



รายงานการวิจัยฉบับสมบูรณ์

เครื่องมือผ่าตัดภาคสนามโดยใช้พลังงานแสงอาทิตย์
Surgery Instrument on Field by Using Solar Cell

นายอนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

ได้รับทุนสนับสนุนงานวิจัยจากเงินงบประมาณแผ่นดิน ประจำปีงบประมาณ 2560
คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

บทคัดย่อ

รายงานฉบับนี้นำเสนอเครื่องมือผ่าตัดภาคสนามที่ใช้พลังงานแสงอาทิตย์ โดยวงจรที่ใช้เป็น วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงแบบแอลซีซีเรโซแนนซ์ พิจารณาออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าความถี่ 490 กิโลเฮิรตซ์ กำลังไฟฟ้าสูงสุด 150 วัตต์ ที่ 300 โอห์ม สำหรับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าให้เหมาะสมกับ ข้อกำหนดและสอดคล้องกับโหลดของวงจรที่มีการเปลี่ยนแปลงความต้านทานในช่วงกว้าง โดยใช้ เทคนิคการเรโซแนนซ์แบบแอลซีซี ซึ่งมีลักษณะการตอบสนองที่เหมาะสมกับโหลดของเครื่องจี้ตัด ไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้าสูญเสียขณะสวิตช์น้อย วิเคราะห์วงจรเรโซแนนซ์เพื่อพิจารณาค่าพารามิเตอร์ ทางไฟฟ้าและออกแบบค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่สอดคล้องกับการทำงานในสถานะเปิดวงจร โหลด ความต้านทาน และลัดวงจร รวมถึงขณะจี้ตัดเนื้อเยื่อทดสอบ โดยมีประสิทธิภาพของวงจรเป็น 81.97 เปอร์เซ็นต์ พิจารณาการทำงานทั้งสี่สถานะและทำการทดลองเปรียบเทียบกับกรจาลองและการ คำนวณ

ABSTRACT

This report proposes a surgery Instrument on field by using a solar cell which employs a high-frequency LCC resonant half-bridge inverter. Considering method of designed a 490-kHz 150-W at 300-ohm resonant inverter for electrosurgical generators is suited for requirements and complied with load resistance of circuit that was changed resistance in wide range. The technique used in this paper was a LCC resonant model, which was the appropriate response to a load resistance of electrosurgical generators and low switching loss. The analysis of LCC resonant considered the electrical parameters and designed parameters of the circuit for operating in open circuit, load resistance, short circuit and cutting states. The efficiency of circuit is 81.97%. In addition, the experiment compared with the simulation and calculations was considered in four states.

กิตติกรรมประกาศ

รายงานวิจัยฉบับนี้ วัตถุประสงค์เพื่อนำเสนอและออกแบบการสร้างเครื่องผ่าตัดภาคสนามสำหรับอุปกรณ์ทางการแพทย์ ซึ่งจำเป็นจะต้องมีพื้นฐานความรู้ทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง โดยผู้จัดทำได้ดำเนินการจัดทำอย่างละเอียด

รายงานฉบับนี้จะเสร็จลงไม่ได้ ถ้าไม่ได้รับความร่วมมือกับนักศึกษาปริญญาโทของผู้จัดทำเอง ซึ่งได้เก็บรวบรวมข้อมูลและได้ดำเนินการวัดผลการทดลองอย่างละเอียด

ท้ายที่สุด ถ้ารายงานวิจัยฉบับนี้ มีความผิดพลาดประการใดผู้จัดทำ ยินดีน้อมรับดำเนินการแก้ไขให้ถูกต้อง

อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ

สารบัญ

	หน้า
บทคัดย่อ.....	I
ABSTRACT.....	II
กิตติกรรมประกาศ.....	III
สารบัญ.....	IV
สารบัญรูป.....	VII
สารบัญตาราง.....	IX
บทที่ 1 บทนำ.....	1
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา.....	1
1.2 วัตถุประสงค์.....	2
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนด.....	2
1.4 วิธีการที่ใช้ในงานวิจัย.....	3
1.5 แผนการดำเนินงาน.....	3
1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากงานวิจัย.....	3
บทที่ 2 ทฤษฎีพื้นฐาน.....	4
2.1 การผ่าตัดด้วยไฟฟ้า.....	4
2.2 ชนิดของอิเล็กโทรดที่ใช้กับเครื่องจี้ตัดด้วยไฟฟ้า.....	5
2.2.1 อิเล็กโทรดที่เป็นหัวจี้ตัด (Active Electrode)	5
2.2.2 อิเล็กโทรดแผ่น (Plate Electrode หรือ Return Electrode).....	6
2.3 ลักษณะวิธีการใช้งานของเครื่องผ่าตัดด้วยไฟฟ้า.....	6
2.3.1 แบบ Monopolar.....	6
2.3.2 แบบ Bipolar.....	7
2.4 หลักการเบื้องต้นของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า.....	8
2.5 มาตรฐานของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า.....	9
2.6 โครงสร้างของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า.....	9
2.7 ทฤษฎีพื้นฐานทางด้านกำลังไฟฟ้า.....	10
2.7.1 กำลังไฟฟ้าชั่วขณะ.....	11
2.7.2 กำลังไฟฟ้าเฉลี่ย.....	11
2.8 วงจรอินเวอร์เตอร์.....	12
2.8.1 หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์.....	12
2.8.2 คอมมิวเตตติ้งไดโอด D1 และ D2.....	14
2.8.3 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์.....	15

2.9	วงจรรีโซแนนซ์.....	18
2.9.1	วงจรรีโซแนนซ์แบบอนุกรม.....	18
2.9.2	วงจรรีโซแนนซ์แบบขนาน.....	19
2.9.3	วงจรรีโซแนนซ์แบบ LLC.....	21
2.9.4	วงจรรีโซแนนซ์แบบ LCC.....	22

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
2.10 วงจรขับนำสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์.....	23
2.10.1 วงจรขับนำที่ใช้เทคนิคการแยกโดดด้วยหม้อแปลง.....	23
2.10.2 วงจรขับนำที่ใช้เทคนิคการแยกโดดด้วยการเชื่อมต่อทางแสง.....	24
2.10.3 การใช้ Signal level shifting และ Power bootstrap diode.....	24
2.11 ข้อมูลเบื้องต้นของ dsPIC.....	25
2.11.1 คุณสมบัติของซีพียู.....	25
2.11.2 คุณสมบัติด้านการประมวลสัญญาณดิจิทัล.....	26
2.11.3 คุณสมบัติของโมดูลฟังก์ชันพิเศษ.....	26
2.12 ทฤษฎีพื้นฐานของหม้อแปลง.....	26
2.12.1 วัสดุแกนและการเลือกรูปทรง.....	29
2.13 หลักการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง.....	30
2.14 หลักการออกแบบตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าความถี่สูง.....	33
บทที่ 3 หลักการทำงานและการออกแบบวงจร.....	36
3.1 บทนำ.....	36
3.2 โครงสร้างของเครื่องจักรตัดไฟฟ้า.....	36
3.3 ภาควงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์: (1 ϕ Bridge Rectifier).....	36
3.3.1 การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุเพื่อกรองแรงดันด้านเอาต์พุต.....	38
3.3.2 ความต้านทานในการคายประจุ.....	38
3.4 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์: (Half-Bridge Inverter).....	40
3.5 ชุดวงจรมอเตอร์สัญญาณขับสวิตช์ : (Gate Drive Circuits).....	42
3.6 หม้อแปลงความถี่สูง: (High Frequency Transformer).....	45
3.7 วงจร LCC เรโซแนนซ์: (LCC Resonant Tank).....	47
3.7.1 การออกแบบวงจร LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องจักรตัดไฟฟ้า.....	48
3.7.2 วงจรสมมูลอินเวอร์เตอร์แบบ LCC เรโซแนนซ์.....	51
3.7.3 การเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าเทียบกับความต้านทานและความถี่.....	53
3.8 ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง: (High Frequency Inductor).....	54
3.9 อิเล็กโทรดที่ใช้ในการตัด (Cutting Electrode).....	57
3.9.1 อิเล็กโทรดที่เป็นหัวจักรตัด (Active Electrode).....	57
3.9.2 อิเล็กโทรดแผ่น (Plate Electrode หรือ Return Electrode).....	58
3.10 วงจรรวมและชิ้นงานที่ทำการออกแบบ.....	59

บทที่ 4 การจำลองการทำงานและผลการทดลอง.....	61
4.1 บทนำ.....	61
4.2 การทดลองเปรียบเทียบกับ การจำลองและการคำนวณในสถานะต่างๆ.....	61
4.2.1 เปรียบเทียบสัญญาณทำงานของสวิตช์.....	62
4.2.2 จุดการทำงานที่ 1 : เปิดวงจร (โหลดความต้านทานขนาน 30 k Ω).....	63

สารบัญ(ต่อ)

	หน้า
4.2.3 จุดการทำงานที่ 2 : ลัดวงจร (ขณะสัมผัสกับ Neutral point).....	65
4.2.4 จุดการทำงานที่ 3 : โหลดความต้านทานจำลอง 300 Ω	67
4.2.5 จุดการทำงานที่ 4 : ขึ้นเนื้อตัวอย่าง (อกไก่).....	69
4.3 สรุปผลการจำลองการทำงานและผลการทดลอง.....	73
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง.....	74
5.1 สรุปผลการทดลอง.....	74
5.2 ข้อเสนอแนะ.....	75
เอกสารอ้างอิง.....	76
ภาคผนวก.....	78
ภาคผนวก ก.....	79
ภาคผนวก ข.....	85

สารบัญรูป

รูปที่	หน้า
2.1 หลักการทั่วไปของการจี้ตัดด้วยไฟฟ้าเบื้องต้น.....	4
2.2 ลักษณะรูปร่างของ Active Electrode ชนิดต่างๆ.....	5
2.3 เทคนิคการผ่าตัดด้วยไฟฟ้าวิธีต่างๆ.....	6
2.4 รูปแบบของการใช้อิเล็กโทรดในลักษณะ Monopolar.....	7
2.5 รูปแบบของการใช้อิเล็กโทรดในลักษณะ Bipolar.....	7
2.6 กราฟค่าเฉลี่ยของปริมาณกระแสที่น้อยที่สุดที่ทำให้กล้ามเนื้อ หรือเส้นประสาทถูกกระตุ้นที่ ความถี่ต่างๆ.....	8
2.7 โครงสร้างของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า.....	10
2.8 การไหลของกำลังไฟฟ้าจากอินพุตไปเอาท์พุต.....	11
2.9 กำลังไฟฟ้าที่ได้จากการรวมกันของกระแสและแรงดันที่เวลาต่างๆ.....	11
2.10 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์.....	12
2.11 สภาวะช่วงการทำงานขณะที่ Q1 และ Q2 นำกระแส.....	13
2.12 สัญญาณแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์ในช่วงเวลาต่างๆ.....	15
2.13 โหมดการทำงานในช่วงระยะเวลาต่างๆ.....	18
2.14 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม.....	18
2.15 อัตราส่วนแรงดันที่ความถี่รอบจุดเรโซแนนซ์ วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม.....	19
2.16 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน.....	20
2.17 อัตราส่วนแรงดันที่ความถี่รอบจุดเรโซแนนซ์ วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน.....	20
2.18 วงจร LLC เรโซแนนซ์.....	21
2.19 อัตราส่วนแรงดันที่ความถี่รอบจุดเรโซแนนซ์ วงจรเรโซแนนซ์แบบ LLC.....	22
2.20 วงจร LCC เรโซแนนซ์.....	22
2.21 อัตราส่วนแรงดันที่ความถี่รอบจุดเรโซแนนซ์ วงจรเรโซแนนซ์แบบ LCC.....	23
2.22 โครงสร้างวงจรขับนำที่ใช้เทคนิคการแยกโหนดทางหม้อแปลง.....	24
2.23 โครงสร้างวงจรขับนำที่ใช้เทคนิคการแยกโหนดทางแสง.....	24
2.24 โครงสร้างวงจรขับนำที่ใช้เทคนิค Signal level shifting and Power bootstrap.....	25
2.25 หม้อแปลงโดยทั่วไปที่มี 2 ขด.....	27
3.1 บล็อกไดอะแกรมโครงสร้างเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า.....	36
3.2 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์.....	37
3.3 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์พร้อมความต้านทานคายประจุ.....	40
3.4 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์.....	41

3.5 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ที่ใช้งานจริง.....	42
3.6 ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F4011.....	43
3.7 วงจรแยกโถดการขับนำ.....	44
3.8 หม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้งานจริง.....	47
3.9 วงจร LCC เรโซแนนซ์ที่ทำการออกแบบสำหรับเครื่องจีไฟฟ้า.....	48

สารบัญรูป (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.10 วงจร LCC เรโซแนนซ์ที่พิจารณาสัญญาณจากอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่หลักมูล.....	51
3.11 แรงดันเทียบกับความต้านทานที่เปลี่ยนแปลง.....	52
3.12 ความสัมพันธ์อัตราส่วนความถี่และแรงดันที่ได้บนความต้านทาน 300 และ 30k โอห์ม.....	53
3.13 การเปลี่ยนแปลงที่มีผลต่อกำลังไฟฟ้า.....	53
3.14 การเปลี่ยนแปลงความต้านทานที่มีผลต่อกำลังไฟฟ้า.....	54
3.15 อิเล็กทรอนิกส์แบบที่เป็นปลายแหลมแบบเข็มที่ใช้งาน.....	57
3.16 อิเล็กทรอนิกส์แบบที่ปลายเป็นใบมีดที่ใช้งาน.....	58
3.17 อิเล็กทรอนิกส์แผ่นที่ใช้งาน.....	59
3.18 วงจรรวมและชุดชิ้นงานที่สำเร็จแล้ว.....	60
4.1 วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบ LCC เรโซแนนซ์สำหรับการจำลองและการทดลอง.....	61
4.2 สัญญาณแรงดันเดรน-ซอส และกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟต M1.....	63
4.3 สัญญาณแรงดันเดรน-ซอส และกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟต M2.....	63
4.4 สัญญาณกระแสและแรงดันขณะเปิดวงจรจากการจำลอง.....	64
4.5 สัญญาณกระแสและแรงดันขณะเปิดวงจรจากการทดลอง.....	65
4.6 สัญญาณกระแสและแรงดันขณะลัดวงจร(โหลดทดลอง 0.01 Ω) จากการจำลอง.....	66
4.7 สัญญาณกระแสและแรงดันขณะลัดวงจรจากการทดลอง.....	67
4.8 สัญญาณกระแสและแรงดันขณะโหลดความต้านทาน 300 Ω จากการจำลอง.....	68
4.9 สัญญาณกระแสและแรงดันที่โหลดความต้านทานจำลอง 300 Ω จากการทดลอง.....	69
4.10 สัญญาณกระแสและแรงดันขณะโหลดความต้านทาน 350 Ω จากการจำลอง.....	70
4.11 สัญญาณกระแสและแรงดันขณะโหลดความต้านทาน 400 Ω จากการจำลอง.....	70
4.12 สัญญาณกระแสและแรงดันขณะโหลดความต้านทาน 450 Ω จากการจำลอง.....	71
4.13 สัญญาณกระแสและแรงดันด้านออกขณะตัดขึ้นเนื้อตัวอย่าง (อกไก่).....	72
4.14 รอยตัดบนชิ้นเนื้อตัวอย่าง อกไก่).....	72

