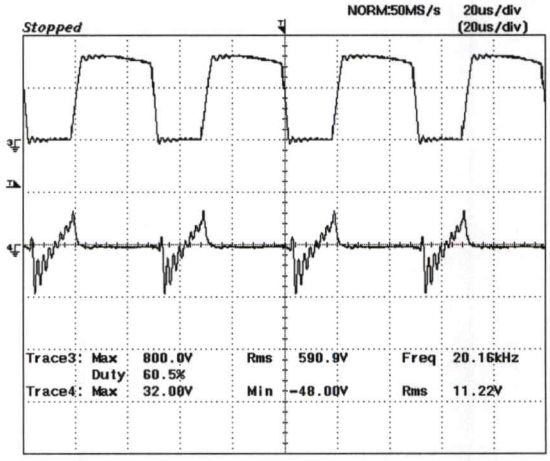
(จ) ผลการจำลองรูปคลื่นที่สวิตช์ Q_1
(500V/div,50A/div,20us/div)



(ฉ) ผลการตรวจสอบรูปคลื่นที่สวิตช์ Q_1
(500V/div,50A/div,20us/div)



(ช) ผลการจำลองรูปคลื่นที่สวิตช์ Q_s
(500V/div,50A/div,20us/div)

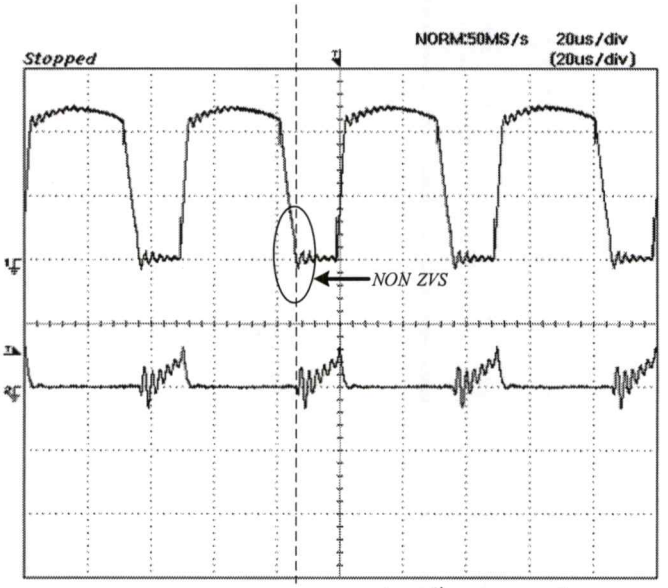


(ซ) ผลการตรวจสอบรูปคลื่นที่สวิตช์ Q_s
(500V/div,50A/div,20us/div)

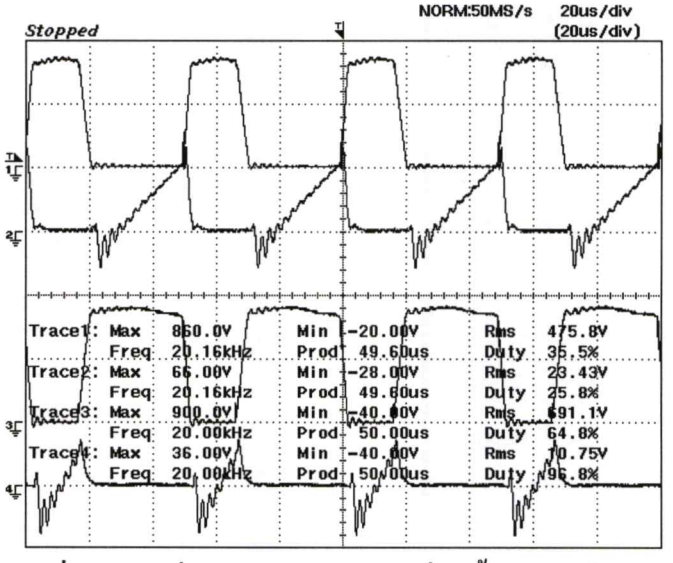
รูปที่ 5.7 การตรวจสอบรูปคลื่นเปรียบเทียบกับผลการจำลองที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.6

จากการตรวจสอบรูปคลื่นสัญญาณของแรงดันและกระแสของเครื่องต้นแบบที่ได้ออกแบบไว้ซึ่งมีแนวโน้มไปทางเดียวกันและสอดคล้องกับผลการจำลอง คือช่วงดิวตี้แฟคเตอร์ที่สามารถเกิดการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์ โดยที่มีขนาดพิกัดสวิตช์ Q_1 ไม่เกิน $60A_{peak}$,$900V_{peak}$ จะอยู่

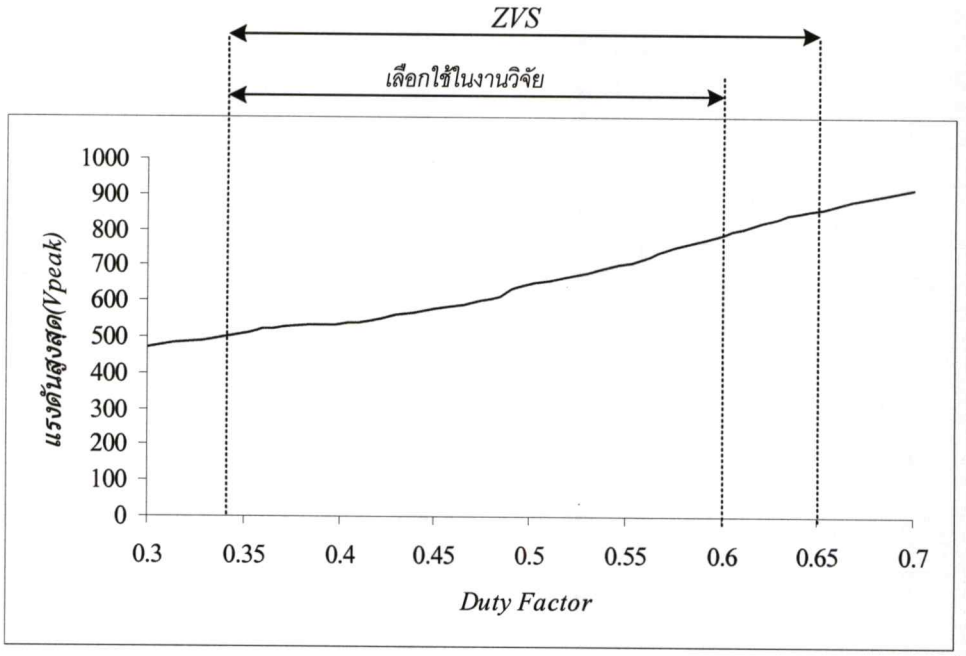
ระหว่าง 0.34-0.6 จากรูปที่5.8 ที่ดิวตี้แฟคเตอร์น้อยกว่า 0.34 จะเกิดการสวิตช์ขณะแรงดันไม่เป็นศูนย์ และเมื่อปรับดิวตี้แฟคเตอร์สูงกว่า 0.6 กระแสจะสูงกว่าพิกัดใช้งานดังรูปที่5.9 ที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.64 Q_1 จะมีขนาดพิกัด $64A_{peak}$ $860V_{peak}$ ขณะที่สวิตช์ Q_S มีขนาดพิกัด $36A_{peak}$ $900V_{peak}$ ซึ่งสามารถเขียนเป็นกราฟความสัมพันธ์ตลอดช่วงการควบคุมดิวตี้แฟคเตอร์ดังรูปที่ 5.10 (ก)-(จ)



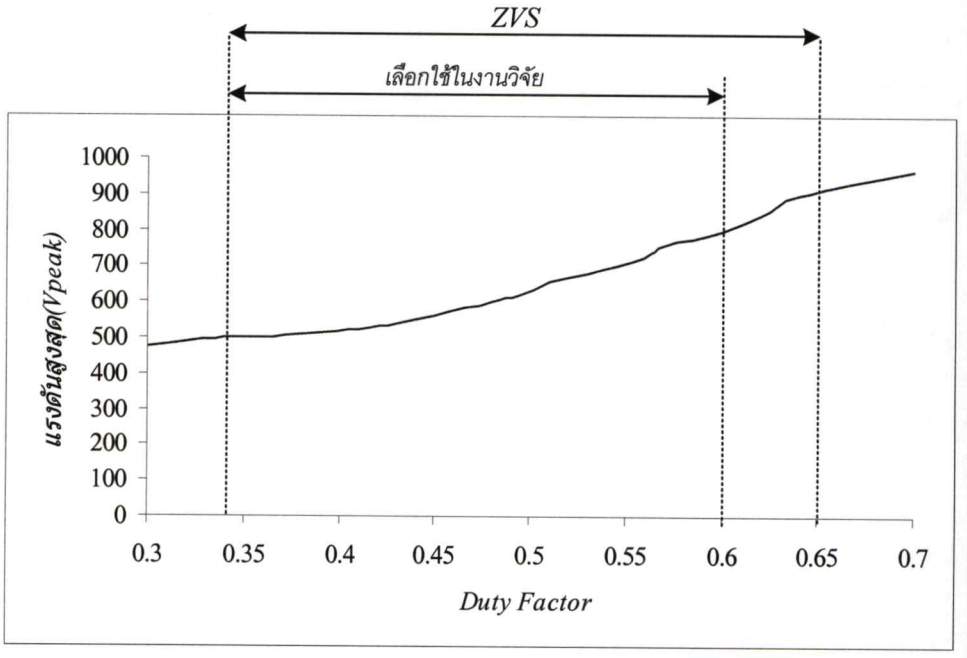
รูปที่ 5.8 การสวิตช์ขณะแรงดันไม่เป็นศูนย์ที่ดิวตี้แฟคเตอร์ต่ำกว่า 0.34 ของ Q_1
(200V/div,50A/div,20us/div)



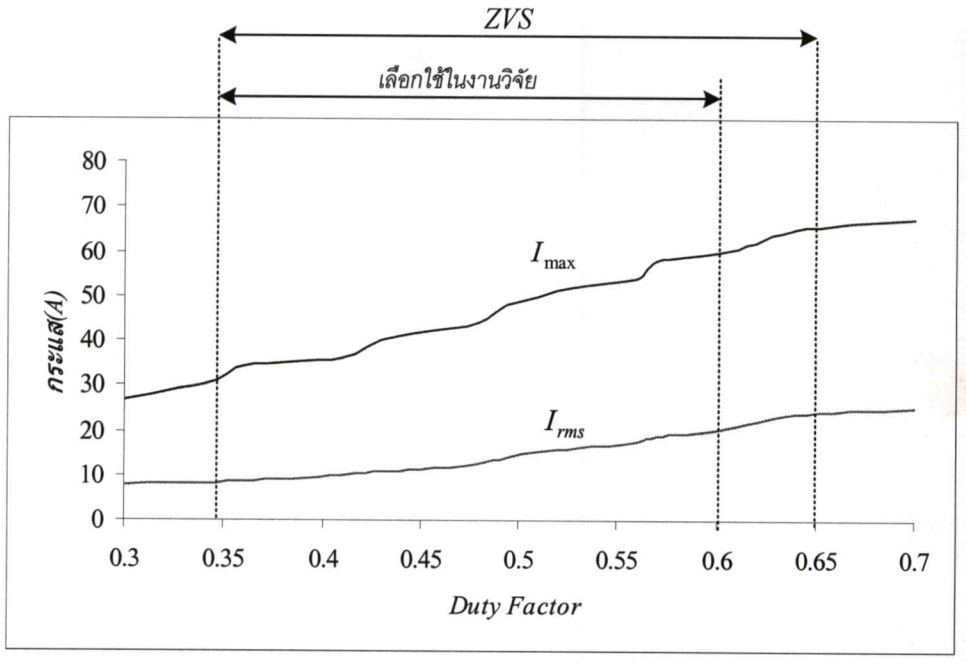
รูปที่ 5.9 รูปคลื่นแรงดันและกระแสที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.64
(CH1,CH2 รูปคลื่นแรงดันและกระแส Q_1 ;500V/div,50A/div,20us/div)
(CH3,CH4 รูปคลื่นแรงดันและกระแส Q_s ;500V/div,50A/div,20us/div)