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
2.1 ค่าอิมพีแดนซ์ในการใช้งานเครื่องจักรตัดไฟฟ้า.....	9
2.2 วัสดุแกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงกำลังความถี่สูง.....	29
2.3 รายละเอียดของเส้นลวดที่มีฉนวนหุ้ม.....	30
3.1 การเปรียบเทียบสวิตช์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง.....	41
3.2 ค่าที่ได้จากการออกแบบวงจรเรโซแนนซ์.....	50
4.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่ขณะเปิดวงจร (โหลดความต้านทานขนาน 30 k Ω).....	64
4.2 ผลการทดลองการทำงานของวงจรที่เปิดวงจร.....	65
4.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจรขณะลัดวงจร (โหลดทดลอง 0.01).....	66
4.4 ผลการทดลองการทำงานของวงจรที่ขณะลัดวงจร.....	67
4.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจรขณะโหลดความต้านทานจำลอง 300 Ω	68
4.6 ผลการจำลองการทำงานของวงจรขณะโหลดขึ้นเนื้อตัวอย่าง.....	71
4.7 ผลการทดลองการทำงานของวงจรเมื่อทำการตัดโหลดขึ้นเนื้อตัวอย่าง (อกไก่).....	73

บทที่ 1

บทนำ

1.1 ความสำคัญและที่มาของปัญหา

ปัจจุบันการผ่าตัดทางการแพทย์นั้นได้ถูกพัฒนากระบวนการอย่างมากมาโดยมีทั้งข้อดีและข้อเสียในลักษณะการผ่าตัดที่แตกต่างกัน โดยขึ้นอยู่กับหลายปัจจัยว่าจะนำมาใช้กับสถานการณ์ใดๆได้บ้าง โดยการผ่าตัดที่เรารู้จักกันมากก็เช่น การผ่าตัดด้วยมีดผ่าตัด การผ่าตัดด้วยเลเซอร์ การผ่าตัดด้วยการส่องกล้องผ่าตัด และการผ่าตัดด้วยเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า ซึ่งการผ่าตัดด้วยไฟฟ้านั้นก็เป็นอีกหนึ่งวิธีที่สามารถนำมาใช้ในการผ่าตัดเพื่อทำให้การผ่าตัดมีประสิทธิภาพมากขึ้นด้วย และยังช่วยลดการบาดเจ็บจากขั้นตอนต่างๆ ในการผ่าตัดลงอีกด้วย

การผ่าตัดโดยใช้มีดผ่าตัดนั้นจะทำให้แผลนั้นมีแผลขนาดใหญ่ ดังนั้นเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพในการผ่าตัดให้เกิดผลดีขึ้น จึงใช้การผ่าตัดด้วยเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า ซึ่งวิธีการผ่าตัดโดยใช้เครื่องจี้ตัดไฟฟ้าจะทำให้การผ่าตัดเกิดแผลที่มีขนาดเล็กกว่า และทำให้การผ่าตัดนั้นดำเนินไปอย่างมีประสิทธิภาพมากขึ้น การผ่าตัดโดยใช้เครื่องจี้ตัดไฟฟ้า ต้องใช้การจ่ายสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงในระดับ 200 kHz-3.3 MHz ให้แก่ขั้วอิเล็กโทรด แหล่งจ่ายไฟฟ้าของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้ามีอยู่หลายแบบและหลายวิธีการ โดยมีการพัฒนาแหล่งจ่ายสำหรับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าอย่างมากมาเพื่อให้ผลการผ่าตัดนั้นออกมาตรงตามวัตถุประสงค์ จึงมีพัฒนาการออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าที่เหมาะสมต่อการจ่ายไฟฟ้าให้แก่ขั้วอิเล็กโทรด โดยการจ่ายไฟฟ้านั้นต้องพิจารณาปัจจัยต่างๆ เช่น แรงดันไฟฟ้า กระแสไฟฟ้า กำลังไฟฟ้า และควมถี่การสวิตซ์ที่ใช้งาน เพื่อที่จะทำให้เกิดการทำงานที่เหมาะสมกับการทำงานของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า จึงจำเป็นต้องหาแบบจำลองที่เหมาะสม

เนื่องจากเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าที่ใช้กันอย่างแพร่หลายมากขึ้นในปัจจุบัน มีราคาแพงและเป็นเทคโนโลยีที่นำเข้ามาจากต่างประเทศ จึงเป็นที่มาของการวิจัยเกี่ยวเนื่องกับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าซึ่งนำเสนอแบบจำลองที่เหมาะสมต่อการทำงานของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า โดยมีหลักการทางด้านวิศวกรรมไฟฟ้าเป็นบรรทัดฐานในการวิเคราะห์หาค่าประกอบต่างๆทางไฟฟ้า ที่เป็นปัจจัยต่อการทำงานของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า

เครื่องจี้ตัดไฟฟ้าที่ได้ทำการออกแบบสร้างในรายงานวิจัยฉบับนี้ มีโครงสร้างของวงจรเรียงกระแสเพื่อแปลงผันสัญญาณไฟฟ้าจากไฟฟ้ากระแสสลับ 50Hz เป็นไฟฟ้ากระแสตรงเพื่อไปแปลงผันเป็นไฟฟ้ากระแสสลับ 490 kHz ด้วยวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ แยกวงจรกำลังด้วยหม้อแปลงความถี่สูงเข้าวงจรเรโซแนนซ์แบบ LCC ซึ่งจะมีลักษณะการทำงานเหมาะสมกับการทำงานของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า อันเนื่องมาจากภาระทางไฟฟ้าของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้านั้นเป็นความต้านทานซึ่งในขณะที่ผ่าตัดจะมีการเปลี่ยนแปลงความต้านทานในช่วงกว้าง จึงจำเป็นต้องหาแบบจำลองที่มีความอ่อนไหวต่อการเปลี่ยนแปลงโหลดความต้านทานของวงจรน้อยและเป็นประโยชน์ต่อการควบคุม

ค่าพารามิเตอร์ต่างๆขณะทำการผ่าตัด โดยจะอภิปรายถึงการออกแบบทุกขั้นตอนและวิเคราะห์ลักษณะการทำงานของวงจรและข้อกำหนดต่างๆ รวมไปถึงแนวทางในการพัฒนาการควบคุมกำลังไฟฟ้า และสามารถทำงานในสภาวะต่างๆอย่างเหมาะสม ในขณะเปิดวงจร(ขณะที่ยังไม่จี้เนื้อเยื่อ) โหลดความต้านทาน(ขณะจี้ตัด) รวมถึงลัดวงจร(ขณะสัมผัสกับ Neutral point)

1.2 วัตถุประสงค์

จากข้อดีของการผ่าตัดด้วยไฟฟ้าที่อธิบายไปแล้วนั้น จึงเป็นที่สนใจในการสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า โดยใช้วงจรและอุปกรณ์ที่หาได้ในประเทศและเป็นนวัตกรรมของคนไทย อย่างไรก็ตามหากได้ทำการวิจัยเพิ่มเติมและปรับปรุงอย่างต่อเนื่องจะสามารถพัฒนาเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังและทางด้านชีวการแพทย์ของประเทศให้มีความทันสมัยมากขึ้น ซึ่งอย่างน้อยผู้วิจัยหวังว่าผู้ที่สนใจงานทางด้านนี้จะสามารถเรียนรู้วิธีสร้างและการทำงานของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า และจากข้อกำหนดของภาระทางไฟฟ้าของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าที่มีการเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างตามที่ได้กล่าวข้างต้นแล้ว จึงจำเป็นที่จะต้องออกแบบให้วงจรเครื่องจี้ตัดไฟฟ้ามีพฤติกรรมที่อ่อนไหวน้อยต่อการเปลี่ยนแปลงความต้านทาน ซึ่งแหล่งจ่ายไฟฟ้าแบบสวิตชิงจะนำไปใช้งานได้อย่างมีประสิทธิภาพ โดยมีวัตถุประสงค์หลักๆ คือ

1. เพื่อศึกษาและออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้า ร่วมกับพลังงานแสงอาทิตย์สำหรับเครื่องมือผ่าตัดภาคสนาม เพื่อใช้เป็นเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า
2. เพื่อศึกษาคุณสมบัติของการจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง
3. เพื่อศึกษาวิเคราะห์ห้วงจรไฟฟ้าที่เหมาะสมกับการทำงานของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า
4. เพื่อส่งเสริมให้เกิดการพัฒนาเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์และทางด้านชีวการแพทย์

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนด

อินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าที่ได้ออกแบบสร้างขึ้นนี้ เพื่อต้องการศึกษาหลักการการทำงานและต้องการออกแบบสร้างเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าให้เหมาะสมกับปัจจัยทางไฟฟ้าต่างๆที่มีผลต่อการทำงานของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า เพื่อใช้งานผ่าตัดได้ตามสมมติฐานที่ได้ตั้งไว้โดยมีขอบเขตและข้อกำหนดการวิจัยดังนี้

1. ออกแบบและทดสอบคุณสมบัติของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าที่ได้สร้างขึ้นและเป็นต้นแบบในการพัฒนาให้ใช้งานได้มีประสิทธิภาพมากขึ้น
2. วิเคราะห์ห้วงจรไฟฟ้าของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า
3. ออกแบบวิเคราะห์ห้วงจรเรโซแนนซ์แบบ LCC ซึ่งเหมาะสมกับช่วงการเปลี่ยนแปลงความต้านทานของภาระทางไฟฟ้าของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า

4. ออกแบบวงจรที่สามารถทำงานในสถานะลัดวงจรทางด้านโหลดและสถานะไร้โหลด โดยใช้ความต้านทานขนาน
5. ศึกษาข้อมูลพื้นฐานสำหรับพัฒนางจรแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับเครื่องจักรตัดไฟฟ้าโดยมี พิกัดของเครื่องมือที่ได้ออกแบบสร้างมีรายละเอียดดังนี้
 - แรงดันไฟฟ้าด้านอินพุต 220 V ความถี่ 50 Hz
 - สามารถใช้แผงโซลาร์เซลล์แทนไฟฟ้าสลับด้านอินพุตได้ เพื่อใช้ในภาคสนาม
 - กำลังไฟฟ้าด้านออก 150 W ที่ความต้านทาน 300 โอห์ม (แรงดันไฟฟ้า 212V)
 - แรงดันขณะเปิดวงจรด้านออก (ความต้านทานขนาน 30 k Ω) 350 V
 - สัญญาณไฟฟ้านอกความถี่ 490 kHz
 - สามารถสร้างสปาร์คที่มีคุณสมบัติในการตัดชิ้นเนื้อตัวอย่าง (อกไก่) ได้

1.4 วิธีการที่ใช้ในงานวิจัย

ใช้วงจรเรียงกระแสไฟฟ้ารับไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับ (220 V, 50 Hz) เพื่อให้ได้ไฟฟ้ากระแสตรง จากนั้นนำไฟฟ้ากระแสตรงที่ได้มาจ่ายเข้าสู่วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ (ใช้มอสเฟตในการสวิตซ์) ในการควบคุมสัญญาณทางไฟฟ้าให้เป็นลักษณะสัญญาณสี่เหลี่ยม ความถี่สูง (490 kHz) ส่งจ่ายกำลังไฟฟ้าผ่านหม้อแปลงความถี่สูงให้กับวงจร LCC เรโซแนนซ์เพื่อทำให้เกิดผลต่ออัตราส่วนแรงดันที่เหมาะสมให้กับขั้วอิเล็กทรอนิกส์เพื่อนำไปผลิตเป็นสปาร์คที่เนื้อเยื่อ สำหรับการทำงานของเครื่องจักรตัดไฟฟ้า

1.5 แผนการดำเนินงาน

ในการศึกษาค้นคว้ารวมถึงขั้นตอนต่างๆ จะเริ่มจากการรวบรวมข้อมูลและทฤษฎีที่เกี่ยวข้องทั้งหมดของรายงานวิจัยฉบับนี้ รวมทั้งหลักการการทำงานของเครื่องจักรตัดไฟฟ้าที่มีอยู่โดยทั่วไป การศึกษารายละเอียดของการทำงานในส่วนต่างๆ ตามเงื่อนไขที่ได้วางไว้ พร้อมกับการจำลองผลการออกแบบบางส่วน เพื่อเป็นแนวทางในการออกแบบและนำมาปรับปรุงเครื่องต้นแบบที่สร้างขึ้น จากนั้นทำการซื้ออุปกรณ์พร้อมออกแบบลายวงจรตามที่ได้ออกแบบไว้และทำการประกอบเป็นเครื่องจักรตัดไฟฟ้า หลังจากประกอบตัวเครื่องเรียบร้อยแล้วก็ทำการเก็บผลโดยเปรียบเทียบผลทดลองการทำงานกับการจำลองการทำงานรวมไปถึงค่าจากการคำนวณ ส่วนขั้นตอนสุดท้ายเป็นส่วนของการสรุปผลและข้อเสนอแนะที่ได้จากรายงานวิจัยฉบับนี้ฉบับนี้ โดยการประกอบเป็นเครื่องจักรตัดไฟฟ้าได้นั้นมีขั้นตอนการสร้างดังนี้

1. ออกแบบวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์
2. สร้างวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ความถี่สูงโดยใช้มอสเฟต
3. สร้างวงจรขับนำสัญญาณเกตให้แก่มอสเฟตในการสวิตซ์