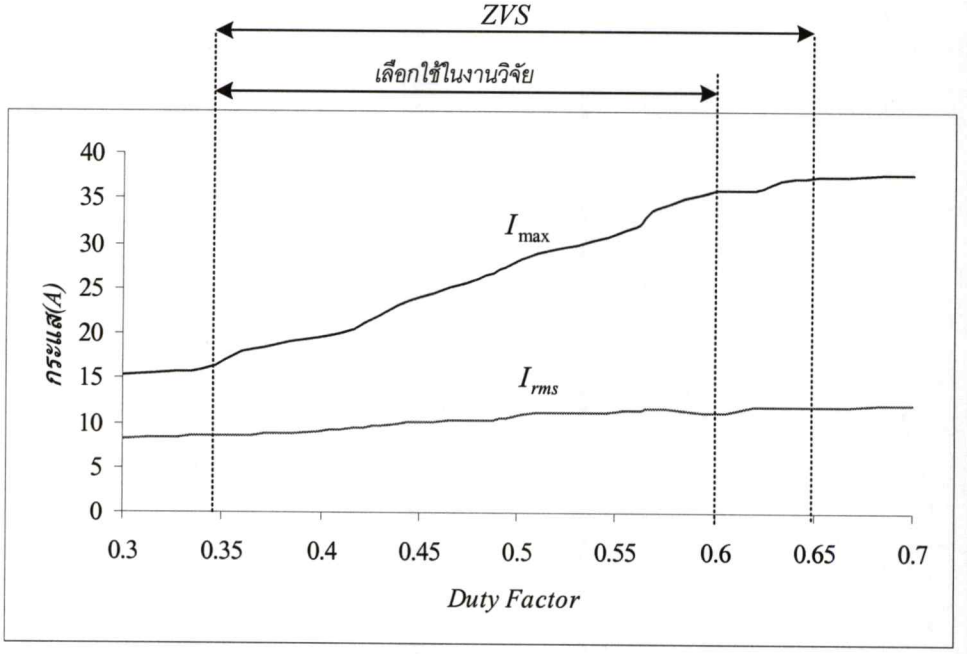
(ก) ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันสูงสุดกับดิวตี้แฟคเตอร์ของสวิตช์ Q_1



(ข) ความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันสูงสุดกับดิวตี้แฟคเตอร์ของสวิตช์ Q_s

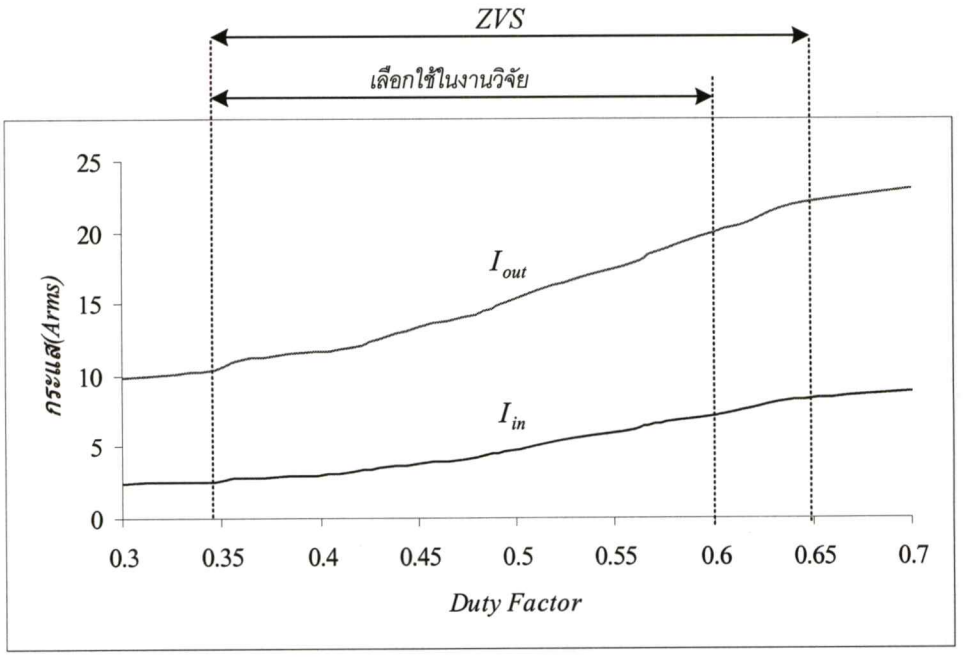


(ค) ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับดิวตี้แฟคเตอร์ของสวิตช์ Q_1



(ง) ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับดิวตี้แฟคเตอร์ของสวิตช์ Q_1

จากการตรวจสอบรูปคลื่นแรงดันและกระแสตลอดช่วงดิวตี้แฟคเตอร์ที่ใช้งานทำให้ทราบว่าสวิตช์ Q_s มีพิกัดการใช้งานจริงอยู่ที่ $36A_{peak}\,800V_{peak}$ ดังนั้นสามารถเลือกใช้งาน Q_s พิกัดเล็กกว่า Q_1 ได้



(จ) ความสัมพันธ์ระหว่างกระแสกับดิวตี้แฟคเตอร์ทางด้านอินพุทและเอาท์พุท

รูปที่ 5.10 ความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดใช้งานกับดิวตี้แฟคเตอร์

5.3.2 การตรวจสอบสมรรถนะการทำงานของเครื่อง

เป็นการทดสอบเพื่อหาค่าประสิทธิภาพทางไฟฟ้า, ประสิทธิภาพรวมของระบบ, ค่าตัวประกอบกำลัง,% THD_v , % THD_i , ค่าเวลาในการทำความร้อน เมื่อปรับเปลี่ยนดิวตี้แฟคเตอร์ตั้งแต่ 0.34- 0.6 โดยใช้ภาชนะหุงต้ม Stainless Steel 18 -10 (Ø – 20 cm.) การทดสอบจะต้มน้ำดิบในปริมาณ 1 ลิตร จากอุณหภูมิน้ำเริ่มต้นจนถึงน้ำเดือด 100°C การตรวจวัดกำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุทโดยใช้ Power Quality Analyzer รุ่น 43B ตรวจวัดกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุทด้วย Power Analyzer รุ่น PZ4000 และตรวจวัดอุณหภูมิของน้ำด้วย Thermometer การควบคุมเป็นแบบ Open Loop Control วงจรทดสอบดังรูปที่ 5.11 ประสิทธิภาพทางไฟฟ้าหาได้จากสมการที่ (5.1) ประสิทธิภาพรวมหาได้จากสมการที่ (5.3) ตัวอย่างการตรวจวัดแสดงดังรูปที่ 5.12 (ก)–(ฉ) เป็นการตรวจสอบสมรรถนะการทำงานของเครื่องที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.6

$$P_{out,total} = 4180\frac{(T_2 - T_1)}{(t_2 - t_1)} \tag{5.2}$$

โดยที่ $P_{out,total}$ คือ กำลังงานเอาท์พุทที่เปลี่ยนมาจากพลังงานความร้อนของน้ำ (W)

T_1 คือ อุณหภูมิเริ่มต้นของน้ำ (°C)

T_2 คือ อุณหภูมิสุดท้ายของน้ำ (°C)

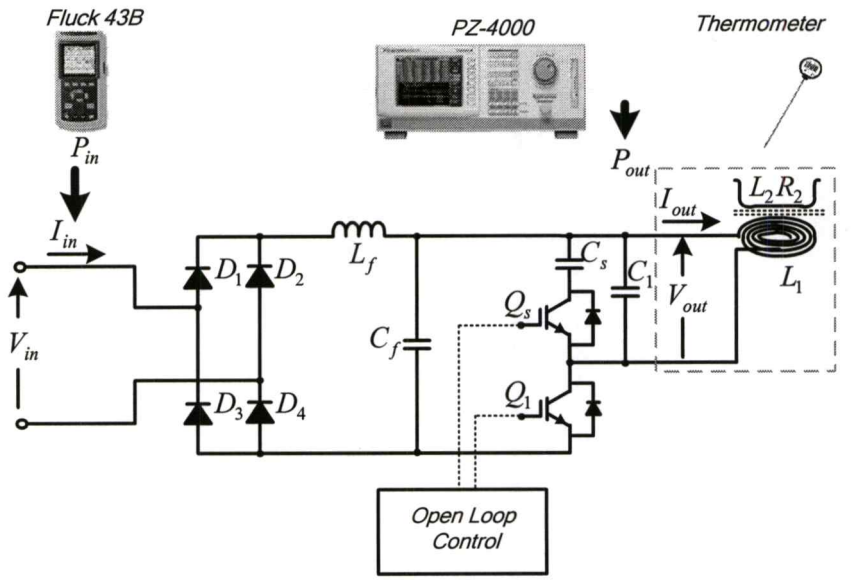
t_1 คือ เวลาเริ่มต้นทำงาน (Sec)

t_2 คือ เวลาสิ้นสุดทำงาน (Sec)