4. เขียนโปรแกรมให้ได้สัญญาณทางไฟฟ้าเป็นพัลส์ชับเกตความถี่สูง
5. ออกแบบวงจร LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า
6. ออกแบบสร้างหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงและตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าความถี่สูง
7. ทำการจำลองและการทดลองที่แต่ละจุดการทำงานและศึกษาลักษณะรอยการตัดที่ได้บนชิ้นเนื้อตัวอย่าง (อกไก่)

1.6 ประโยชน์ที่ได้รับจากงานวิจัย

จากปัญหาในการใช้มีดผ่าตัดทำให้เกิดแผลที่เกิดขึ้นมีแผลขนาดใหญ่และมีเลือดออกเป็นจำนวนมากภายหลังจากการผ่าตัด จึงมีการคิดค้นการผ่าตัดโดยใช้เครื่องจี้ตัดไฟฟ้า เพื่อให้การผ่าตัดนั้นเกิดแผลที่มีขนาดเล็ก และมีเลือดออกน้อยลง อีกทั้งยังได้เรียนรู้เกี่ยวกับการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า การสร้างวงจรหรืออุปกรณ์ทางอิเล็กทรอนิกส์กำลัง ทำให้เกิดการพัฒนาเทคโนโลยีทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลังและทางด้านชีวการแพทย์

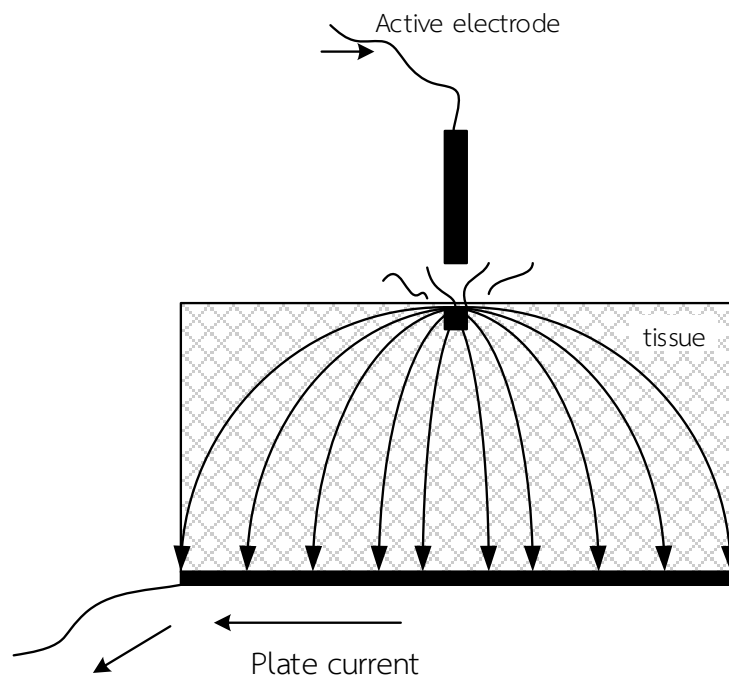
บทที่ 2

ทฤษฎีและหลักการพื้นฐาน

2.1 การผ่าตัดด้วยเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า

การผ่าตัดด้วยเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า โดยทั่วไปอาศัยหลักการทางไฟฟ้าของเครื่องเชื่อมไฟฟ้าที่ทำให้เกิดการสปาร์ค หรือการอาร์คของกระแสไฟฟ้า เพื่อให้เกิดความร้อนสูง (ประมาณ 1,000 องศาเซลเซียส) เมื่อเนื้อเยื่อมีอุณหภูมิสูงกว่า 100 องศาเซลเซียส ของเหลวภายในเซลล์ (น้ำ) จะเดือดกลายเป็นไอ แห้งจนปริแตกแยกออกจากกัน หรือหากมีการควบคุมอุณหภูมิให้พอเหมาะ (ต่ำกว่า 100 องศาเซลเซียส) ก็สามารถทำให้ของเหลวในเซลล์ หรือเม็ดเลือดแห้งแข็งจับตัวกันเป็นก้อน ปิดหลอดเลือด ซึ่งเป็นการห้ามเลือด (Hemostatic effect) ปรากฏการณ์ที่เกิดจากการใช้เครื่องจี้ตัดไฟฟ้า จะมีอยู่ 2 ช่วง ดังนี้

1. ความต้านทานของเนื้อเยื่อจะลดลงอย่างรวดเร็ว จนมีค่าเป็นศูนย์
2. ความต้านทานของเนื้อเยื่อจะเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว หลังจากที่น้ำหรือของเหลวภายในเนื้อเยื่อแห้งไปอย่างรวดเร็ว จนเนื้อเยื่อเกิดระเบิดแยกแตกออกจากกัน [1]



รูปที่ 2.1 หลักการทั่วไปของการจี้ตัดด้วยไฟฟ้าเบื้องต้น

จากรูปที่ 2.1 เครื่องจี้ตัดไฟฟ้า จะปล่อยกระแสไฟฟ้าความถี่สูงไหล ผ่าน Active Electrode ไปยังจุดที่จะทำการผ่าตัด แล้วกระแสไฟฟ้าความถี่สูงนี้จะสปาร์คผ่านเนื้อเยื่อหรือจุดที่ทำ

การผ่าตัด แล้วกระจายผ่านเนื้อเยื่อไปยังจุดต่างบน Plate Electrode เพื่อลดความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าตรงทางที่กระแสไฟฟ้าไหลออกจากเนื้อเยื่อ (ลดความร้อนที่จะเกิดขึ้น) แล้วกลับไปครบวงจรที่เครื่องจี้ตัดไฟฟ้า [1]

เทคนิคที่ใช้สำหรับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าโดยทั่วไปแล้วจะมีอยู่ 3 ลักษณะด้วยกัน คือ

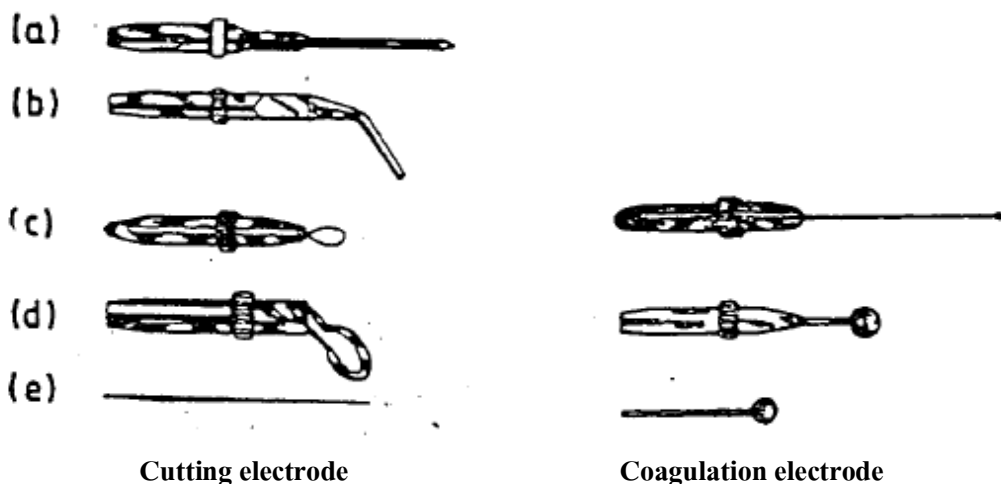
1. ตัด (Cut)
2. จี้ห้ามเลือด (Coagulating)
3. ตัดพร้อมจี้ห้ามเลือดไปด้วย (Blend)

2.2 ชนิดของอิเล็กโทรดที่ใช้กับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า

ทั้ง 3 เทคนิคในการผ่าตัดด้วยไฟฟ้างกล่าวต้องใช้อิเล็กโทรด 2 ชนิดประกอบกัน ดังนี้

2.2.1 อิเล็กโทรดที่เป็นหัวจี้ตัด (Active Electrode)

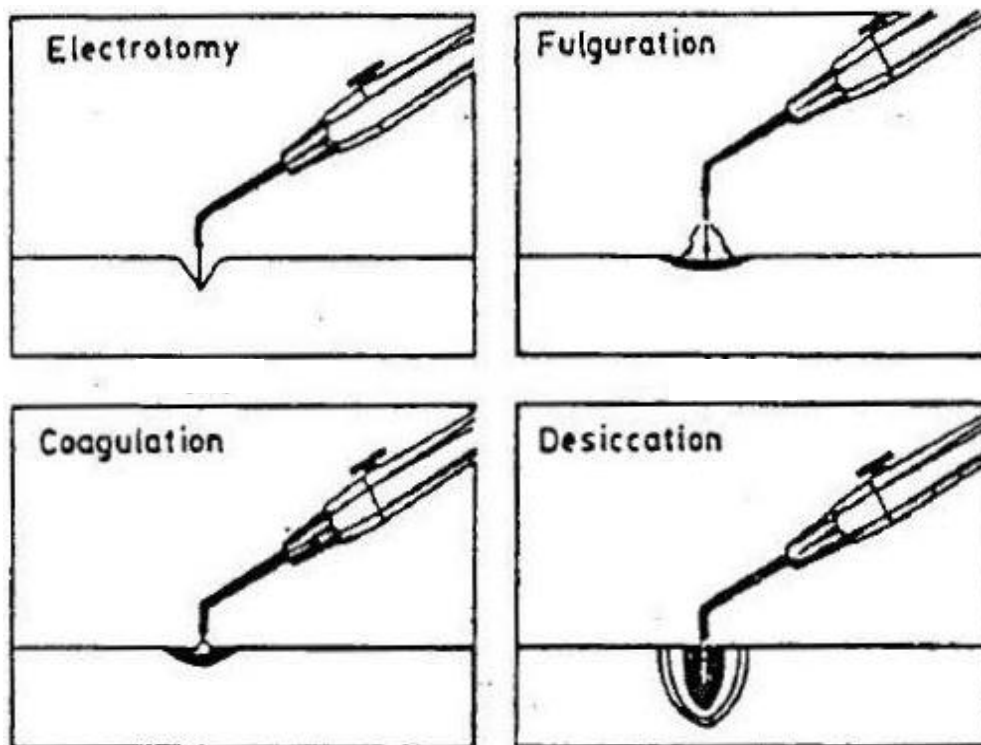
อิเล็กโทรดที่ใช้ในการผ่าตัดจริงแล้วจะเป็น Active Electrode ที่จะมีรูปแบบหรือลักษณะของรูปทรงที่ต่างกันออกไปแล้วแต่การใช้งาน โดยทั่วไปจะแยกออกได้เป็น Cutting electrode และ Coagulation electrode [1] ดังแสดงไว้ในรูปที่ 2.2



- a) Needle electrode
 b) Angulated lancet electrode
 c) Wire loop electrode
 d) Angulated band loop electrode
 e) Straight lancet electrode

โดยทั่วไปแล้วจะมีรูปทรงเดียว
 จะแตกต่างกันที่ขนาดเท่านั้น

รูปที่ 2.2 ลักษณะรูปร่างของอิเล็กโทรดที่เป็นหัวจี้ตัดชนิดต่างๆ [1]



รูปที่ 2.3 เทคนิคการผ่าตัดด้วยไฟฟ้าวิธีต่างๆ[1]

2.2.2 อิเล็กโทรดแผ่น (Plate Electrode หรือ Return Electrode)

แผ่น plate ของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า เปรียบเสมือนแผ่นกราวด์ของเครื่องนั่นเองโดยมาตรฐานขนาดของแผ่น plate ที่ใช้ จะมีขนาดที่แตกต่างกันตามแต่ละมาตรฐาน แต่อย่างไรก็ตามในการพิจารณาแผ่น plate ที่เหมาะสมต่อการใช้งานจะต้องคำนึงถึงสิ่งต่อไปนี้เป็นหลักด้วย [1]

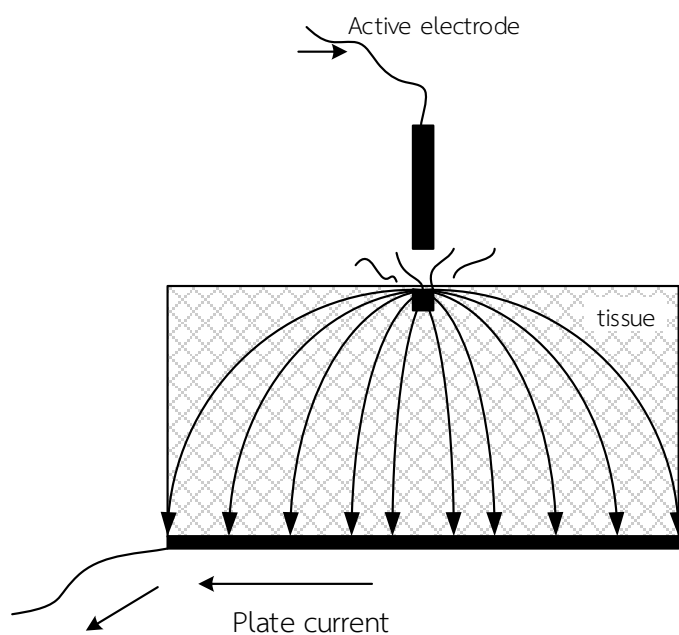
- แผ่นใหญ่และมีความเป็นตัวนำไฟฟ้าที่เพียงพอ สำหรับกำลังกระแสไฟฟ้าความถี่สูง
- ต้องมีความอ่อนตัวยืดหยุ่นได้ สำหรับทาบกักับส่วนต่างๆ ของอวัยวะได้แนบสนิท
- ต้องไม่มีรอยสึกกร่อน คดงอ หากมีลักษณะนี้ไม่ควรนำมาใช้

2.3 ลักษณะวิธีการใช้งานของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า

ลักษณะวิธีการใช้งานของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า แบ่งออกเป็น 2 ลักษณะ [1] ดังนี้