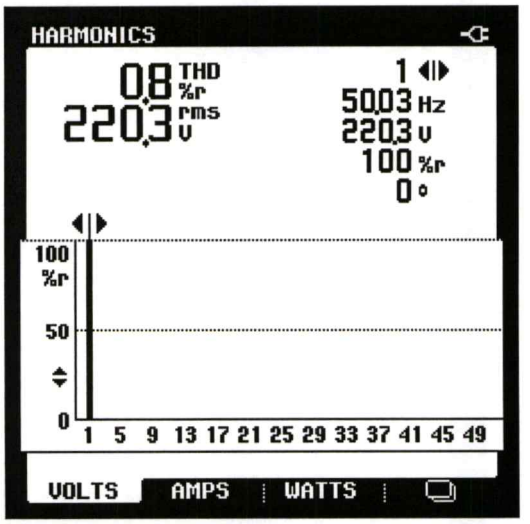
4180 คือ ค่าความร้อนจำเพาะของน้ำ (J/chg.) ซึ่งเป็นค่าพลังงานความร้อน 1 แคลอรี่ของน้ำขนาดน้ำหนัก 1 กรัม ที่มีอุณหภูมิเปลี่ยนไป 1 องศาเซลเซียส

$$\%\eta_{total} = \frac{P_{out,total}}{P_{in}} \times 100 \tag{5.3}$$

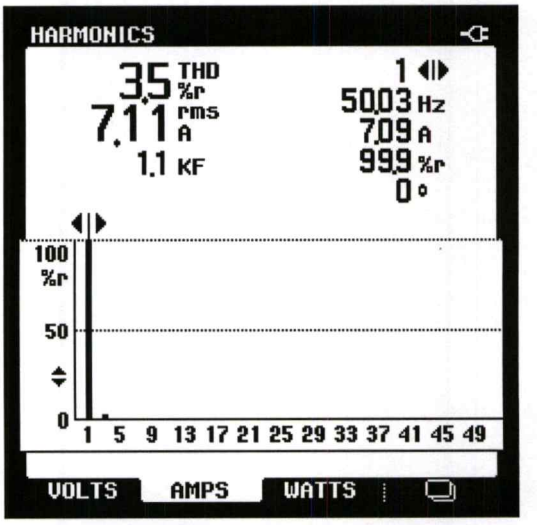
โดยที่ $\%\eta_{total}$ คือ ประสิทธิภาพรวมระบบ



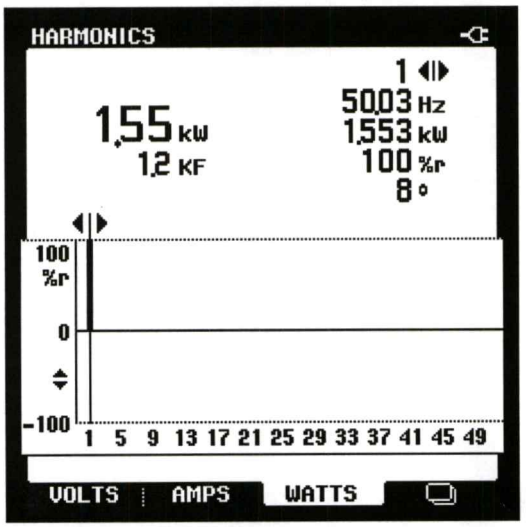
รูปที่ 5.11 วงจรและเครื่องมือวัดสำหรับการตรวจสอบสมรรถนะการทำงานของเครื่อง



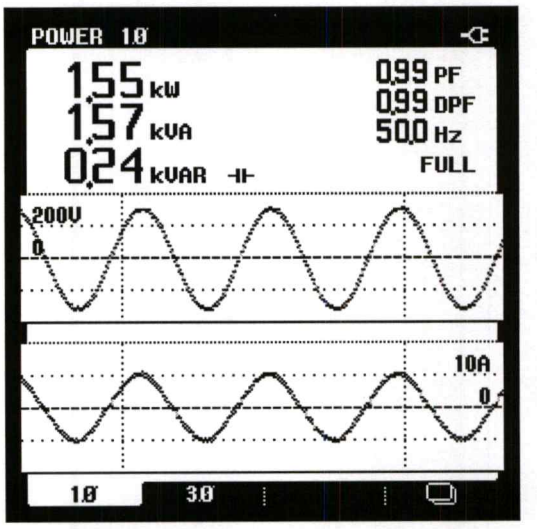
(ก) แรงดันและค่า THD_v อินพุท



(ข) กระแสและค่า $THDi$ อินพุท



(ค) กำลังไฟฟ้าอินพุท



(ง) กำลังไฟฟ้าอินพุทและตัวประกอบกำลัง

YOKOGAWA ◆ Uover:▪ ▪ ▪ ▪ 40ms 2.5MS/s

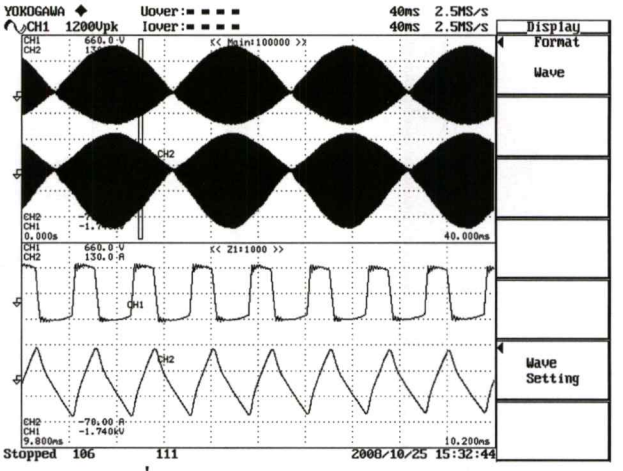
↶CH1 1200Vpk Iover:▪ ▪ ▪ ▪ 40ms 2.5MS/s

	Element1	Element2	Element3	Element4	Σ A
Urms[V]	0.2611k	0.0000k	0.0000k	0.0000k	0.2611k
Umn [V]	0.2483k	0.0000k	0.0000k	0.0000k	0.2483k
Udc [V]	-0.0007k	0.0005k	-0.0001k	-0.0004k	-0.0007k
Uac [V]	0.2611k	0.0000k	0.0000k	0.0000k	0.2611k
Irms[A]	19.74	0.00	0.000	0.000	19.74
Imn [A]	16.50	0.00	0.000	0.000	16.50
Idc [A]	-6.49	0.02	0.001	0.001	-6.49
Iac [A]	18.65	0.00	0.000	0.000	18.65
P [W]	1.49k	0.00k	-0.000k	-0.000k	1.49k
S [VA]	5.15k	0.00k	0.000k	0.000k	5.15k
Q [var]	4.93k	0.00k	0.000k	0.000k	4.93k
λ [ ]	0.2895	Error	Error	Error	0.2895
ϕ [°]G	73.17	Error	Error	Error	73.17
fU [Hz]	18.551k	Error	Error	Error	---------
fI [Hz]	18.301k	Error	Error	Error	---------
U+pk[V]	0.5388k	0.0064k	0.0048k	0.0048k	---------
U-pk[V]	-0.3652k	-0.0044k	-0.0048k	-0.0048k	---------
I+pk[A]	35.74	0.26	0.023	0.028	---------
I-pk[A]	-56.54	-0.22	-0.025	-0.025	---------
CfU [ ]	2.06	Error	Error	Error	---------
CfI [ ]	2.86	Error	Error	Error	---------
FfU [ ]	1.17	Error	Error	Error	---------
FfI [ ]	1.33	Error	Error	Error	---------
Z [Ω]	13.223	Error	Error	Error	13.223
Rs [Ω]	3.8278	Error	Error	Error	3.8278

Stopped 106 111 2008/10/25 15:30:57

Display
Format
Numeric
Item Amount
All
Function
CfI

(จ) การตรวจวัดเชิงตัวเลขทางด้านเอาท์พุท



(ฉ) การตรวจวัดรูปคลื่นสัญญาณและภาพขยายบางส่วนทางด้านเอาท์พุท

รูปที่ 5.12 การตรวจวัดรูปคลื่นและองค์ประกอบทางไฟฟ้าดิวตี้แฟคเตอร์ 0.6

5.3.3 การหาประสิทธิภาพทางไฟฟ้า

จากการตรวจวัดที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.6 ดังรูปที่ 5.12 กำลังไฟฟ้าทางด้านอินพุทอ่านค่าได้ 1.55 kW แสดงดังรูปที่ 5.12 (ค) และกำลังไฟฟ้าด้านเอาท์พุทอ่านค่าได้ 1.49 kW แสดงดังรูปที่ 5.12 (จ) ดังนั้นสามารถหาประสิทธิภาพทางไฟฟ้าได้จากสมการที่ (5.1) ผลที่ได้คือ 96% จากขั้นตอนข้างต้นนำไปทดสอบหาประสิทธิภาพทางไฟฟ้าและจดบันทึกผลองค์ประกอบทางไฟฟ้าที่ดิวตี้แฟคเตอร์ตั้งแต่ 0.34-0.6 แสดงในตารางที่ 5.1

ตารางที่ 5.1 การทดสอบและบันทึกผลประสิทธิภาพทางไฟฟ้า

Duty Factor	*Pin(W)*	*Iin (A)*	*Vin(V)*	*PF*	*%THDv*	*%THDi*	*Pout(W)*	*%ηelec*
0.34	530	2.48	220	0.95	1.3	2.9	510	96.23
0.36	600	2.79	220	0.96	1.4	2.8	580	96.67
0.41	660	3.1	220	0.96	1.2	2.9	640	96.97
0.43	740	3.45	220	0.97	1.2	2.4	720	97.29
0.45	820	3.78	220	0.97	1.2	2.4	790	96.34
0.48	900	4.18	220	0.98	1.3	2.7	870	96.67
0.49	987	4.58	220	0.98	1.2	2.5	950	96.21
0.51	1,100	5.09	220	0.98	1.2	2.9	1,060	96.36
0.53	1,200	5.55	220	0.98	1.3	2.8	1,160	96.67
0.56	1,320	6.13	220	0.98	1.2	3.1	1,270	96.21
0.57	1,420	6.62	220	0.98	1.2	3.3	1,370	96.48
0.6	1,550	7.11	220	0.99	1.3	3.6	1,490	96.13

5.3.4 การหาประสิทธิภาพรวม

ในการทดสอบใช้ภาชนะหุงต้มชนิด Stainless Steel 18 -10 (Ø – 20 cm.) ในการทดสอบจะต้มน้ำดิบในปริมาณ 1 ลิตร จากอุณหภูมิน้ำเริ่มต้นจนถึงน้ำเดือดที่ 100 °C โดยใช้สูตรการคำนวณตามสมการที่(5.2) หากำลังงานเอาท์พุทที่เปลี่ยนมาจากพลังงานความร้อนของน้ำและหาประสิทธิภาพรวมจากสมการที่ (5.3) ตัวอย่างการหาประสิทธิภาพรวมที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.6 โดยตัวแปลต่างๆมีการกำหนดค่าดังนี้

P_{in} 1,550 W ที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.6 จากตารางการทดสอบที่ 5.1

$P_{out,total}$ คือ กำลังงานเอาท์พุทที่เปลี่ยนมาจากพลังงานความร้อนของน้ำ (W)

T_1 คือ อุณหภูมิเริ่มต้นของน้ำจากการตรวจวัดด้วย Thermometer อยู่ที่ 27°C

T_2 คือ อุณหภูมิสุดท้าย 100°C ตรวจวัดด้วย Thermometer

t_1 คือ เวลาเริ่มต้นทำงาน กำหนดให้มีค่าเท่ากับศูนย์ เนื่องจากใช้นาฬิกาจับเวลา

t_2 คือ เวลาสิ้นสุดทำงาน เป็นเวลาที่ Thermometer อ่านค่าอุณหภูมิของน้ำได้เท่ากับ 100°C ซึ่งอ่านค่าได้ 4.06 นาที หรือ 246 วินาที

4180 คือ ค่าความร้อนจำเพาะของน้ำ (J/chg.) ซึ่งเป็นค่าพลังงานความร้อน 1 แคลอรี่ของน้ำขนาดน้ำหนัก 1 กรัม ที่มีอุณหภูมิเปลี่ยนไป 1 องศาเซลเซียส

แทนค่าในสมการที่(5.2) หาค่า $P_{out,total}$

$$P_{out,total} = 4180\frac{(100-27)}{(246-0)} \quad \text{W}$$

$$= 1{,}240.41 \quad \text{W}$$

แทนค่า $P_{out,total}$ ในสมการที่ (5.3) หาประสิทธิภาพรวมระบบ ($\%\eta_{total}$)

$$\%\eta_{total} = \frac{1{,}240.41}{1{,}550} \times 100$$

$$= 80.03$$

จากขั้นตอนการหาค่าดังกล่าวนำมาหาค่าประสิทธิภาพรวมที่ดิวตี้ตั้งแต่ 0.34-0.6 ได้ดังตารางที่ 5.2 และจากการทดสอบเครื่องต้นแบบสามารถสรุปคุณสมบัติทางไฟฟ้าของเตาหุงต้มเหนี่ยวที่พิกัดได้ดังตารางที่ 5.3 ทั้งหมด 15 รายการ

ตารางที่ 5.2 การทดสอบและบันทึกผลการหาค่าประสิทธิภาพรวมที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.34-0.6

Duty Factor	*อุณหภูมิเริ่มต้น* °C	*อุณหภูมิสุดท้าย* °C	*Time*		*Pin (W)*	*Pout,total (W)*	*%ηtotal*
			(min)	*(sec)*			
0.34	28	90	15.00	900	530	287.96	54.33
0.36	28.2	100	11.10	670	600	447.95	74.66
0.41	28	100	9.40	580	660	518.90	78.62
0.43	27.4	100	8.30	510	740	595.04	80.41
0.45	28.2	100	7.30	450	820	666.94	81.33
0.48	27.9	100	6.47	407	900	740.49	82.28
0.49	27.5	100	6.18	378	987	801.72	81.23
0.51	27.2	100	5.34	334	1100	911.09	82.83
0.53	28.7	100	4.56	296	1200	1006.87	83.91
0.56	28.6	100	4.38	278	1320	1073.57	81.33
0.57	27	100	4.22	262	1420	1164.66	82.02
0.6	27	100	4.06	246	1550	1240.41	80.03

ตารางที่ 5.3 คุณสมบัติทางไฟฟ้าของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำที่พิกัด กำลังไฟฟ้าเอาท์พุท 1.5 kW

$f_s\,(kHz)$	20
Duty Factor	0.6
$Q_1\,(V_{peak}\,/\,I_{peak})$	780/60
$Q_s\,(V_{peak}\,/\,I_{peak})$	800/36
$V_{in}\,(V_{rms})$	220
$I_{in}\,(A_{rms})$	7.11
$\%THD_V$	1.3
$\%THD_i$	3.6
$S_{in}\,(kV)$	1.57
$P_{in}\,(kW)$	1.55
PF	0.99
$P_{out}\,(kW)$	1.5
$\%\eta_{elec}$	96.12
$\%\eta_{total}$	80.03
Heating Time (min)	4.06

จากตารางที่ 5.2 กำลังไฟฟ้าที่เอาท์พุท 1.5kW ใช้เวลาในการหุงต้มประมาณ 4 นาที และเมื่อกำลังวัตต์ลดลงเวลาที่ใช้ในการหุงต้มจะนานขึ้นและเมื่อกำลังไฟฟ้าต่ำสุดประมาณ 0.5kW น้ำจะไม่สามารถเดือดได้

5.4 สรุป

1. ระยะ Gap น้อยๆจะให้กำลังไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุทสูงและประสิทธิภาพทางไฟฟ้าสูง เนื่องจากค่าความต้านทานของภาชนะหุงต้มมีค่าลดลง (ตามความลึกของสนามแม่เหล็กเหนี่ยวนำที่เกี่ยวคล้องกับภาชนะ) จึงทำให้ความหนาแน่นของกระแสเกิดที่ผิวของก้นภาชนะมากขึ้น แต่ช่วงของการควบคุมดิวตี้แฟคเตอร์จะแคบลงเรื่อยๆจนไม่สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุตที่ย่านต่ำๆ ได้ เมื่อเพิ่มระยะ Gap มากขึ้นกำลังไฟฟ้าทางด้านเอาท์พุท และประสิทธิภาพทางไฟฟ้าจะเริ่มลดลงเนื่องจากเส้นแรงแม่เหล็กที่ไปเกี่ยวคล้องกับก้นภาชนะลดลงจะทำให้ความต้านทานสมมูลของวงจรมีค่ามากขึ้น ส่งผลให้ความหนาแน่นของกระแสเกิดที่ผิวของก้นภาชนะลดลง แต่ช่วงของการควบคุมดิวตี้แฟคเตอร์จะเพิ่มขึ้น ดังนั้นเพื่อให้ได้ย่านกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทที่เหมาะสมและสอดคล้องกับเงื่อนไขการออกแบบ จึงปรับค่าระยะ Gap ระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับก้นภาชนะไว้ประมาณ 10 mm. ซึ่งเป็นค่าที่เหมาะสมกับกำลังงานเอาท์พุทที่ได้คือช่วง 0.5-1.5kW ประสิทธิภาพทางไฟฟ้า 96 % ประสิทธิภาพรวมของระบบ 80% การควบคุมดิวตี้แฟคเตอร์อยู่ระหว่าง 0.34 - 0.6

2. จากเงื่อนไขการออกแบบโดยใช้ขีดจำกัดของขนาดพิกัดสวิตช์ Q_1 ไม่เกิน $60A_{peak}900V_{peak}$ จะทำให้ทราบว่าเมื่อใช้งานจริงสวิตช์ Q_1 มีขนาดพิกัด $60A_{peak}780V_{peak}$ และสวิตช์ Q_s อยู่ที่ $36A_{peak}800V_{peak}$ ซึ่งสามารถสรุปคุณสมบัติเครื่องต้นแบบได้ดังตารางที่ 5.3

บทที่ 6
สรุปผลการวิจัยและข้อเสนอแนะ

ในการออกแบบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ จะเริ่มต้นจากการกำหนดขนาดของภาชนะหุงต้มให้เหมาะสมกับการใช้งานและช่วงเวลาที่ต้องการหุงต้มเดือด จากนั้นจึงทำการคำนวณและทดสอบหาปริมาณกำลังไฟฟ้าที่เหมาะสม เพื่อใช้ในการหุงต้มขนาดดังกล่าวให้สามารถหุงต้มเดือดได้ภายในช่วงเวลาตามที่กำหนด จากนั้นจะเป็นขั้นตอนการกำหนด จำนวนเส้นลวดตีเกลียวของขดลวดเหนี่ยวนำ ระยะ Gap ระหว่างขดลวดเหนี่ยวนำกับก้นภาชนะหุงต้ม และช่วงการควบคุมดิวตี้แฟคเตอร์ที่เหมาะสมที่ความถี่สวิตช์ 20 kHz

จากผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB และผลการทดสอบเครื่องต้องแบบได้ผลลัพธ์ที่สอดคล้องกัน คือการเพิ่มสวิตช์ Q_s อนุกรมกับคาปาซิเตอร์ C_s ต่อคร่อมโหลดกึ่งเรโซแนนท์เพื่อลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก Q_1 สามารถควบคุมแบบพีดับเบิลยูเอ็มได้ที่ความถี่สวิตชิ่งคงที่ภายใต้เงื่อนไงสวิตชิ่งขณะแรงดันเป็นศูนย์ในช่วงดิวตี้ไซเคิลตั้งแต่ 0.34 - 0.6 ให้กำลังไฟฟ้าเอาท์พุท 0.5-1.5kW และสามารถแก้ปัญหาขนาดพิกัดของอุปกรณ์สวิตช์ให้ลดต่ำลง เมื่อนำมาใช้งานระบบแหล่งจ่ายเอซี 220 โวลต์

ข้อแนะนำในการพัฒนาและปรับปรุงต่อไป ในการเลือกช่วงของการสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์นั้นจะมีประสิทธิภาพสูงขึ้นหากมีการตรวจจับการเกิดสภาวะแรงดันเป็นศูนย์เพื่อลดช่วงประวิงเวลาในการสวิตช์

เอกสารอ้างอิง

[1] Koki Ogura, Yoshihiko Hirota and Mutsuo Nakaoka, "Comparative Performance Evaluations of IGBTs and MCT in Single-Ended Quasi-Resonant Zero Voltage Soft Switching Inverter." Power Electronics Specialists Conference, IEEE 32nd Annual , Vol.4, pp.2178-2182, June 2001.

[2] Kwang-Joo Choi ,Hyun-Woo Lee and Mutsuo Nakaoka "An Improved Prototype of Soft Switching Duty Cycle Controlled High Frequency Inverter with Minimum Circuit Components." ,ICIT, IEEE International Conference , pp. 750-755, Dec. 2005.

[3] Wang S, Izaki K, Hirota I, Yamashita H,Omori H, Nakaoka M," Induction-heated Cooking Appliance using new Quasi-Resonant ZVS-PWM Inverter with Power Factor Correction", Industry Applications, IEEE Transactions Vol. 34,pp. 705 – 712, July-Aug. 1998.

[4] Ogura K,GamageL, Ahmed T, Nakaoka M, Hirota I, Yamashita H, Omori H," Performance Evaluation of Edge-Resonant ZVS-PWM High-frequency Inverter using Trench-gate IGBTs for Consumer Induction Cooking Heater." Electric Power Applications, Vol. 151,pp.563-568, Sept. 2004.

[5] ไพโรจน์ ทองประศรี. 2549. "การควบคุมความถี่ของการสวิตซ์ที่สภาวะเรโซแนนซ์แบบอัตโนมัติโดยใช้เฟสล็อกลูป สำหรับเตาหลอมแบบเหนี่ยวนำ." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย ,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.

[6] ยนต์ ไชยสงคราม. 2550. "การออกแบบและพัฒนาระบบควบคุมของเครื่องเหนี่ยวนำความร้อนโดยใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์ขนาด 32 บิต" วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย,สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.

[7] สิทธิโชค สินรัตน์. 2545. "การวิเคราะห์เตาหุงต้มเหนี่ยวนำความถี่สูงชนิดควบคุมกำลังไฟฟ้าด้วยความถี่." วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า บัณฑิตวิทยาลัย, สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.

[8] T.Tanaka, " A New Induction Cooking Range for Heating and Kind of Metal Vessels", IEEE Tran.Consumer Electronic, Vol.35, No.3, 1989. pp. 635-641.

[9] Steven T. Karris Circuit Analysis II with MATLAB® Applications. Orchard Publications, Fremont, California , U.S.A. ,2003.