2.3.1 แบบ Monopolar

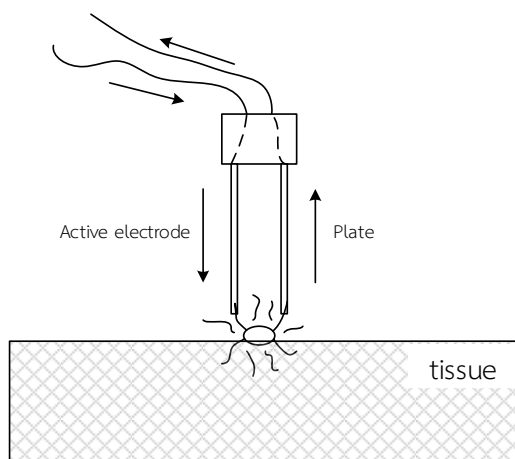
เป็นการแยกอิเล็กโทรดทั้งสองออกจากกัน เหมาะสำหรับการผ่า(Cut) ที่ต้องใช้พลังงานไฟฟ้า(Watt) สูงๆ



รูปที่ 2.4 รูปแบบของการใช้อิเล็กโทรดในลักษณะ Monopolar

2.3.2 แบบ Bipolar

เป็นการรวมเอาอิเล็กโทรดทั้งสองอยู่ด้วยกันบนด้ามจี้ตัดตัวเดียวกัน โดยกระแสจะไหลออกจากขาข้างหนึ่งไปยังขาอีกข้างหนึ่ง ซึ่งก็จะเกิดความร้อนขึ้นระหว่างขาทั้งสองกระแสความถี่สูงสำหรับการใช้วิธีนี้จะไม่มีการผ่านลงดิน จะอยู่ระหว่างปลายทั้งสองข้างและจะไม่ผ่านตัวของผู้ป่วยโดยจะผ่านเฉพาะตรงบริเวณที่จะทำการจี้ตัดออกเท่านั้น วิธีนี้จึงเหมาะสำหรับการจี้ตัด หรือการจี้ตัดพร้อมห้ามเลือด เฉพาะที่หรือบริเวณเนื้อเยื่อที่มีพื้นที่ไม่กว้างมากนัก เส้นเลือดที่ละเอียดอ่อน ไม่มีการทำลายเนื้อเยื่อหรือเส้นประสาทข้างเคียง และใช้พลังงานไฟฟ้าไม่สูงมาก ในบางครั้งจึงเรียกวิธีการจี้ตัดแบบนี้ว่า การทำจุกัลลยกรรม เช่น การห้ามเลือดที่ต้องใช้ความระมัดระวังเป็นพิเศษ และการทำจุกัลลยกรรมทางด้านระบบประสาท [1]



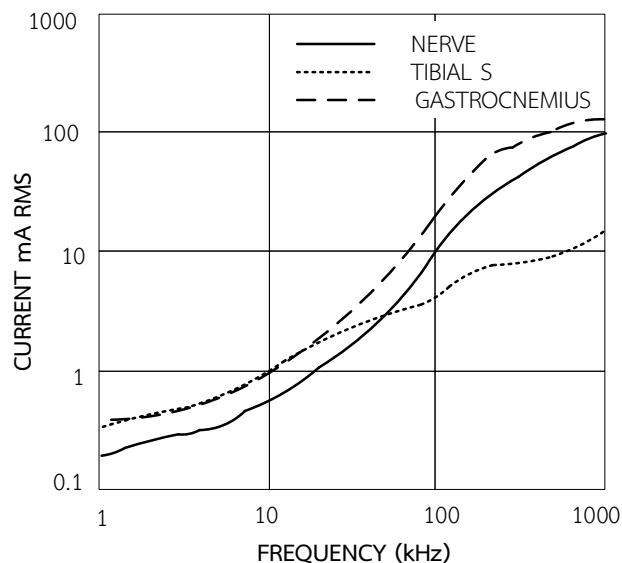
รูปที่ 2.5 รูปแบบของการใช้ อิเล็กโทรดในลักษณะ Bipolar

2.4 หลักการเบื้องต้นของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า

ในการออกแบบแหล่งจ่ายไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้านี้ มีส่วนประกอบที่สำคัญคือ วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้ในการสร้างไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูง มีหลักการที่สำคัญคือ การแปลงพลังงานไฟฟ้าไปเป็นพลังงานความร้อน โดยการสร้างสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ ให้แก่อิเล็กโทรดใช้งานซึ่งมีพื้นที่ผิวน้อยมาก (ความหนาแน่นกระแสสูง) ทำให้กลุ่มอิเล็กตรอนมีความหนาแน่นมาก จากนั้นอิเล็กตรอนจะวิ่งออกจากอิเล็กโทรดใช้งานผ่านเนื้อเยื่อเพื่อมุ่งเข้าสู่อิเล็กโทรดอ้างอิงที่มีลักษณะเป็นแผ่น (Plate) ที่มีพื้นที่ผิวมาก (ความหนาแน่นกระแสต่ำ) ทำให้เกิดความร้อนซึ่งมีผลกระทบต่อเนื้อเยื่อทำให้เนื้อเยื่อฉีกออกได้

การควบคุมผลของความร้อนต่อเนื้อเยื่อสำหรับการผ่าตัด จะใช้วิธีการควบคุมความหนาแน่นของกำลังไฟฟ้า โดยขึ้นอยู่กับปริมาณกระแสและแรงดันด้านออกของเครื่อง ขนาดของอิเล็กโทรด สภาพของอิเล็กโทรด ลักษณะของเนื้อเยื่อ ความเร็วในการตัด และความถี่ของกระแสไฟฟ้า

จากการศึกษาผลการตอบสนองของเนื้อเยื่อต่อกระแสไฟฟ้าที่ความถี่ต่างๆ พบว่าไฟฟ้ากระแสสลับในช่วงความถี่สูง (มากกว่า 200 kHz) มีความสามารถในการกระตุ้นเส้นประสาทหรือกล้ามเนื้อต่ำ ส่งผลให้เมื่อจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับในย่านความถี่นี้ให้กับเนื้อเยื่อในบริเวณใด เนื้อเยื่อที่บริเวณนั้นจะได้รับผลเฉพาะพลังงานไฟฟ้าที่อยู่ในรูปความร้อนเท่านั้น โดยทางการแพทย์สามารถนำสัญญาณไฟฟ้าที่ย่านความถี่นี้ไปใช้ในการผ่าตัดได้ ดังนั้นแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าจึงใช้ความถี่สูง เพื่อลดผลการกระตุ้นของกล้ามเนื้อ



รูปที่ 2.6 กราฟค่าเฉลี่ยของปริมาณกระแสน้อยที่สุดที่ทำให้กล้ามเนื้อหรือเส้นประสาทถูกกระตุ้นที่ความถี่ต่างๆ [13]

ในการจำลองการทำงานของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าเพื่อประกอบการวิเคราะห์ก่อนที่จะนำมาทำการทดลองจริงได้ใช้ค่าอิมพีแดนซ์ ดังตารางที่ 2.1 ค่าอิมพีแดนซ์ในตารางเป็นค่าที่แสดงเป็นช่วงเนื่องจากเมื่อเนื้อเยื่อแห้งตัวค่าอิมพีแดนซ์ของเนื้อเยื่อจะเพิ่มขึ้น

ตารางที่ 2.1 ค่าอิมพีแดนซ์ในการใช้งานเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า [10]

tissue	Impedance Range (Ω)
Prostate tissue	100-1500
Liver tissue	500-1900
Muscle tissue	
Gall bladder	1500-2800
Bowel tissue	1100-2400
Mesentery	2100-3300
Omentum	
Scar tissue	3000-3900
Adhesions	
Fat	

2.5 มาตรฐานของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า

จากมาตรฐาน International standard IEC 60601-1 ซึ่งเป็นข้อกำหนดทั่วไปด้านความปลอดภัย ของเครื่องมือไฟฟ้าทางการแพทย์ (Medical electrical equipment) และมาตรฐาน International standard IEC 60601-2-2 ซึ่งเป็นข้อกำหนดเฉพาะด้านความปลอดภัยของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า (High frequency surgical equipment) โดยสามารถสรุปเนื้อหาสำคัญ ในส่วนของเครื่องกำเนิดพลังงานไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับการผ่าตัดได้ ดังนี้

1. ความถี่ที่นำไปใช้ในการผ่าตัดผู้ป่วยต้องมีค่ามากกว่า 300 kHz
2. วงจรทางด้านออกที่ส่งพลังงานไฟฟ้าไปสู่ผู้ป่วยต้องมีการแยกโดดทางไฟฟ้า (Electrical isolation)
3. วงจรทางด้านออกต้องมีตัวเก็บประจุอนุกรมก่อนเข้าสู่ร่างกายผู้ป่วย เพื่อทำหน้าที่เป็นวงจรกรองผ่านต่ำ ลดปริมาณไฟฟ้ากระแสสลับความถี่ต่ำ (น้อยกว่า 300 kHz) เข้าสู่ร่างกายผู้ป่วย โดยตัวเก็บประจุต้องมีค่าไม่เกิน 5 nF สำหรับการใช้งานที่แพทย์สัมผัสตัวนำเพียงด้านเดียว (Unipolar) และไม่เกิน 50 nF สำหรับการใช้งานที่แพทย์สัมผัสตัวนำทั้งสองด้าน (Bipolar)
4. เครื่องผ่าตัดด้วยไฟฟ้าต้องสามารถรองรับสภาวะเปิดวงจร (Open circuit) หรือลัดวงจร (Short circuit) ได้โดยที่ไม่เกิดอันตรายต่อเครื่องผ่าตัดด้วยไฟฟ้า
5. กำลังไฟฟ้าสูงสุดทางด้านออกไปสู่ผู้ป่วย (Maximum power) มีค่าไม่ต่ำกว่าค่ากำลังที่ตั้งค่า หรือระบุไว้เกิน 5% (และไม่เกิน 10 W) โดยมาตรฐานไม่ได้ระบุบังคับปริมาณกระแส แรงดัน หรือกำลังสูงสุด และไม่ได้กำหนดย่านการทำงานของอิมพีแดนซ์ช่วงค่าต่างๆ ของเนื้อเยื่อ
6. กำลังไฟฟ้าทางด้านออกไปสู่ผู้ป่วยเฉลี่ยใน 1 วินาที ต้องมีค่าไม่เกิน 400 W ที่โหลดพิกัด โดยมาตรฐานไม่ได้ระบุบังคับค่าโหลดพิกัด

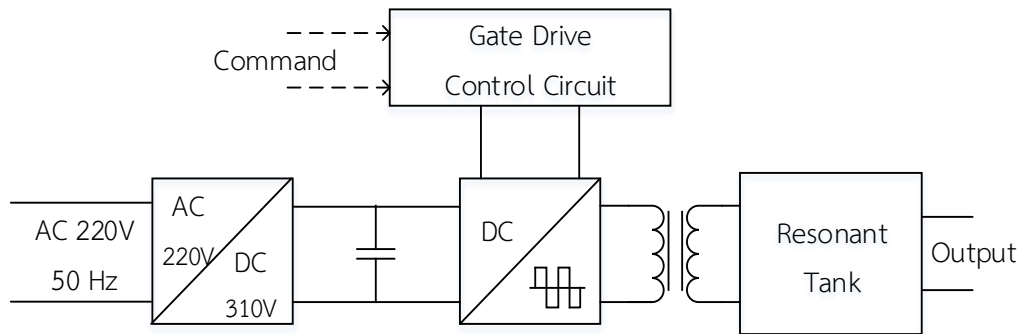
2.6 โครงสร้างของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า

แหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า โดยทั่วไปประกอบด้วยวงจร หรือส่วนประกอบสำคัญ ดังรูปที่ 2.7

จากบล็อกไดอะแกรมรูปที่ 2.7 เป็นส่วนประกอบของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าที่ทำการออกแบบสร้าง โดยการออกแบบก็จะมีส่วนประกอบที่สามารถแยกออกเป็นส่วนๆ ได้ ดังนี้

1. วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ : (1 ϕ Bridge Rectifier)
2. วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟสลับแบบกึ่งบริดจ์ : (Half-Bridge Inverter)
3. ชุดวงจรควบคุมสัญญาณขับเคลื่อน : (Gate Drive Control Circuit)
4. หม้อแปลงความถี่สูง : (High Frequency Transformer)
5. วงจรเรโซแนนซ์ : (Resonant Tank)

6. มีดหรือตัวนำไฟฟ้า : (Blade)



รูปที่ 2.7 โครงสร้างของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับเครื่องจักรตัดไฟฟ้า

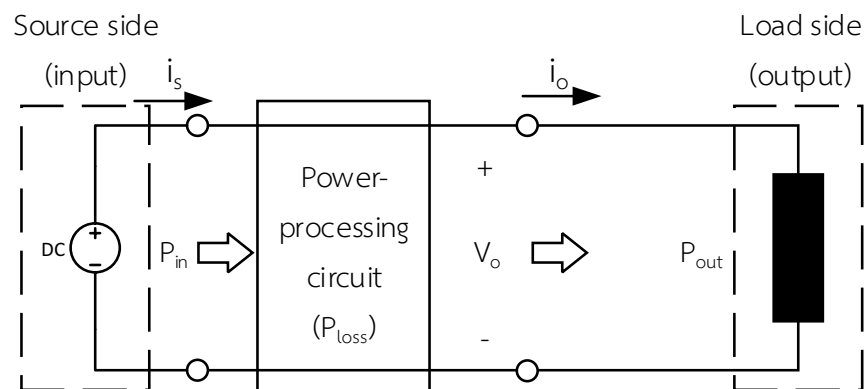
2.7 ทฤษฎีพื้นฐานทางด้านกำลังไฟฟ้า

พิจารณาจากรูปที่ 2.8 แสดงถึงการไหลของกำลังไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าไปยังโหลด ประสิทธิภาพของวงจรในรูปที่ 2.8 คำนวณได้จากสมการที่ (2.1) หรือ (2.2)

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \times 100\% \tag{2.1}$$

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{out} + P_{loss}} \times 100\% \tag{2.2}$$

ถ้าวงจรกำลังประกอบด้วยอุปกรณ์สวิตซ์ซึ่งอุดมคติไม่ว่าจะทำงานในสภาวะ on หรือ off ก็จะไม่มีความสูญเสียเกิดขึ้นในส่วนของตัวอุปกรณ์ต่างๆ ในวงจร เช่น ตัวคาปาซิเตอร์ ตัวเหนี่ยวนำ และตัวหม้อแปลง ดังนั้นประสิทธิภาพทั้งหมดของวงจรที่ทำงานส่งผ่านกำลังก็จะมีค่าเต็ม 100%