[10] Fairchild Semiconductor. "AN9012: Induction Heating System Topology Review", 2000.

[11] สุวัฒน์ ดั่น. " เทคนิคและการออกแบบสวิตชิ่งเพาเวอร์ซัพพลาย" , บริษัท เอนเทลไทย จำกัด, พิมพ์ครั้งที่ 1, 2537.

[12] Brown, Marty. Power supply cookbook. 2nd ed. 2001.

[13] สำนักงานมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม. 2543. มอก. 1956 – 2542 บริภัณฑ์เทคโนโลยีสารสนเทศ: ขีดจำกัดสัญญาณรบกวนวิทยุ. กรุงเทพฯ : ไทยเจริญการพิมพ์..

[14] สำนักงานมาตรฐานผลิตภัณฑ์อุตสาหกรรม. 2544. มอก. 1448 – 2544 IEC 61000-3-2 (2000-08) ความเข้ากันได้ทางแม่เหล็กไฟฟ้า เล่มที่ 3-2 : ขีดจำกัด-ขีดจำกัดสำหรับสิ่งที่ส่งออกมาซึ่งเป็นกระแสฮาร์มอนิก (กระแสไฟฟ้าเข้า $\leq$ 16 แอมแปร์ต่อเฟส). กรุงเทพฯ : หจก. พี.เอ็น. การพิมพ์.

[15] Tim Williams and Keith Armstrong."EMC for Systems and Installation".Oxford: Newnes.Inc. 2000.

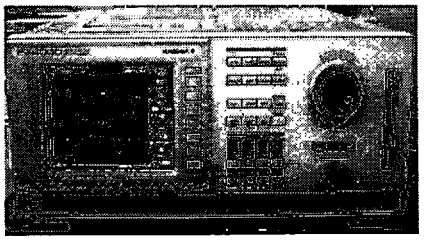
[16] Fairchild Semiconductor. "Application Note 9020: IGBT Basic II", 2002.

[17] www.microchip.com

[18] Lubin Kerhuel's. "Embedded Target for dsPIC", www.kerhuel.eu

ภาคผนวก ก.

เครื่องมือที่ใช้ในการทำวิจัย



ผลิตภัณฑ์ Power Analyzer (YAKOGAWA)

รุ่น PZ4000

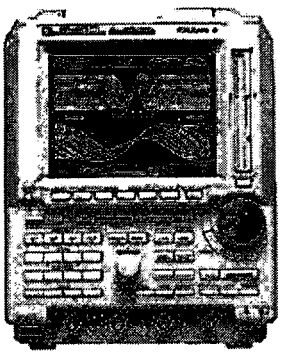
รายละเอียด

Wide Measurement Bandwidth

(DC to 2 MHz)

Accurately Sampling 5 MS/s

Harmonic Analysis (up to 500^{th} Order)



ผลิตภัณฑ์ Digital Oscilloscope (YOKOGA)

รุ่น DL1540 /DL (4 Channel)

รายละเอียด 150 MHz Analog Bandwidth

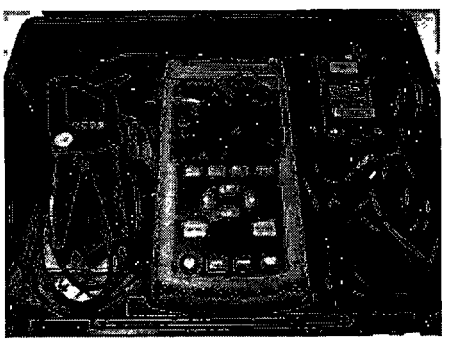
200 MS/s on two channel

8 bit vertical resolution

DC to 30 MHz, 850V

(DC+AC peak)2% DC accuracy,

Internal low pass filter



ผลิตภัณฑ์ Power Quality Analyzer (FLUKE)

รุ่น FLUKE 43B

รายละเอียด 5 to 600 Vrms. 1.00 to 1000 Arms

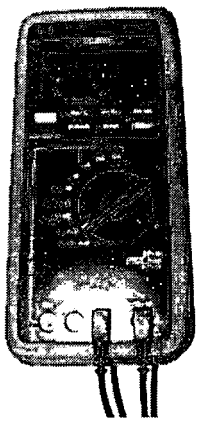
Up to 600 kw., 6 Hz to 99.9 Hz.

8 bit vertical resolution

Indicates fundamental to 13^{th} harmonics

Measures crest factor, PF, DPF, K-factor

%THDi, %THD-R



ผลิตภัณฑ์ Multi Meter (Hewlett Packard)

รุ่น 973 A

รายละเอียด True RMS 20 kHz

Accuracy = 0.1 %

Vac or Vdc : 0 to 1000 Volts

Iac or Idc : 0 to 10 Amp

ผลิตภัณฑ์ Current Probe (FLUKE)

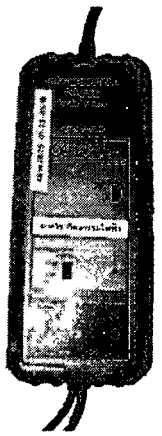
รุ่น 80i-110s AC/DC

รายละเอียด 10mV/A, 100mV/A

Input 100A peak Max

Frequency: DC to 100 kHz .(@3 db)

Output 10 mV/A, 100 mV/A CAT III

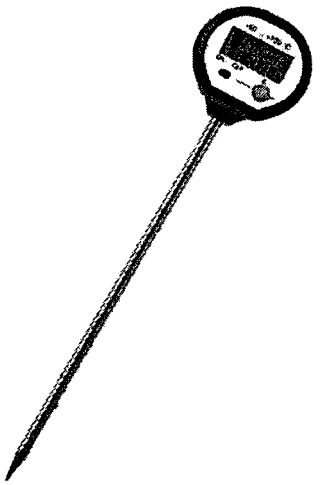


ผลิตภัณฑ์ Differential Probe (YOKOGA)

รุ่น 700925

รายละเอียด 1/10V, 1/100V

500V Peak Max



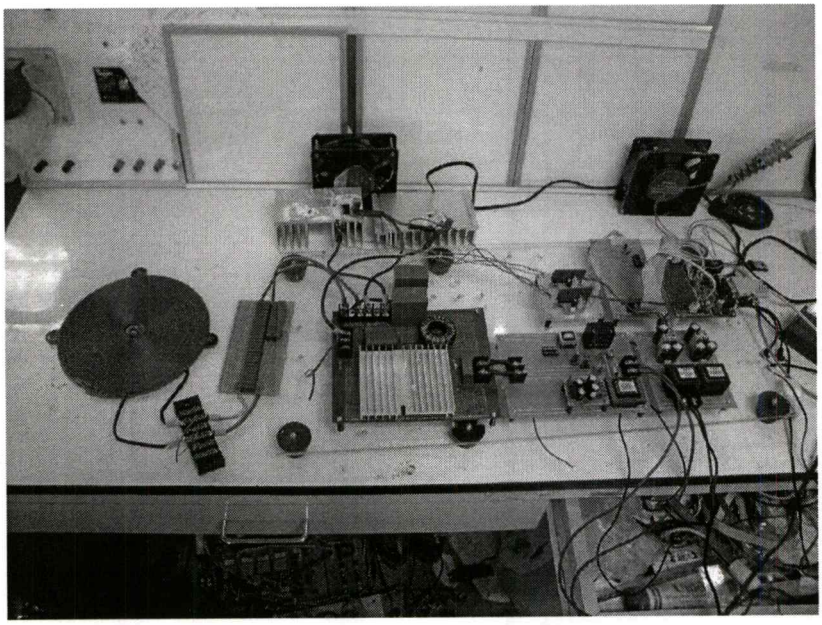
ผลิตภัณฑ์ Thermometer ยี่ห้อ Testo

รุ่น Mini-Thermometer

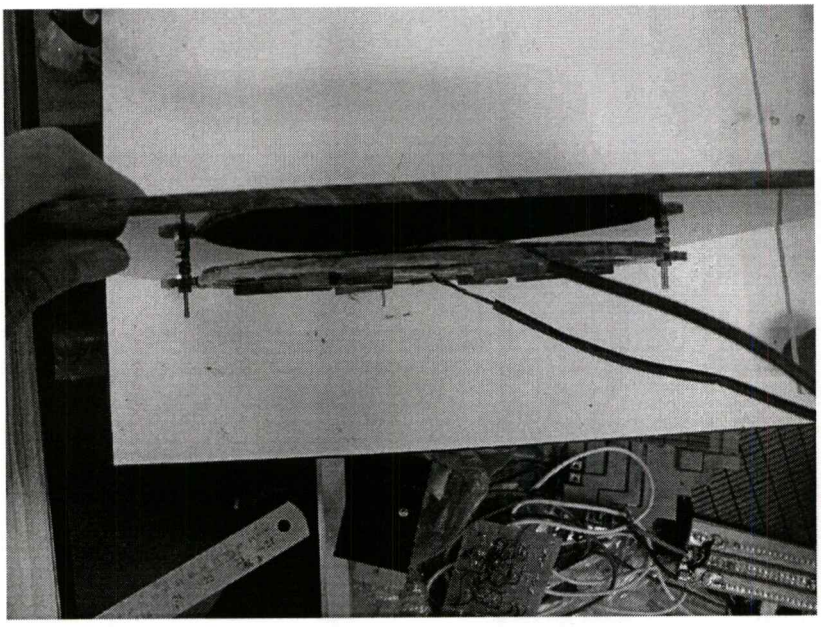
รายละเอียด วัดอุณหภูมิย่าน -50...+250°C

ภาคผนวก ข.

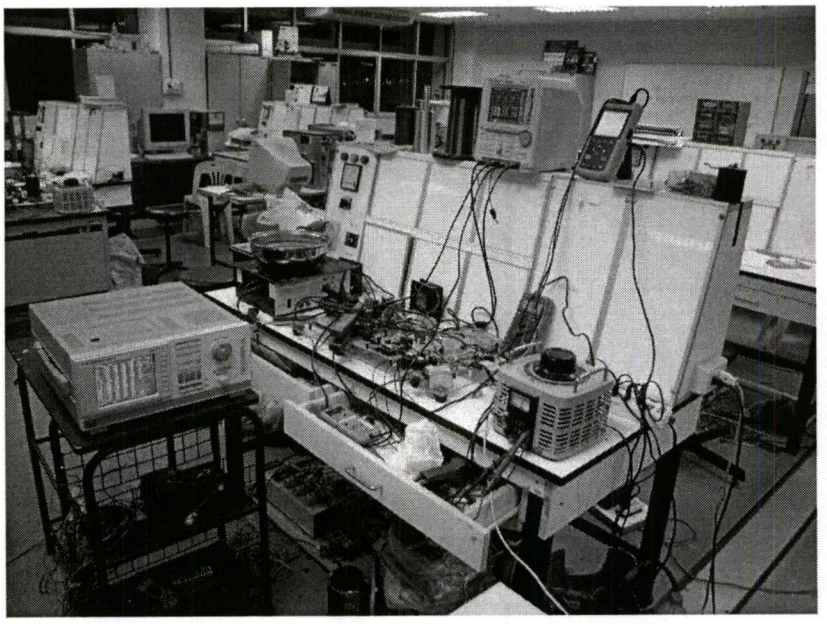
เครื่องต้นแบบที่ใช้ในงานวิจัย



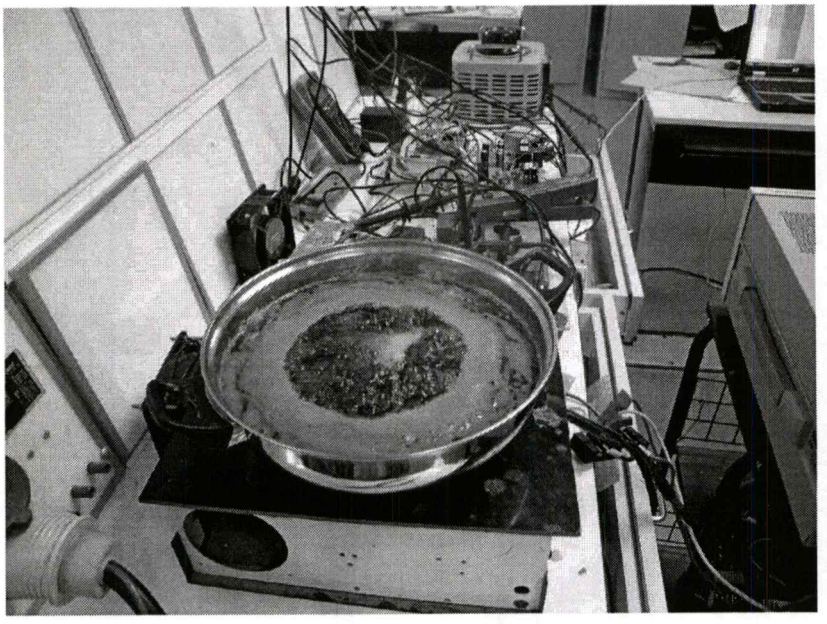
รูปที่ ข1 อินเวอร์เตอร์ต้นแบบที่สร้างขึ้น



รูปที่ ข2 การทดสอบปรับระยะ Gap



รูปที่ ข3 การทดสอบและบันทึกค่าองค์ประกอบทางไฟฟ้า



รูปที่ ข4 การทดสอบโหลดหุงต้ม

ภาคผนวก ค.

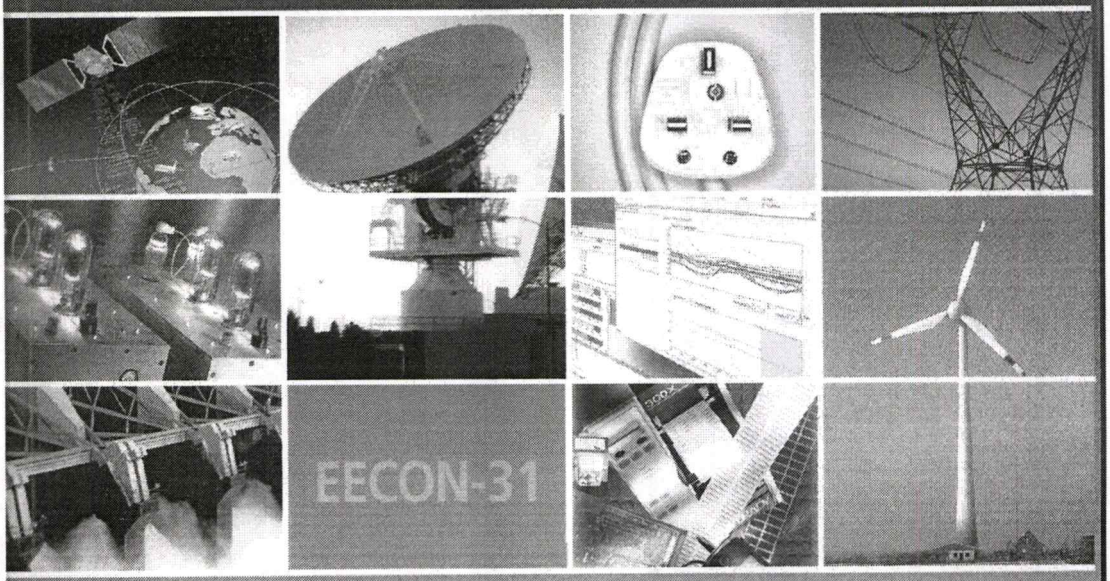
ผลงานวิจัยที่ได้รับการเผยแพร่ในวารสารทางวิชาการ

[1] ณรงค์ชัย ทศพร และ วิจิตร กิณเรศ, "การออกแบบและวิเคราะห์อินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนานสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์สำหรับการหุงต้มแบบเหนี่ยวนำ" การประชุมวิชาการทางไฟฟ้าครั้งที่ 31, หน้าที่ 557-560 , 29-31 ตุลาคม 2551

EECON XXXI

การประชุมวิชาการ ทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 31

31st Electrical Engineering Conference (EECON-31)



Volume I

- ไฟฟ้ากำลัง (PW)
- อิเล็กทรอนิกส์กำลัง (PE)
- คอมพิวเตอร์ และเทคโนโลยีสารสนเทศ (CP)

29 - 31 ตุลาคม 2551

ณ รอแยลฮิลล์ กอล์ฟ รีสอร์ท แอนด์ สปา จังหวัดนครนายก

ร่วมจัดโดย

มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ
SRINAKHARINWIROT UNIVERSITY

มหาวิทยาลัยศรีปทุม
SRIPATUM UNIVERSITY

สนับสนุนโดย

Western Digital® AIS CAT NECTEC ABB

สารบัญ

PE-24 เครื่องผลิตก๊าซโอโซนแบบแรงดันสูงความถี่สูงโดยใช้เทคนิคความหน้าแน่นพัลส์ 541
สราวุธ คำนับไทย วิจิตร์ กิณเรศ
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

PE-25 Modeling of a SEPIC Converter for Feedback Control Design 545
E. Vuthchhay V. Wutti C. Bunlaksananusorn
King Mongkut's Institute of Technology Ladkrabang

PE-26 การควบคุมเอช-บริดจ์อินเวอร์เตอร์ 11 ระดับด้วยวิธีจ่ายโหลดอย่างสมดุลย์ 549
ที่ใช้เซลล์แสงอาทิตย์เป็นแหล่งจ่าย
ณัฏฐภัทร ไพรสุวรรณา[1] ฉัตรชัย เอมสะอาด[2] สุรินทร์ คำฝอย[1]
ประภาษ ไพรสุวรรณา[1]
[1] สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
[2]บริษัท พีระบราเธอร์ จำกัด

PE-27 อินเวอร์เตอร์แหล่งจ่ายอิมพีแดนซ์สำหรับประยุกต์ใช้งานร่วมกับพลังงานทดแทน 553
พินิจ เทพสาธร[1] เวคิน ปิยรัตน์[1] ชาญฤทธิ์ ธาราสันติสุข [2]
[1] มหาวิทยาลัยศรีนครินทรวิโรฒ องครักษ์
[2] มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลกรุงเทพ

PE-28 การออกแบบและวิเคราะห์อินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบ 557
ขนานสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์สำหรับการหุงต้มแบบเหนี่ยวนำ
ณรงค์ชัย ทศพร วิจิตร กิณเรศ
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

PE-29 การใช้วงจรกรอง EMI ชนิดไฮบริดแบบใหม่เพื่อแก้ปัญหาผลกระทบจากแรงดัน 561
โหมดร่วมในระบบขับเคลื่อนมอเตอร์แบบ PWM
เพ็ญนภา ไพโรจน์อมรชัย สุรพงศ์ สุวรรณกวิน สมบูรณ์ แสงค์วงวาณิชย์
จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

PE-30 การขับมอเตอร์เหนี่ยวนำแบบควบคุมแรงบิดโดยตรงบนพื้นฐานอัตราส่วน 565
แรงดันและความถี่คงที่โดยใช้ตัวสังเกตเต็มอันดับ
ณรงค์ฤทธิ์ พิมพ์คำวงศ์
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลล้านนา

PE-31 การปรับปรุงเทคนิคการควบคุมการแกว่งแบบแอคทีฟด้านเข้าตัวกรองแบบแอล-ซีของ 569
วงจรเร็กติฟายเออร์สามเฟสแบบพีดับบลิวเอ็ม
กำจัด ใจตรง เสกสรรค์ พลศรี วิชญาภรณ์ บุญสุข
มหาวิทยาลัยเทคโนโลยีราชมงคลอีสาน

การออกแบบและวิเคราะห์อินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน สวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์สำหรับการหุงต้มแบบเหนี่ยวนำ

Design and Analysis of Quasi-Parallel Resonant ZVS-PWM Inverter for Induction Cooking

ณรงค์ชัย ทศพร และ วิจิตร กิฒเรส
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ถนนฉลองกรุง เขตลาดกระบัง กรุงเทพฯ 10520
โทร 0-2737-3000 E-mail: kknarongchai@yahoo.com, kkwijit@kmitl.ac.th

บทคัดย่อ

บทความนี้นำเสนอการออกแบบ วิเคราะห์และสร้างอินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนานสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์สำหรับเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ ด้วยหลักการความถี่สวิตช์คงที่ และปรับเปลี่ยนกำลังไฟฟ้าเอาท์พุท โดยการเพิ่มสวิตช์อนุกรมกับตัวเก็บประจุต่อคร่อมโหลดของอินเวอร์เตอร์ กึ่งเรโซแนนท์ซึ่งทำหน้าที่ลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก ทำให้ขนาดพิกัดของอุปกรณ์สวิตช์ ไอจีบีทีเล็กลงอีกทั้งเป็นการลดการสูญเสียเนื่องจากแรงดันตกคร่อมสวิตช์สูง ควบคุมการทำงานของวงจรด้วยการแปลงการจำลองการทำงานของโปรแกรมSimulink บนโปรแกรมสำเร็จรูป MATLAB ควบคุมการทำงานไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC

คำสำคัญ : กึ่งเรโซแนนท์แบบขนานสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์

Abstract

The paper presents the design, analysis and implementation of a Quasi-Parallel Resonant ZVS-PWM inverter for Induction Cooking with constant frequency and variable output power. The additional switch and series capacitor are used across the quasi-resonant load. This topology is used for reducing voltage across the main switch resulting in a reduction in IGBTs switch rating. Morever turn-off switching loss is reduced due to high voltage across the switch. The control of the circuit operation is based on the transformation of the circuit operation in Simulink on dsPIC microcontroller.