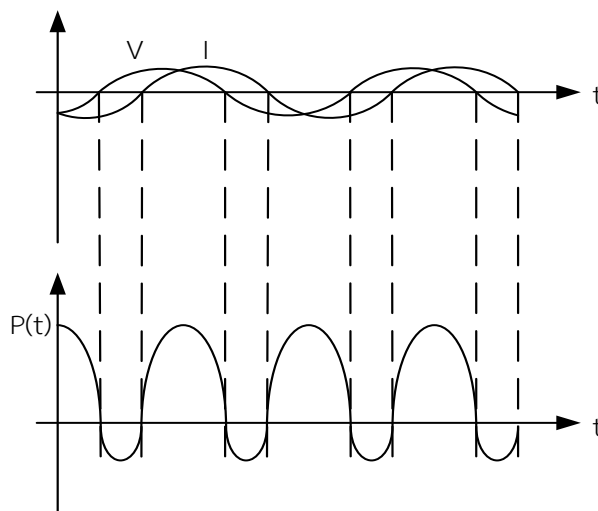
รูปที่ 2.8 การไหลของกำลังไฟฟ้าจากอินพุตไปเอาต์พุต

2.7.1 กำลังไฟฟ้าชั่วขณะ

กำลังไฟฟ้าชั่วขณะ $p(t)$ ที่ส่งไปให้โหลดนั้นคำนวณได้จากผลคูณของแรงดันชั่วขณะกับกระแสชั่วขณะที่ไหลผ่านโหลด ดังสมการที่ (2.3)

$$p(t) = v(t) \times i(t) \quad (2.3)$$

รูปคลื่นแรงดันและกระแสในรูปที่ 2.9 ทำให้เกิดกำลังไฟฟ้าขึ้นมาเป็นค่าบวก ค่าศูนย์ และค่าลบ ที่เวลาต่างๆ



รูปที่ 2.9 กำลังไฟฟ้าที่ได้จากการรวมกันของกระแสและแรงดันที่เวลาต่างๆ

2.7.2 กำลังไฟฟ้าเฉลี่ย

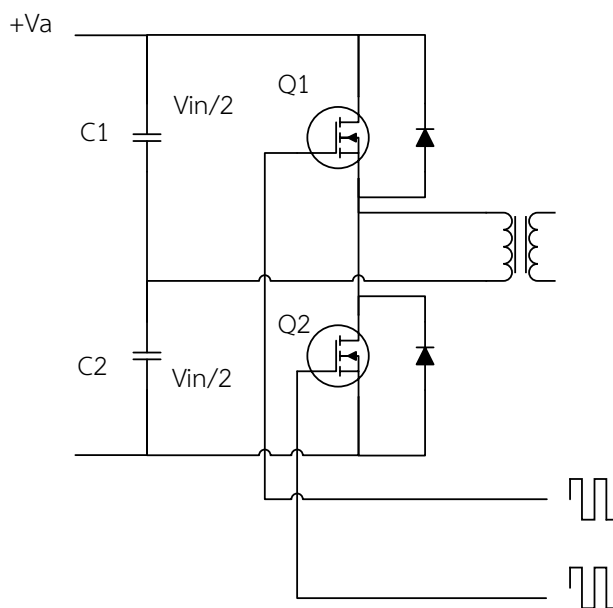
ถ้ารูปคลื่นแรงดันและกระแสมีคาบเวลาซ้ำๆ กัน ดังนั้นกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยที่เกิดขึ้นในตัวอุปกรณ์ในวงจรไฟฟ้า จะหาได้จากสมการที่ (2.4) หรือ (2.5)

$$P_{\text{avg}} = \frac{1}{T} \int_0^T p(t) dt \quad (2.4)$$

$$P_{\text{avg}} = \frac{1}{T} \int_0^T v(t)i(t) dt \quad (2.5)$$

2.8 วงจรอินเวอร์เตอร์

ในโครงงานนี้ได้เลือกใช้วงจรแปลงผันกำลังไฟฟ้าอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ (Half-bridge Inverter) เนื่องจากลักษณะการจัดวางของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์จะทำให้มอสเฟตภายในวงจรมีแรงดันตกคร่อมขณะหยุดนำกระแสมีค่าเพียงแรงดันอินพุตเท่านั้น โดยวงจรจะมีการใช้สวิตช์กำลังแค่สองชุด จึงง่ายต่อการควบคุมการนำสวิตช์การทำงานของวงจร มีวงจรพื้นฐานการทำงานดังแสดงในรูปที่ 2.10



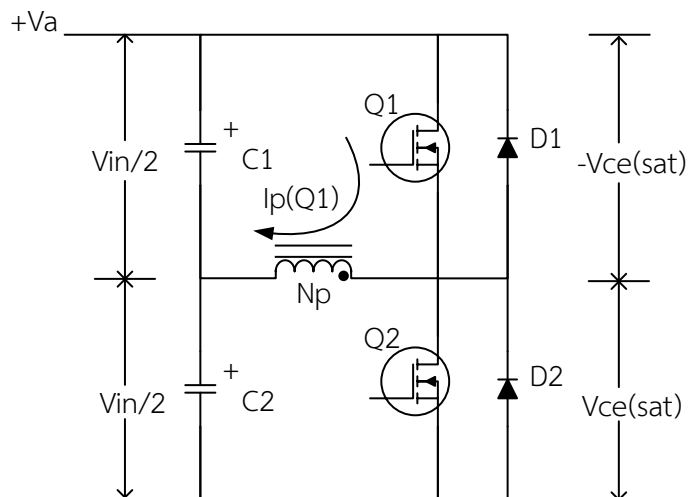
รูปที่ 2.10 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์

อินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์จะมีลักษณะดังรูป คือจะมีตัวเก็บประจุสองตัวลำดับกันอยู่ระหว่างแหล่งจ่ายแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงและหากกำหนดให้ค่าตัวเก็บประจุสองตัวมีค่าเท่ากัน จะทำให้แรงดันไฟฟ้าตกคร่อมตัวเก็บประจุแต่ละตัวมีค่าเท่ากันคือ $V_{in} / 2$

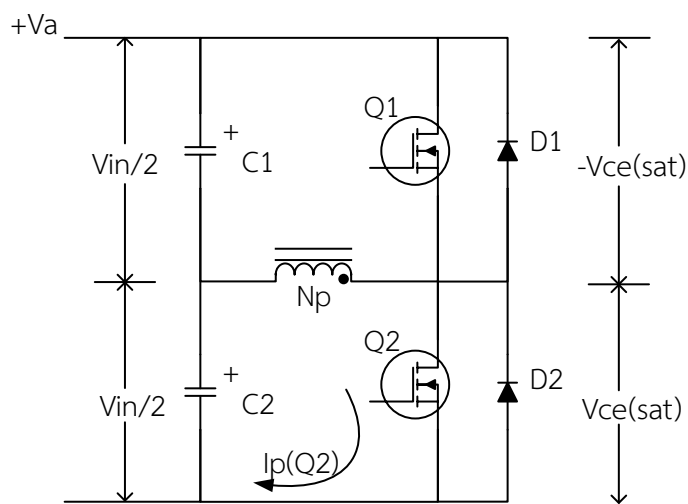
2.8.1 หลักการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์

ในรูปที่ 2.11 เป็นสภาวะการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ ในสภาวะช่วงการทำงานขณะที่ Q1 และขณะที่ Q2 นำกระแส ซึ่งสามารถอธิบายการทำงานได้ดังนี้

จากวงจรตัวเก็บประจุ C1 และ C2 กำหนดให้มีค่าเท่ากัน และต่ออนุกรมกันอยู่ทางด้านอินพุตเพื่อแบ่งครึ่งแรงดัน แรงดันที่ตกคร่อม C1 และ C2 จึงมีค่าเท่ากับครึ่งหนึ่งของแรงดันที่อินพุต มอสเฟต Q1 และ Q2 จะสลับการทำงานคนละครึ่งคาบเวลา โดยปลายของขดไพรมารี N_p ต่อเข้ากับจุดต่อระหว่างตัวเก็บประจุ C1 และ C2



(ก) ขณะที่ Q1 นำกระแส



(ข) ขณะที่ Q2 นำกระแส

รูปที่ 2.11 สภาวะช่วงการทำงานขณะที่ Q1 และ Q2 นำกระแส

เมื่อ Q1 เริ่มนำกระแส และ Q2 หยุดนำกระแส แรงดันตกคร่อม Q2 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in(sat)}$ ส่วนแรงดันตกคร่อมของขดไพรมารี N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{C1} - V_{CE(sat)}$ หรือมีค่าเท่ากับ $V_{in} / 2 - V_{CE(sat)}$ นั่นเอง ในทำนองเดียวกัน เมื่อ Q2 นำกระแส และ Q1 หยุดนำกระแส แรงดันตกคร่อม Q1 จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} - V_{CE(sat)}$ แรงดันตกคร่อมที่ขดไพรมารี N_p ก็ยังมีค่าเท่ากับ $V_{in} / 2 - V_{CE(sat)}$ เนื่องจาก $V_{CE(sat)}$ มีค่าประมาณ 0.5-1 โวลต์ ดังนั้นจะเห็นได้ว่า แรงดันตกคร่อม Q1 และ Q2 ขณะหยุดนำกระแสจะมีค่าเท่ากับแรงดันอินพุตเท่านั้น

2.8.2 คอมมิวเตตติ้งไดโอด D1 และ D2

จากรูปที่ 2.13 จะเห็นว่า D1 และ D2 ที่ต่อक्रमมอสเฟต Q1 และ Q2 อยู่ ไดโอดทั้งสองตัวนี้เรียกว่า คอมมิวเตตติ้งไดโอด (Commutating Diode) มีหน้าที่ 2 อย่างคือ ป้องกันการเกิดแรงดันสไปค์ในขณะที่มอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสเนื่องจากค่าความเหนี่ยวนำแฝงในหม้อแปลง โดยพลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำแฝงนี้ จะถูกถ่ายเทออกไปยังภาคอินพุตของหม้อแปลงด้วยคอมมิวเตตติ้งไดโอด จึงไม่ทำให้เกิดแรงดันสไปค์เมื่อมอสเฟตเริ่มหยุดนำกระแสและในขณะที่มอสเฟต Q1 เริ่มหยุดนำกระแสขดไพรมารี่ N_p จะมีการกลับขั้วแรงดันเกิดขึ้นถ้าไม่มีคอมมิวเตตติ้งไดโอด Q2 ก็จะได้รับแรงดันตกคร่อมที่คอลเล็กเตอร์เป็นลบ ในขณะที่ Q1 ก็จะมีแรงดันตกคร่อมมากกว่า $V_{in}/2$ ในกรณีนี้ ไดโอด D2 จะอยู่ในลักษณะถูกไบอัสตรง จากแรงดันไพรมารี่และลดค่าแรงดันนี้ไปในการทำงานเดียวกัน เมื่อ Q2 เริ่มหยุดนำกระแส ไดโอด D1 จะทำหน้าที่เช่นเดียวกันเพื่อเป็นการป้องกันมอสเฟตไม่ให้เกิดความเสียหาย

ไดโอดที่นำมาใช้เป็นคอมมิวเตตติ้งไดโอด D1 และ D2 ต้องเป็นชนิดพื้นตัวเร็ว หรือฟาสต์รีคัฟเวอรี่ไดโอด และต้องทนแรงดันย้อนกลับได้อย่างน้อย 2 เท่าของแรงดันตกคร่อมมอสเฟตขณะหยุดนำกระแส ค่าเวลาเพื่อ t_D สำหรับวงจรถ่วงอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ค่าเวลาเพื่อ t_D เพื่อจำกัดช่วงเวลานำกระแสสูงสุด $t_{ON(max)}$ ของมอสเฟต Q1 และ Q2 เป็นสิ่งสำคัญมากในวงจรถ่วงอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ จะเห็นว่าการต่อกันอยู่ในวงจรถ่วงของ Q1 และ Q2 ถ้าหาก Q1 และ Q2 นำกระแสพร้อมกันจะเกิดการลัดวงจรของแรงดันด้านอินพุตทันที ซึ่งเป็นอันตรายต่อมอสเฟตและอุปกรณ์อื่นๆ ในวงจรถ่วงได้ ดังนั้นช่วงเวลานำกระแสสูงสุดของ Q1 และ Q2 จะต้องถูกจำกัดด้วยค่าเวลาเพื่อ t_D เช่นเดียวกับวงจรถ่วงพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์ โดยอาจกำหนดไว้ที่ 20% ของครึ่งหนึ่งของคาบเวลา ดังนั้น

$$t_{ON(max)} = 0.4T \quad (2.6)$$

การคำนวณหาแรงดันเอาต์พุต สามารถหาได้จากสมการที่ (2.7) โดยจะเหมือนกับวงจรถ่วงพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์แต่ในกรณีวงจรถ่วงอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ แรงดันตกคร่อมขดไพรมารี่ N_p จะมีค่าเท่ากับ $V_{in} / 2 - V_{CE(sat)}$ ดังนั้นแรงดันเอาต์พุตจึงเป็น

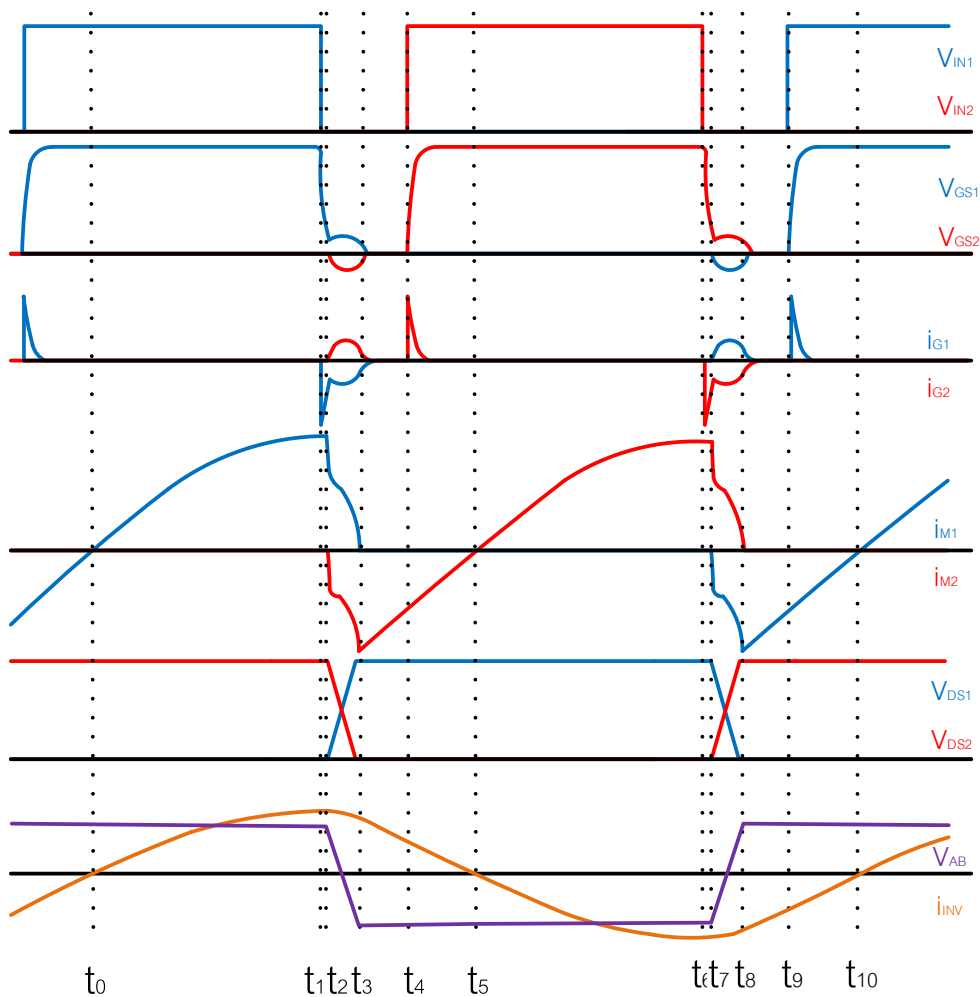
$$V_o = \left(\frac{N_s}{N_p} \right) \left(V_{in} / 2 - V_{CE(sat)} \right) \left(\frac{t_{ON}}{T/2} \right) - V_D \quad (2.7)$$

กระแสสูงสุดที่ไหลผ่าน Q1 และ Q2 การคำนวณกระแสสูงสุด $I_{p(PK)}$ สามารถคำนวณได้ตามสมการที่ (2.8) โดยจะเหมือนกับวงจรถ่วงพุก-พุลคอนเวอร์เตอร์แต่เนื่องจากแรงดันที่ตกคร่อมขดไพรมารี่มีค่าเพียงครึ่งหนึ่งของแรงดันอินพุต

$$I_{P(PK)} = \frac{P_{out} T}{\eta V_{in(min)} t_{on(max)}} + \left(\frac{V_{in(min)} - V_{CE(sat)}}{2} \right) \frac{1}{L_p} t_{on(max)} \quad (2.8)$$

2.8.3 โหมดการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์

พิจารณาลักษณะการทำงานในสถานะอยู่ตัวของวงจรขับนำที่สวิตช์ทำงานในภาคแรงดันศูนย์ (ZVS) ดังรูปที่ 2.12 อธิบายรูปคลื่นของกระแสและแรงดันต่างๆ ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ โดยแบ่งจุดการทำงานแต่ละช่วงเวลาออกเป็น 10 ช่วง ซึ่งรูปวงจรในแต่ละช่วงเวลามีลักษณะดังรูปที่ 2.13



รูปที่ 2.12 สัญญาณแรงดันและกระแสของอินเวอร์เตอร์ที่ช่วงเวลาต่างๆ

ช่วงเวลา $t_0 < t < t_1$ (M1 นำกระแส)

ช่วงเวลาก่อน t_0 ไดโอด BD1 ใน MOSFET M1 นำกระแส พิจารณาได้จากกระแส i_{M1} เป็นค่าลบ และแรงดัน V_{GS1} มีค่าเท่ากับสัญญาณขับนำ V_{IN1} แต่ยังไม่มีการไหล ที่เวลา t_0 กระแสของวงจรโหลด i_{INV} จะเปลี่ยนจากลบเป็นบวกกระแสไหลจึงย้ายจากไดโอดขนาน BD1 มายังสวิตช์ M1 จะพบว่า M1 จะเริ่มนำกระแสขณะที่แรงดันเป็นศูนย์ (ZVS) วงจรในช่วงนี้เป็นดังรูปที่ 2.13 (ก)

ช่วงเวลา $t_1 < t < t_2$ (M1 คายประจุสะสม, แรงดัน V_{GS1} เริ่มมีค่าลดลง)

เวลา t_1 สัญญาณขับนำ (V_{IN1}) เปลี่ยนสถานะจากการขับนำเป็นการหยุดขับนำ สวิตช์ M1 มีการคายประจุสะสมที่เกิด พิจารณาได้จาก i_{G1} เป็นค่าลบ ทำให้แรงดัน V_{GS1} ที่สวิตช์ M1 เริ่มมีค่าลดลงแต่กระแส i_{INV} ยังไหลผ่านสวิตช์ M1 โดยแรงดัน V_{GS1} จะลดลงจนมีค่าเท่ากับแรงดัน Threshold ของ MOSFET (V_{TH}) ที่เวลา t_2 วงจรในช่วงนี้เป็นดังรูปที่ 2.13 (ข)

ช่วงเวลา $t_2 < t < t_3$ (M1 เริ่มจะหยุดนำกระแส)

เวลา t_2 เมื่อ V_{GS1} มีค่าเท่ากับ V_{TH} กระแสผ่าน MOSFET เริ่มลดลง โดยสังเกตได้จากกระแสผ่านสวิตช์ i_{M1} ซึ่งน้อยกว่ากระแสในตัวต้านทานของวงจรโหลด (i_{INV}) กระแสในตัวต้านทานของวงจรโหลดส่วนเกินจะไหลผ่านตัวเก็บประจุระหว่างเกตกับเดรน (C_{GD}) และตัวเก็บประจุระหว่างเดรนกับซอส (C_{DS}) ของ M1 และ M2 ช่วงเวลานี้ M1 จะทำงานในย่านกระแสอิ่มตัว จนกระทั่งที่เวลา t_3 ทำให้ C_{GD1} และ C_{DS1} ถูกประจุจนทำให้แรงดันตกคร่อมสวิตช์ (V_{DS1}) มีค่าประมาณเท่ากับ V_{DC} ขณะที่ V_{DS2} มีค่าเป็น 0 V และแรงดันออกของอินเวอร์เตอร์ V_{AB} หรือ V_{INV} มีค่าเป็น $-V_{DC}/2$ โดยวงจรในช่วงนี้เป็นดังรูปที่ 2.13 (ข)

ช่วงเวลา $t_3 < t < t_4$ (M1 หยุดนำกระแส, BD2 นำกระแส)

เวลา t_3 แรงดัน V_{GS1} เริ่มต่ำกว่า V_{TH} จากการคายประจุสะสมที่เกิด ทำให้ M1 หยุดนำกระแส ดังนั้นกระแส i_{INV} จะย้ายไปไหลผ่านไดโอดขนาน BD2 ซึ่งเป็นการคืนพลังงานจากโหลดสู่แหล่งจ่ายไฟตรง โดยวงจรในช่วงนี้เป็นดังรูป 2.13 (ค)

ช่วงเวลา $t_4 < t < t_5$ (BD2 นำกระแส, M2 สะสมประจุ)

เวลา t_4 เริ่มมีสัญญาณขับนำ V_{IN2} และมีการสะสมประจุที่ M2 แต่กระแส i_{INV} ยังไหลผ่าน BD2 โดยวงจรในช่วงนี้เป็นดังรูป 2.13 (ค)

ช่วงเวลา $t_5 < t < t_6$ (M2 นำกระแส)

เวลา t_5 กระแส i_{INV} เปลี่ยนจากบวกเป็นลบกระแสที่ไหลผ่าน BD2 จะย้ายมาไหลผ่าน สวิตช์ M2 สังเกตว่า M2 ต่อวงจรขณะที่แรงดันคร่อมสวิตช์เป็นศูนย์ (ZVS) โดยวงจรในช่วงนี้เป็นดังรูป 2.13 (ฅ)

ช่วงเวลา $t_6 < t < t_7$ (M2 คายประจุสะสม, แรงดัน V_{GS2} เริ่มมีค่าลดลง)

เวลา t_6 สัญญาณขับนำ (V_{IN2}) เปลี่ยนสถานะจากการขับนำเป็นการหยุดขับนำ สวิตช์ M2 มีการคายประจุสะสมที่เกิด พิจารณาได้จาก i_{G2} มีค่าลบ ทำให้แรงดัน V_{GS2} ที่สวิตช์ M2 เริ่มมีค่าลดลง แต่กระแส i_{INV} ยังคงไหลผ่านสวิตช์ M2 ต่อไป โดยแรงดัน V_{GS2} จะลดลงจนมีค่าเท่ากับ (V_{TH}) ที่เวลา t_7 โดยวงจรในช่วงนี้เป็นดังรูป 2.13 (ง)

ช่วงเวลา $t_7 < t < t_8$ (M2 เริ่มจะหยุดนำกระแส)

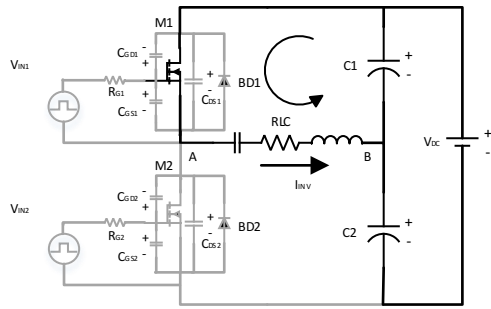
เวลา t_7 เมื่อ V_{GS2} มีค่าเท่ากับ V_{TH} กระแส i_{M2} เริ่มลดลงโดยมีค่าน้อยกว่ากระแส i_{INV} ซึ่ง กระแสวงจรไหลส่วนเกินนี้จะไหลผ่าน C_{GD} และ C_{DS} ของทั้ง M1 และ M2 ช่วงเวลานี้แรงดัน V_{GS2} มีค่าเท่ากับ V_{Miller} โดยประมาณ จนกระทั่งเวลา t_8 ทำให้ C_{GD2} และ C_{DS2} ถูกประจุจนทำให้แรงดัน V_{DS2} มีค่าเท่ากับ V_{DC} ขณะที่ V_{DS1} มีค่าเป็น 0 V และแรงดันต้านออกของอินเวอร์เตอร์ V_{AB} หรือ V_{INV} มีค่าเท่ากับ $V_{DC}/2$ โดยวงจรในช่วงนี้เป็นดังรูป 2.13 (จ)

ช่วงเวลา $t_8 < t < t_9$ (M2 หยุดนำกระแส, BD1 นำกระแส)

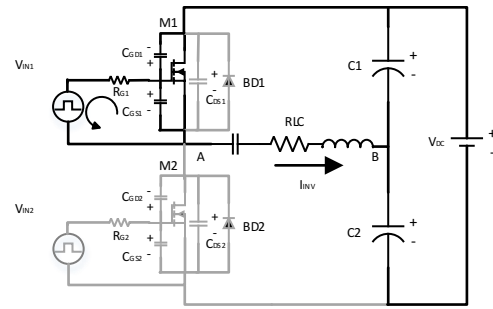
เวลา t_8 แรงดัน V_{GS2} เริ่มมีค่าต่ำกว่า V_{TH} จากการคายประจุสะสมที่เกิด ทำให้ M2 หยุดนำกระแส ดังนั้นกระแส i_{INV} จะย้ายไปไหลผ่าน BD1 ซึ่งเป็นการคืนพลังงานจากโหลดสู่แหล่งจ่ายไฟตรง โดยวงจรในช่วงนี้เป็นดังรูป 2.13 (ฉ)

ช่วงเวลา $t_9 < t < t_{10}$ (M1 สะสมประจุ)

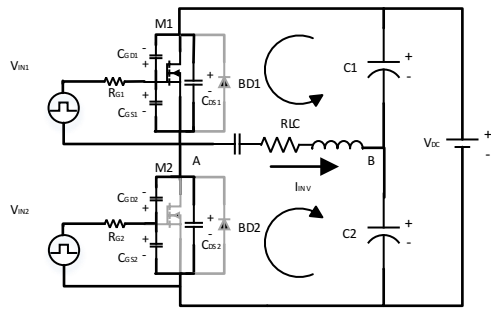
เวลา t_9 เริ่มมีสัญญาณขับนำ V_{IN1} และมีการสะสมประจุที่ M1 แต่กระแส i_{INV} ยังไหลผ่าน BD1 โดยวงจรในช่วงนี้เป็นดังรูป 2.13 (ซ) โดยเมื่อเวลา t_{10} กระแสโหลดจะลดลงเป็นศูนย์ จึงเป็นเวลาเดียวกันกับ t_0 ในคาบแรกของการทำงานตามที่ได้อธิบายเอาไว้ และการทำงานของวงจรขับนำ สวิตช์ในคาบถัดไปจะมีลักษณะการทำงานเหมือนเดิม โดยเวลา t_{10} ของคาบที่ 1 จะตรงกับเวลา t_0 ของคาบถัดไป และการทำงานจะเกิดในลักษณะที่ซ้ำกันเรื่อยๆ



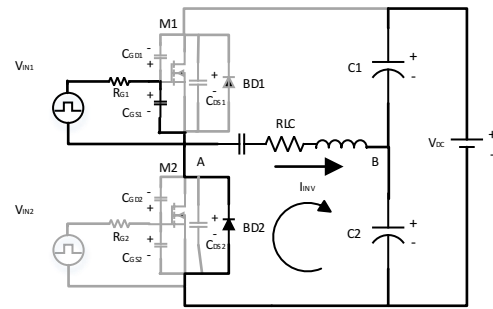
(g)



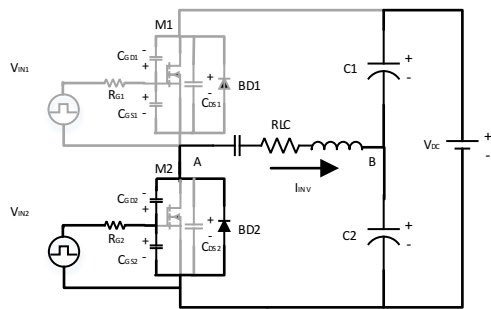
(h)