Keywords: Quasi-Parallel Resonant ZVS-PWM

1. บทนำ

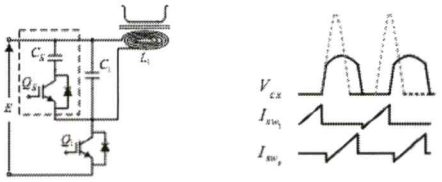
ปัจจุบันการให้ความร้อนด้วยหลักการเหนี่ยวนำความถี่สูงถูกนำเข้ามาทดแทนการให้ความร้อนแบบทางอ้อมโดยหลักการจ่ายกระแสไฟฟ้าสลับความถี่สูงให้กับขดลวดเหนี่ยวนำสร้างสนามแม่เหล็กเกี่ยวคล้องกับภาชนะหุงต้มที่ทำจากวัสดุชนิดสารตัวนำแม่เหล็กทำให้เกิดกระแสไหลวนที่ก้นภาชนะเป็นผลให้เกิดความร้อนและส่งผ่านไปยังการหุงต้มซึ่งเป็นการให้ความร้อนโดยตรง

ปัจจุบันเตาหุงต้มแบบเหนี่ยวนำที่กำลังเป็นที่นิยมในท้องตลาดใช้อินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ควบคุมด้วยการปรับความถี่สวิตช์ (ZVS-PFM) [1] ดังรูปที่ 1 มีข้อดีคือมีขนาดเล็กควบคุมง่ายประสิทธิภาพสูง มีข้อด้อยคือแรงดันตกคร่อมในการสวิตช์ค่อนข้างสูง ทำให้เกิดปัญหาเกี่ยวกับขนาดของพิกัดของอุปกรณ์สวิตช์เมื่อนำมาใช้งานกับระบบแรงดันเอซี 200 V ขึ้นไปและการควบคุมด้วยการปรับความถี่สวิตช์ที่ย่านความถี่สูงจะส่งผลให้เกิดสัญญาณรบกวน EMI กลับเข้าสู่ระบบเอซี [2]

รูปที่1 อินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ควบคุมด้วยการปรับความถี่สวิตช์

การนำอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์มาใช้งานจึงจำเป็นต้องเพิ่มขนาดพิกัดของอุปกรณ์สวิตช์ที่มีขนาดพิกัดสูงมากเพื่อให้สามารถทนแรงดันตกคร่อมขณะเกิดการสวิตช์ การลดขนาดแรงดันตกคร่อมสวิตช์จึงเป็นทางเลือกหนึ่งซึ่งทำได้โดยการเพิ่มสวิตช์อนุกรมกับตัวเก็บประจุต่อขนานกับวงจรของโหลดอินเวอร์เตอร์กึ่งเรโซแนนท์ดังรูปที่ 2 เพื่อลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก Q_1 ทำให้พิกัดอุปกรณ์สวิตช์เล็กลง ลดการเกิดสัญญาณรบกวนจากการปรับความถี่สวิตช์ ด้วยการควบคุมความถี่สวิตช์คงที่แบบพีดับเบิลยูเอ็ม [3]

ในบทความนี้เป็นการนำเสนออินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน [4] ปรับปรุงให้ใช้มีขนาดของพิกัดของอุปกรณ์สวิตช์เล็กลง ลดการสูญเสียเนื่องจากแรงดันตกคร่อมสวิตช์สูงใช้งานกับระบบแหล่งจ่ายเอซี 220 V

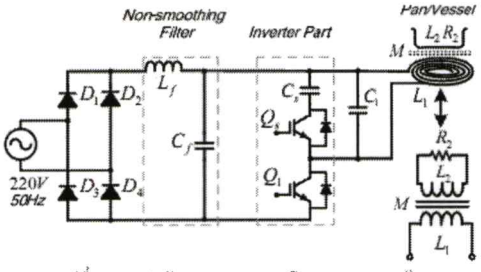


รูปที่2 อินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน

2. อินเวอร์เตอร์พีดับเบิลยูเอ็มกึ่งเรโซแนนท์แบบขนาน [4]

2.1 วงจรกำลัง

จากรูปที่ 3 ประกอบด้วยแหล่งจ่ายเอซี 220 V 50 Hz ชุดเร็คติไฟเออร์ วงจรกรองแรงดันทางด้านเอาท์พุท L_f , C_f จ่ายให้วงจรอินเวอร์เตอร์โดยมีตัวเก็บประจุ C_s อนุกรมกับสวิตช์ Q_s ทำหน้าที่ลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก Q_1 ขดลวดเหนี่ยวนำ L_1 ขนาน C_1 และวงจรสมมูลเทียบเท่าหม้อแปลงไฟฟ้าของภาชนะหุงต้ม L_1 , M , L_2 , R_2

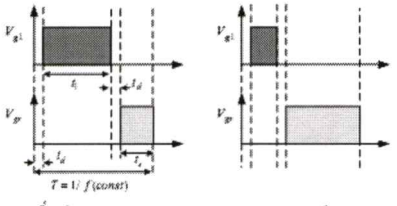


รูปที่ 3 วงจรกำลังและวงจรสมมูลโหลดภาชนะหุงต้ม

2.2 การควบคุมการทำงานของสวิตช์

ที่ความถี่สวิตช์ริ่งคงที่สามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทได้โดยการปรับเปอร์เซ็นต์ดิวตี้แฟคเตอร์ตามสมการที่ (1) ได้สัญญาณพีดับเบิลยูเอ็มดังรูปที่ 4 เพิ่มกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการปรับช่วงเวลา t_1 ให้กว้างออกและลดกำลังไฟฟ้าเอาท์พุทโดยการปรับ t_1 ให้แคบลง

$$D = t_1 / T \qquad (1)$$



(ก) เพิ่มช่วงเวลา t_1 (ข) ลดช่วงเวลา t_1

รูปที่ 4 สัญญาณขับเกต

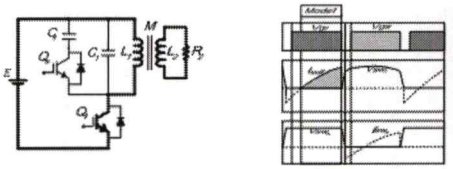
เมื่อ V_{g1} คือสัญญาณขับเกตสวิตช์ Q_1 , t_1 ระยะเวลา Q_1 ทำงาน

V_{gs} คือสัญญาณขับเกตสวิตช์ Q_s , t_s ระยะเวลา Q_s ทำงาน

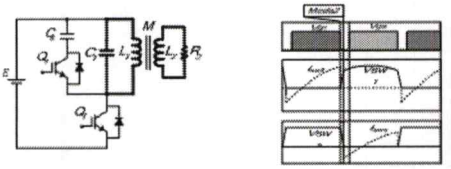
t_d คือช่วงประวิงเวลา, D คือเปอร์เซ็นต์ดิวตี้แฟคเตอร์

2.3 การวิเคราะห์โหมดการทำงาน

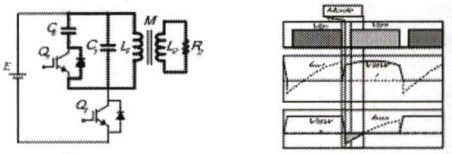
พิจารณาในสภาวะการทำงานคงที่ในหนึ่งไซเคิล ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.5 ความถี่สวิตช์ริ่ง 20 kHz สามารถแบ่งโหมดการทำงานได้ดังนี้



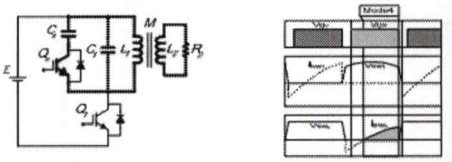
โหมด1 $Q_1 : ON, D_1 : OFF, Q_s : OFF, D_s : OFF$



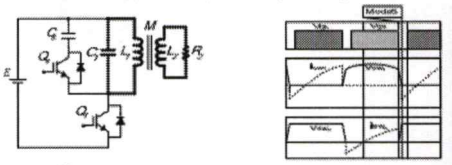
โหมด2 $Q_1 : OFF, D_1 : OFF, Q_s : OFF, D_s : OFF$



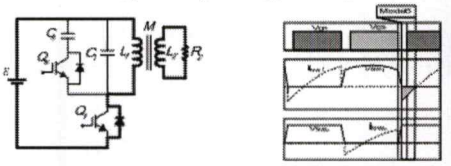
โหมด3 $Q_1 : OFF, D_1 : OFF, Q_s : OFF, D_s : ON$



โหมด4 $Q_1 : OFF, D_1 : OFF, Q_s : ON, D_s : OFF$



โหมด5 $Q_1 : OFF, D_1 : OFF, Q_s : OFF, D_s : OFF$



โหมด6 $Q_1 : OFF, D_1 : ON, Q_s : OFF, D_s : OFF$

รูปที่ 5 โหมดการทำงาน

โหมด1 สวิตช์ Q_1 ทำงานขณะที่แรงดันเป็นศูนย์ กระแส i_{L_1} จะไหลผ่านขดลวดเหนี่ยวนำ L_1 เนื่องจากได้รับแรงดันจากแหล่งจ่าย E ซึ่ง L_1 จะเหนี่ยวนำ L_2 หรือภาชนะหุงต้มโดยอาศัยหลักการวงจรสมมูลหม้อแปลงไฟฟ้า

โหมด 2 หลังจากที่สวิตช์ Q_1 หยุดทำงานจะเป็นโหมดของการเกิดเรโซแนนท์ของ C_1 , L_1 , L_2 , R_2 และ M (Mutual Inductance) เมื่อกระแสไหลผ่าน C_1 จนแรงดันที่ตัวเก็บประจุ C_1 มีค่าแรงดันตกคร่อมเท่ากับ $E - V_{C_1} - V_{C_S}$ ไดโอด D_s จะเริ่มนำกระแสซึ่งจะเข้าสู่สภาวะการทำงานโหมดที่ 3

โหมด 3 ไดโอด D_s ทำงานกระแสจะไหลผ่าน C_1 และ C_s เนื่องจาก C_s มีค่ามากกว่า C_1 มากๆ ส่งผลทำให้กระแสยังคงไหลผ่าน C_s ซึ่งมีผลทำให้แรงดันที่ตกคร่อมสวิตช์ Q_1 ลดลงโดยโหมดนี้เป็นการลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก Q_1

โหมด 4 สวิตช์ Q_s ทำงานขณะที่แรงดันเป็นศูนย์ส่งผลให้กระแสไหลดมีทิศทางตรงกันข้าม

โหมด 5 สวิตช์ Q_s หยุดทำงานจะเป็นโหมดของการเกิดเรโซแนนท์ของ C_1 , L_1 , L_2 , R_2 และ M จนกว่าแรงดันที่ตกคร่อม C_1 จะมากกว่าแหล่งจ่ายแรงดัน E ซึ่งจะทำให้ไดโอด D_1 ของสวิตช์ Q_1 นำกระแส

โหมด 6 เมื่อกระแส i_{L_1} มีค่าเป็นศูนย์ D_1 จะหยุดนำกระแสในขณะเดียวกันสวิตช์ Q_1 เริ่มทำงานอีกครั้งในโหมด 1

จากโหมดการทำงานในแต่ละสภาวะ อาศัยหลักการของวงจรสมมูลหม้อแปลงไฟฟ้าเขียนเป็น State Equation ได้ดังนี้