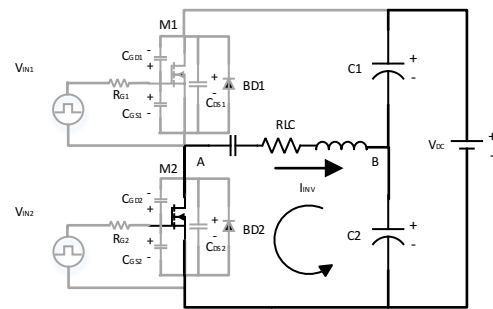
(i)



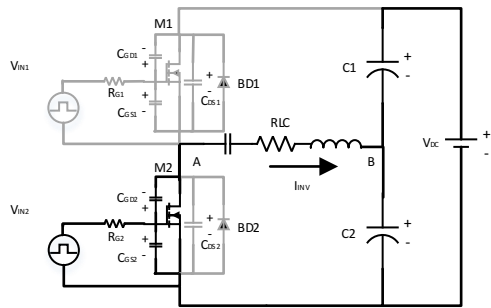
(j)



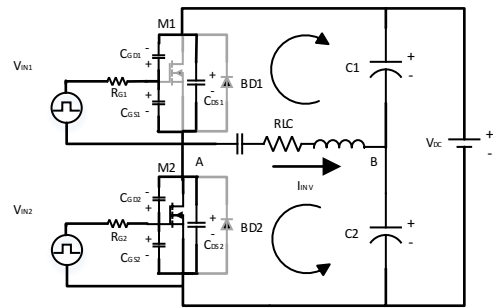
(k)



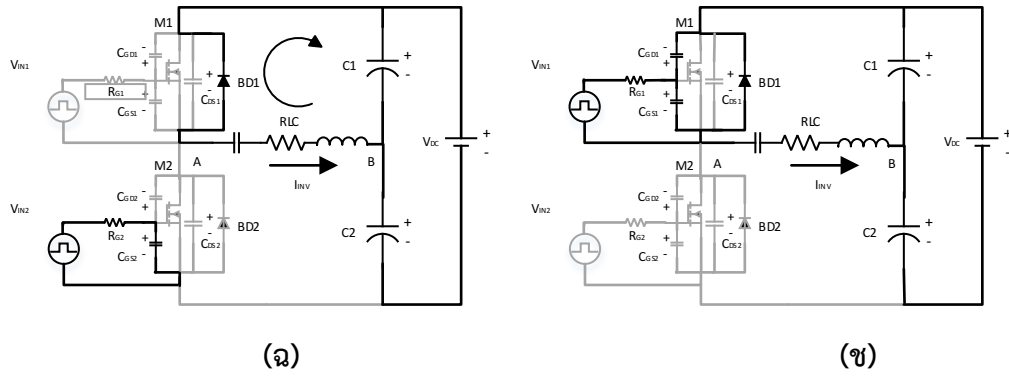
(l)



(m)



(n)



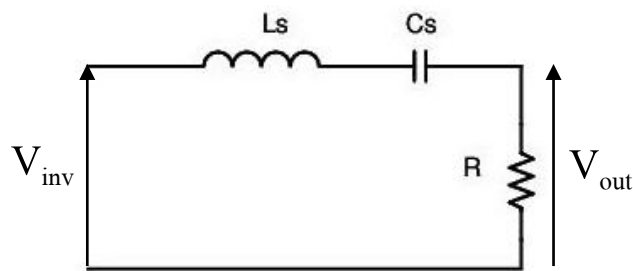
รูปที่ 2.13 โหมดการทำงานในช่วงระยะเวลาต่างๆ

2.9 วงจรเรโซแนนซ์

วงจรเรโซแนนซ์ คือ วงจรที่ใช้ตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุต่อกับโหลดความต้านทานในรูปแบบต่างๆ โดยทั่วไปจะมีอยู่ 4 ชนิด ที่มีรูปแบบตามการต่อของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเข้ากับโหลดความต้านทาน คือ แบบอนุกรม แบบขนาน แบบ LLC และ แบบ LCC วงจรเรโซแนนซ์จะเป็นวงจรกรองความถี่สูง ซึ่งส่งผลให้สัญญาณสี่เหลี่ยมที่ออกจากอินเวอร์เตอร์ถูกกรองฮาร์มอนิกส์ลำดับสูงออก ดังนี้

2.9.1 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมจะมีลักษณะการต่อตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุอนุกรมกัน และอนุกรมกับตัวต้านทานดังรูปที่ 2.14



รูปที่ 2.14 วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าดังสมการที่ (2.9)

$$\left| \frac{V_{out}}{V_{inv}} \right| = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2}} \quad (2.9)$$

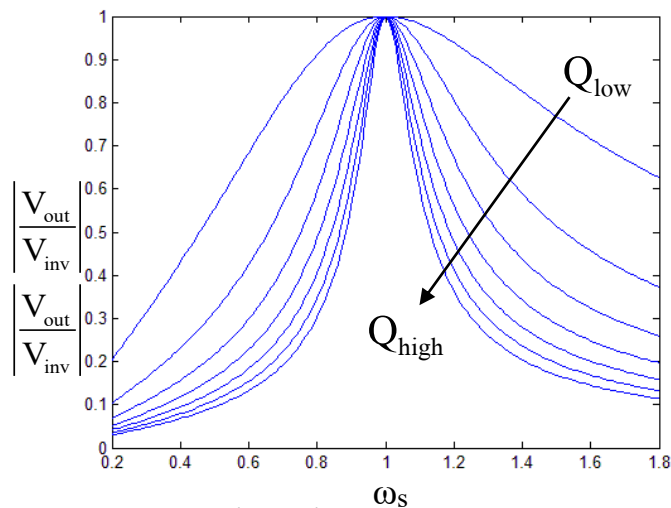
โดยที่

$$\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_o}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Q = \frac{\omega_o L}{R}$$

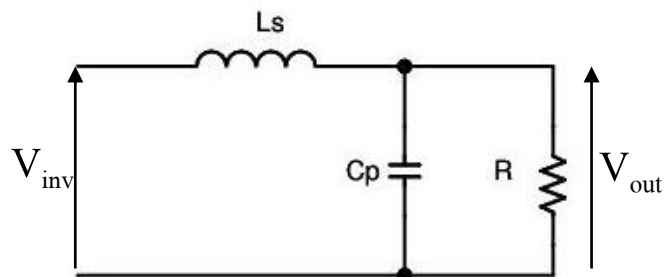
ได้กราฟโค้งของอัตราส่วนแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่ความถี่รอบจุดเรโซแนนซ์ดังรูปที่ 2.15 ซึ่งอัตราส่วนของแรงดันทั้งสองจะเท่ากับหรือน้อยกว่า 1 โดยที่เมื่อค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) มีค่ามาก (Rน้อย) จะมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนแรงดันมากเทียบกับการเปลี่ยนแปลงความถี่ และเมื่อค่าตัวประกอบคุณภาพ (Q) มีค่าน้อย (Rมาก) จะมีการเปลี่ยนแปลงของอัตราส่วนแรงดันน้อยเทียบกับการเปลี่ยนแปลงความถี่



รูปที่ 2.15 อัตราส่วนแรงดันที่ความถี่รอบจุดเรโซแนนซ์ วงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรม

2.9.2 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

วงจรเรโซแนนซ์แบบขนานจะมีลักษณะการต่อตัวเหนี่ยวนำอนุกรมกับตัวเก็บประจุที่ขนานกับตัวต้านทานดังรูปที่ 2.16



รูปที่ 2.16 วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าดังสมการที่ (2.10)

$$\left| \frac{V_{out}}{V_{inv}} \right| = \frac{1}{\sqrt{(2 - \omega_n^2)^2 + \left(\frac{\omega_n}{Q} \right)^2}} \quad (2.10)$$

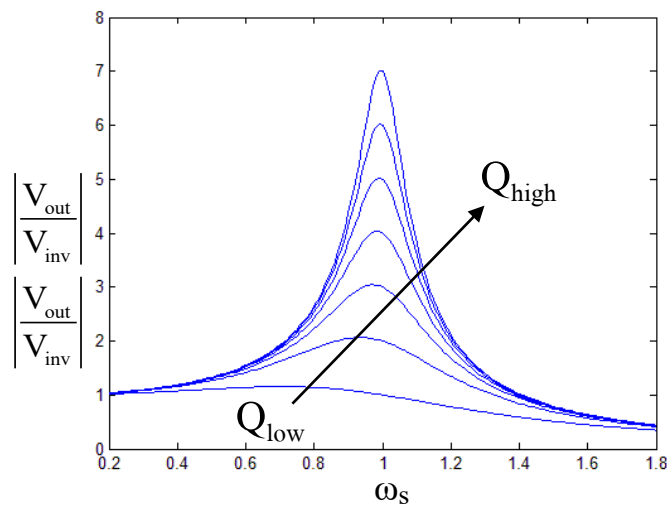
โดยที่

$$\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_o}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Q = \frac{R}{\omega_o L}$$

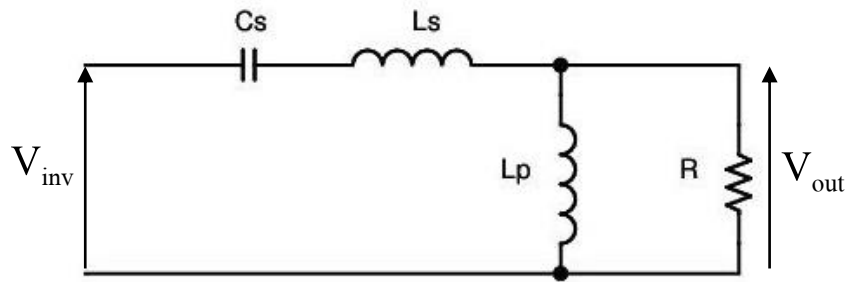
ได้กราฟโค้งของอัตราส่วนแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่ความถี่รอบจุดเรโซแนนซ์ดังรูปที่ 2.17 ซึ่งอัตราส่วนของแรงดันทั้งสองได้มากกว่าหรือน้อยกว่า 1 โดยที่จะมีอัตราขยายแรงดันสูงที่ใกล้ความถี่เรโซแนนซ์และมีอัตราขยายแรงดันต่ำที่ไกลจากความถี่เรโซแนนซ์



รูปที่ 2.17 อัตราส่วนแรงดันที่ความถี่รอบจุดเรโซแนนซ์ วงจรเรโซแนนซ์แบบขนาน

2.9.3 วงจรเรโซแนนซ์แบบ LLC

วงจรเรโซแนนซ์แบบ LLC จะมีลักษณะการต่อตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุอนุกรมกัน และต่ออนุกรมเข้ากับตัวเหนี่ยวนำอีกหนึ่งตัวที่ขนานกับตัวต้านทานดังรูปที่ 2.18



รูปที่ 2.18 วงจร LLC เรโซแนนซ์

โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าดังสมการที่ (2.11)

$$\left| \frac{V_{out}}{V_{inv}} \right| = \frac{1}{\sqrt{\left(2 - \frac{1}{\omega_n^2}\right)^2 + Q^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n}\right)^2}} \quad (2.11)$$

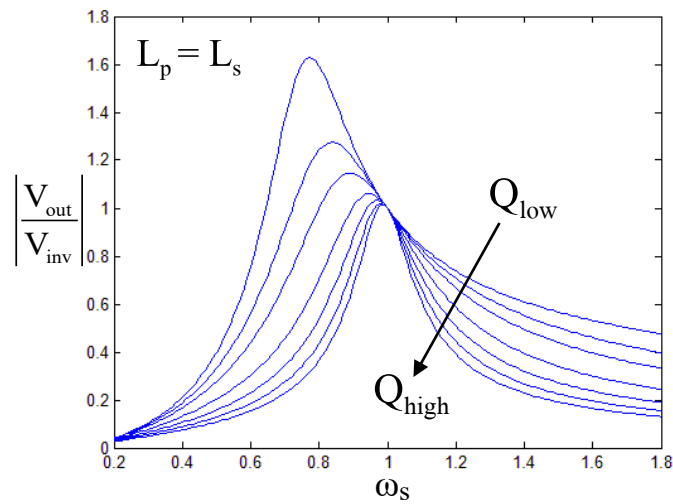
โดยที่

$$\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_o}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Q = \frac{\omega_o L}{R}$$

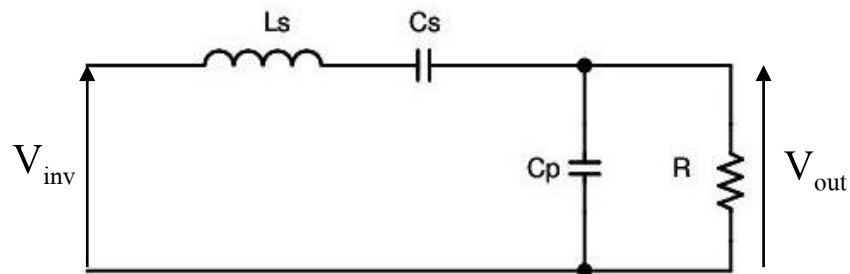
ได้กราฟโค้งของอัตราส่วนแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่ความถี่รอบจุดเรโซแนนซ์ดังรูปที่ 2.19 ซึ่งอัตราส่วนของแรงดันทั้งสองจะมีลักษณะเหมือนกับวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่ความต้านทานต่ำ และเหมือนกับวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่ความต้านทานสูง เป็นการรวมกันระหว่างข้อดีของลักษณะของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนาน โดยลักษณะดังกล่าวจะเกิดขึ้นที่ความถี่น้อยกว่าความถี่เรโซแนนซ์



รูปที่ 2.19 อัตราส่วนแรงดันที่ความถี่รอบจุดเรโซแนนซ์ วงจรเรโซแนนซ์แบบ LLC

2.9.4 วงจรเรโซแนนซ์แบบ LCC

วงจรเรโซแนนซ์แบบ LCC จะมีลักษณะการต่อตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุอนุกรมกัน และต่ออนุกรมเข้ากับตัวเก็บประจุอีกหนึ่งตัวที่ขนานกับตัวต้านทานดังรูปที่ 2.20



รูปที่ 2.20 วงจร LCC เรโซแนนซ์

โดยมีฟังก์ชันถ่ายโอนสำหรับแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าดังสมการที่ (2.12)

$$\left| \frac{V_{out}}{V_{inv}} \right| = \frac{1}{\sqrt{(2 - \omega_n^2)^2 + Q^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2}} \quad (2.12)$$