จากโหมด 1 และโหมด 6 เขียนเป็น State Equation

$$\frac{d\varphi_1}{dt} = \frac{1}{1-k^2}\left(E + \varphi_2\right) \quad , \frac{dV_{C_1}}{dt} = 0 \qquad (2)$$

$$\frac{d\varphi_2}{dt} = \frac{1}{1-k^2}\left(k^2 E + \varphi_2\right) \quad , \frac{dVc_s}{dt} = 0 \qquad (3)$$

จากโหมด 2 และโหมด 5 เขียนเป็น State Equation

$$\frac{d\varphi_1}{dt} = \frac{1}{1-k^2}\left(V_{C_1} + \varphi_2\right) \quad , \frac{dV_{C_1}}{dt} = \frac{\varphi_1}{L_1 C_1} \qquad (4)$$

$$\frac{d\varphi_2}{dt} = \frac{1}{1-k^2}\left(k^2 V_{C_1} + \varphi_2\right) \quad , \frac{dVc_s}{dt} = 0 \qquad (5)$$

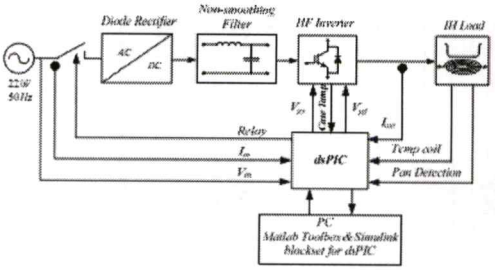
จากโหมด 3 และโหมด 4 เขียนเป็น State Equation

$$\frac{d\varphi_1}{dt} = \frac{1}{1-k^2}\left(V_{C_1} + \varphi_2\right) \quad , \frac{dV_{C_1}}{dt} = \frac{\varphi_1}{L_1(C_1 + C_S)} \qquad (6)$$

$$\frac{d\varphi_2}{dt} = \frac{1}{1-k^2}\left(k^2 V_{C_1} + \varphi_2\right) \quad , \frac{dVcs}{dt} = \frac{\varphi_1}{L_1(C_1 + C_S)} \qquad (7)$$

3. การออกแบบระบบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ

จากรูปที่ 6 เมื่อป้อนแรงดัน 220V ให้กับระบบซึ่งมีรีเลย์ป้องกันชุดเร็กไฟเออร์จ่ายดีซีโวลท์ไปยังไอจีบีทีจนกว่าไมโครคอนโทรลเลอร์จะพร้อมทำงาน เมื่อมีการสั่งงานจะทำการชิงโคไนส์กับระบบเอซีต่อรีเลย์ ขณะที่แรงดันเป็นศูนย์ป้อนแรงดันให้ชุดเร็กติไฟเออร์จ่ายดีซีโวลท์ไปยังไอจีบีทีระบบตรวจสอบภาชนะหุงต้มจะทำงาน เมื่อมีโหลดจะส่งสัญญาณไปยังชุดขับเกตแยกกราวด์ V_{g_1} และ V_{gs} สั่งงานไอจีบีทีจ่ายกระแสไฟฟ้าสลับความถี่ 20 kHz ให้กับขดลวดเหนี่ยวนำที่เปอร์เซ็นต์ดิวตี้แฟคเตอร์ต่างๆตามที่กำหนด โดยมีการป้อนกลับกระแสทางด้านเอาท์พุท ตรวจสอบกระแสและแรงดันอินพุทเพื่อรักษาระดับกำลังไฟฟ้าอินพุท ตรวจสอบอุณหภูมิของภาชนะหุงต้มเพื่อรักษาระดับอุณหภูมิ ตรวจสอบอุณหภูมิที่สวิตช์ไอจีบีทีป้องกันความเสียหายเนื่องจากคุณสมบัติการเปลี่ยนแปลงเนื่องจากอุณหภูมิ

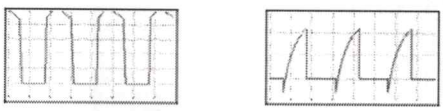


รูปที่ 6 บล็อกไดอะแกรมระบบควบคุมการทำงานของเตาหุงต้มเหนี่ยวนำ

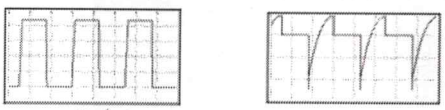
ค่าตัวแปรการออกแบบเตาหุงต้มเหนี่ยวนำเครื่องต้นแบบประกอบด้วย แหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้าดีซี 310V, ความถี่สวิตชิ่ง 20kHz, ตัวเก็บประจุ C_1 = 0.16μF, ตัวเก็บประจุ C_s = 3μF, ขดลวดเหนี่ยวนำ L_1 = 66μH, Electromagnetic Coupling Coefficient; k = 0.73, Load Time Constant: τ = 0.84μsec , ช่วงประวิงเวลา t_d = 4μsec

4. ผลการทดสอบอินเวอร์เตอร์

4.1 ผลการจำลอง



(ก) สวิตช์ Q_1 สเกล: 100V/div; 20A/div; 20μsec/div



(ข) สวิตช์ Q_s สเกล: 100V/div; 20A/div; 20μsec/div

(ค) โหลด L_1 สเกล: 100V/div; 20A/div; 20μsec/div

รูปที่ 7 ผลการจำลองการทำงาน ที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.5

4.2 ผลการทดสอบเครื่องต้นแบบ

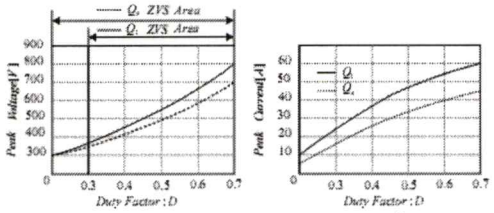
(ก) สวิตช์ Q_1 สเกล: 300V/div; 20A/div; 20μsec/div

(ข) สวิตช์ Q_s สเกล: 300V/div; 20A/div; 20μsec/div

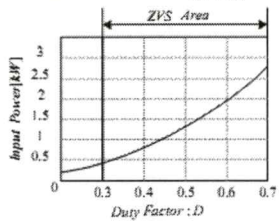
(ค) โหลด L_1 สเกล: 300V/div; 50A/div; 20μsec/div

รูปที่ 8 ผลการทดสอบที่ดิวตี้แฟคเตอร์ 0.5

จากโหมดการทำงานในรูปที่ 5 ผลการจำลองรูปที่ 7 และผลการทดสอบรูปที่ 8 ได้ผลลัพธ์ที่สอดคล้องกัน และสามารถสรุปผลการทดสอบพิกัดสูงสุดของกระแสและแรงดันของสวิตช์ Q_1 และ Q_s ที่ค่าดิวตี้แฟคเตอร์ต่างๆดังรูปที่ 9



(ก) ความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดไอจีบีทีสวิตช์ Q_1 , Q_s กับดิวตี้แฟคเตอร์



(ข) ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าอินพุทกับดิวตี้แฟคเตอร์

รูปที่ 9 ความสัมพันธ์ระหว่างพิกัดแรงดัน, พิกัดกระแส, กำลังไฟฟ้าอินพุทและค่าดิวตี้แฟคเตอร์

จากรูปที่ 9 (ก) สวิตช์หลัก Q_1 ไม่สามารถสวิตช์ขณะแรงดันเป็นศูนย์เมื่อดิวตี้แฟคเตอร์ต่ำกว่า 0.3 และมากกว่า 0.7 ดังนั้นการเลือกขนาดพิกัดปลอดภัยของไอจีบีทีและกำลังไฟฟ้าอินพุทในการใช้งานจะอยู่ในช่วงดิวตี้แฟคเตอร์ระหว่าง 0.3-0.7

5. สรุป

จากผลการจำลองด้วยโปรแกรม MATLAB และผลการทดสอบเครื่องต้องแบบได้ผลลัพธ์ที่สอดคล้องกัน คือการเพิ่มสวิตช์ Q_s อนุกรมกับตัวเก็บประจุ C_s ต่อคร่อมโหลดกึ่งเรโซแนนท์เพื่อลดแรงดันตกคร่อมสวิตช์หลัก Q_1 สามารถควบคุมแบบพีดับเบิลยูเอ็มได้ที่ความถี่สวิตชิ่งคงที่ภายใต้เงื่อนไขสวิตชิ่งขณะแรงดันเป็นศูนย์ในช่วงดิวตี้แฟคเตอร์ตั้งแต่ 0.3-0.7 และสามารถแก้ปัญหาขนาดพิกัดของอุปกรณ์สวิตช์ให้ลดต่ำลง เมื่อนำมาใช้งานระบบแหล่งจ่ายเอซี 220 V

เอกสารอ้างอิง

[1] K Ogura, Hirota Y and Nakaoka M, "Comparative Performance Evaluations of IGBTs and MCT in Single-Ended Quasi-Resonant Zero Voltage Soft Switching Inverter." IEEE 32nd Annual, June 2001.

[2] Kwang-Joo Choi, Hyun-Woo Lee and M Nakaoka, "An Improved Prototype of Soft Switching Duty Cycle Controlled High Frequency Inverter with Minimum Circuit Components." , ICIT, IEEE, Dec 2005.

[3] I Hirota, H Yamashita, H Omori, M Nakaoka, "Induction-heated Cooking Appliance using new Quasi-Resonant ZVS-PWM Inverter with Power Factor Correction", IEEE Transactions, 1998.

[4] M Nakaoka, I Hirota, H Yamashita, H Omori, "Performance Evaluation of Edge-Resonant ZVS-PWM High-frequency Inverter using Trench-gate IGBTs for Consumer Induction Cooking Heater." Electric Power Applications, Sept. 2004.

ณรงค์ชัย ทดพร การศึกษาระดับวศบ. จาก สจล. ปัจจุบันกำลังศึกษาต่อระดับปริญญาโท (วศ.ม.) สาขาวิศวกรรมไฟฟ้า (สจล.)

วิจิตร กิณเรศ สำเร็จการศึกษาระดับ วศบ. (เกียรตินิยมอันดับ2), วศ.ม. จาก สจล. และ Ph.D. จาก University of Nottingham,UK.ปัจจุบันดำรงตำแหน่งรองศาสตราจารย์ประจำภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สจล. สนใจงานวิจัยทางด้าน Power electronic and Electric Driver.

ประวัติผู้เขียน

ชื่อ – นามสกุล	นายณรงค์ชัย ทศพร
วัน เดือน ปีเกิด	17 ตุลาคม 2520
ที่อยู่	27 หมู่ 10 ต. สากเหล็ก กิ่ง อ. สากเหล็ก จ. พิจิตร 66160
ประวัติการศึกษา	2546 วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต (วศ.บ) สาขาวิชาวิศวกรรมไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
	2540 ประกาศนียบัตรวิชาชีพชั้นสูง (ปวส.) สาขาวิชาไฟฟ้ากำลัง วิทยาลัยเทคนิคพิษณุโลก
	2538 ประกาศนียบัตรวิชาชีพ (ปวช.) สาขาวิชาไฟฟ้ากำลัง วิทยาลัยเทคนิคพิษณุโลก