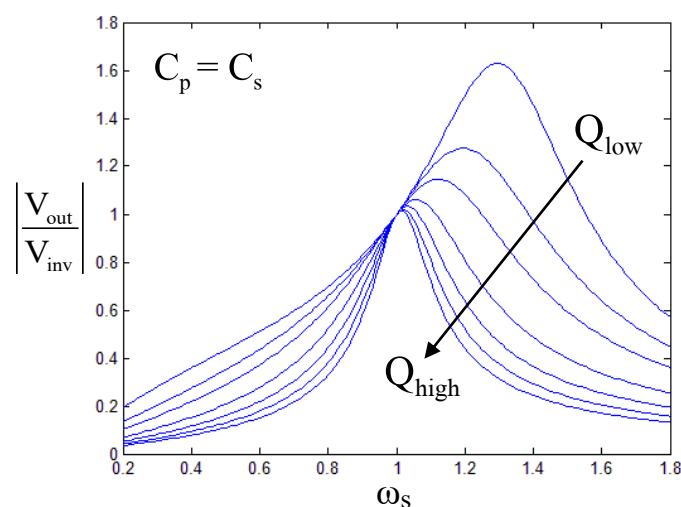
โดยที่

$$\omega_n = \frac{\omega_s}{\omega_o}$$

$$\omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$$Q = \frac{\omega_o L}{R}$$

ได้กราฟโคงของอัตราส่วนแรงดันไฟฟ้าด้านออกต่อแรงดันไฟฟ้าด้านเข้าที่ความถี่เรโซแนนซ์ดังรูปที่ 2.21 ซึ่งอัตราส่วนของแรงดันทั้งสองจะมีลักษณะเหมือนกับวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมที่ความต้านทานต่ำ และเหมือนกับวงจรเรโซแนนซ์แบบขนานที่ความต้านทานสูง เป็นการรวมกันระหว่างข้อดีของลักษณะของวงจรเรโซแนนซ์แบบอนุกรมและแบบขนาน โดยลักษณะดังกล่าวจะเกิดขึ้นที่ความถี่มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์



รูปที่ 2.21 อัตราส่วนแรงดันที่ความถี่เรโซแนนซ์ วงจรเรโซแนนซ์แบบ LCC

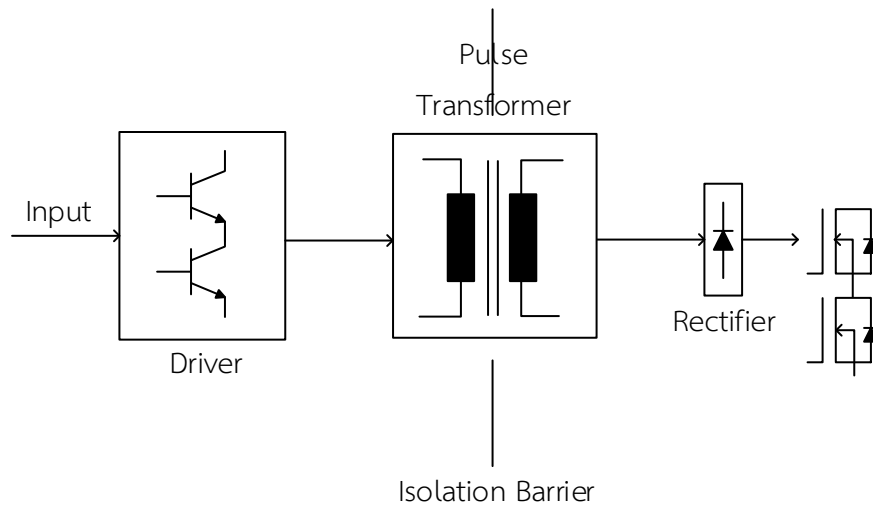
ในรายงานวิจัยฉบับนี้เลือกใช้เทคนิคการเรโซแนนซ์แบบ LCC เนื่องจากจำเป็นที่จะออกแบลักษณะของอัตราส่วนแรงดันด้านออกต่อแรงดันด้านเข้าให้มีอัตราขยายสูงที่โหลดมาก และอัตราขยายต่ำที่ความต้านทานต่ำ และสามารถตอบสนองเชิงความถี่ในย่านที่มากกว่าความถี่เรโซแนนซ์ ซึ่งจะทำงานในภาคแรงดันศูนย์ (Zero Voltage Switching)

2.10 วงจรขับนำสวิตช์ของอินเวอร์เตอร์

การขับนำสวิตช์สำหรับวงจรอินเวอร์เตอร์แรงดันสูงจะมีความยุ่งยาก เนื่องจากมีการขับนำสวิตช์ 2 ตัว (High side และ Low side) ที่ต่ออนุกรมกันโดยสัญญาณขับนำของสวิตช์จะมีแรงดันอ้างอิงที่ต่างกัน โดยรูปแบบของวงจรขับนำที่ใช้กันโดยหลักๆ มี 3 ชนิด คือ

2.10.1 วงจรขับนำที่ใช้เทคนิคการแยกโหนดด้วยหม้อแปลง

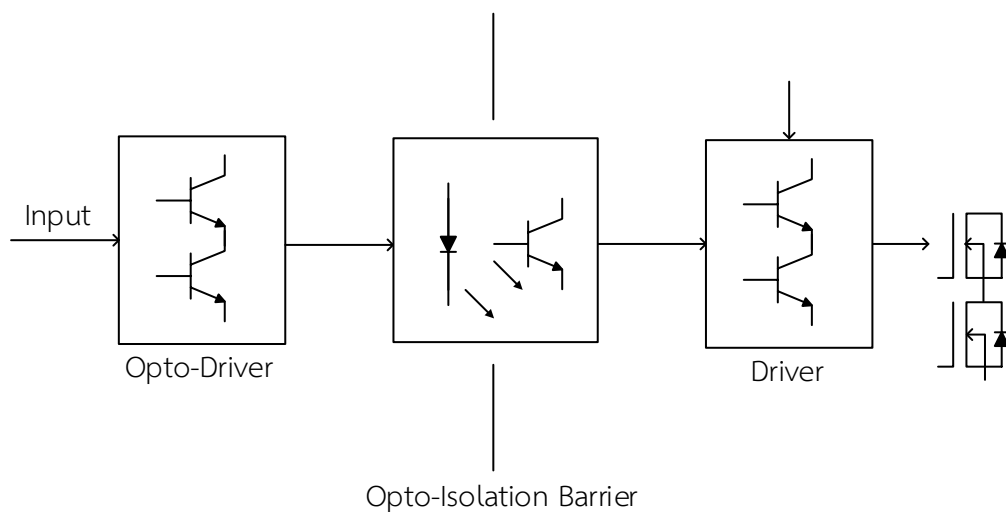
วงจรขับนำที่ใช้เทคนิคการแยกโดดด้วยหม้อแปลงมีโครงสร้างดังรูปที่ 2.22 โดยสัญญาณขับนำมอสเฟตจะถูกแยกโดดด้วยหม้อแปลง ทั้งนี้สัญญาณขับนำและกำลังไฟฟ้าในการขับนำจะถูกส่งไปยังมอสเฟตพร้อมกัน ทำให้วงจรมีขนาดเล็กเนื่องจากมีแหล่งจ่ายไฟเฉพาะในส่วนการสร้างสัญญาณขับนำ แต่ก็มีข้อจำกัดในเรื่องของ leakage อาจทำให้การแยกโดดไม่สมบูรณ์



รูปที่ 2.22 โครงสร้างวงจรขับนำที่ใช้เทคนิคการแยกโดดทางหม้อแปลง

2.10.2 วงจรขับนำที่ใช้เทคนิคการแยกโดดด้วยการเชื่อมต่อทางแสง

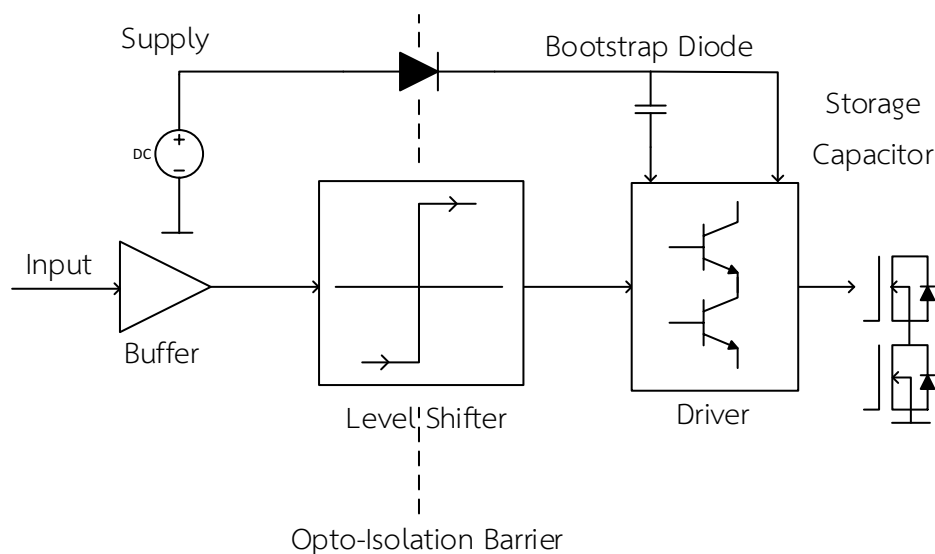
วงจรขับนำที่ใช้เทคนิคการแยกโดดด้วยการเชื่อมต่อทางแสงมีโครงสร้างดังรูปที่ 2.23 โดยสัญญาณขับนำมอสเฟตจะถูกแยกโดดด้วยการเชื่อมต่อทางแสงไปยังวงจรขับนำมอสเฟต โดยรูปแบบนี้จะมีปัญหาเรื่อง ground loop น้อย แต่วงจรจะมีขนาดใหญ่เนื่องจากต้องมีแหล่งจ่ายไฟ



รูปที่ 2.23 โครงสร้างวงจรขับนำที่ใช้เทคนิคการแยกโดดทางแสง

2.10.3 การใช้ Signal level shifting และ Power bootstrap diode

การขับนำที่ใช้ Signal level shifting และ Power bootstrap เป็นดังรูปที่ 2.24 โดยรูปแบบนี้เป็นที่นิยมใช้ในอุตสาหกรรม เนื่องจากมีการผลิตออกมาในรูปวงจรรวม แต่จะมีผลจากการทำงานผิดพลาดจาก reverse recovery current ของ bootstrap diode ซึ่งจะต้องมีการออกแบบวงจรป้องกันเพิ่มเติมอีก อีกทั้งในปัจจุบันการผลิตวงจรขับนำชนิดนี้จำกัดการทำงานที่ความถี่ไม่เกิน 400 kHz



รูปที่ 2.24 โครงสร้างวงจรขับนำที่ใช้เทคนิค Signal level shifting and Power bootstrap

จากข้อดีและข้อเสียของวงจรขับนำทั้ง 3 ชนิด สำหรับโครงงานนี้เลือกใช้การขับนำที่ใช้การแยกโดดทางแสงเนื่องจากไม่มีปัญหาเรื่อง ground loop และเหมาะกับการทำงานที่ความถี่สูง

2.11 ข้อมูลเบื้องต้นของ dsPIC

dsPIC คือชื่อของไมโครคอนโทรลเลอร์ 16 บิตจาก Microship Technology Inc. ผู้ผลิตไมโครคอนโทรลเลอร์ PIC ซึ่งรู้จักกันเป็นอย่างดีในแวดวงนักพัฒนาระบบไมโครคอนโทรลเลอร์ โดย Microship Technology ได้กำหนดชื่อย่ออย่างเป็นทางการสำหรับไมโครคอนโทรลเลอร์อนุกรมใหม่นี้ว่า Digital Signal Controller หรือ DSC นั้นหมายความว่า dsPIC เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ได้รับการออกแบบมาเป็นพิเศษเพื่องานประมวลผลสัญญาณดิจิทัลสำหรับสร้างระบบควบคุมอัตโนมัติที่มีความสามารถสูงซึ่งมีคุณสมบัติเด่นโดยรวม[8] ดังนี้

2.11.1 คุณสมบัติของซีพียู

- เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ที่ใช้ซีพียูแบบ RISC
- ความเร็วในการทำงานสูงถึง 30 ล้านคำสั่งต่อวินาที
- มี 84 คำสั่งภาษาแอสเซมบลีมาตรฐาน รองรับรูปแบบการอ้างแอดเดรสได้อย่างอิสระ
- ชุดคำสั่งมีขนาด 24 บิต สามารถประมวลผลข้อมูลได้ 16 บิต
- มีหน่วยความจำโปรแกรมเป็นแบบแฟลช สามารถลบและเขียนใหม่ได้ไม่น้อยกว่า 100,000 ครั้ง สามารถป้องกันการอ่านได้ และสามารถโปรแกรมตัวเองโดยใช้กระบวนการทางซอฟต์แวร์
- มีหน่วยความจำข้อมูลอีอีพรอมที่สามารถลบและเขียนได้ใหม่ไม่น้อยกว่า 1,000,000 ครั้ง
- มีอินเตอร์รัปต์เวกเตอร์จำนวนมาก จึงรองรับการตอบสนองสัญญาณอินเตอร์รัปต์ได้ดี
- มีวงจรตรวจจับแรงดันไฟเลี้ยงต่ำกว่ากำหนดแบบโปรแกรมได้
- มีพาวเวอร์-อนรีเซต, พาวเวอร์-อัปเดตไทมเมอร์ และออสซิลเลเตอร์สตาร์ท-อัปเดตไทมเมอร์
- มีวอตช์ด็อกไทมเมอร์แบบโปรแกรมได้
- มีวงจรตรวจสอบการทำงานของวงจรถูกกำหนดสัญญาณนาฬิกา
- รองรับการโปรแกรมในวงจรแบบอนุกรม (ICSP : In-Circuit Serial Programming)
- สามารถเลือกโหมดการใช้พลังงานได้

2.11.2 คุณสมบัติด้านการประมวลสัญญาณดิจิทัล

- มีแอกคิวมูเลเตอร์ขนาด 40 บิต 2 ตัว รองรับการประมวลผลทางคณิตศาสตร์ได้เป็นอย่างดี
- มีหน่วยประมวลผลด้านการคูณและหารเลข 17 บิตในรูปของฮาร์ดแวร์ จึงทำให้สามารถคูณและหารเลขได้อย่างรวดเร็ว
- ทำการคูณเลข 16 บิตได้ภายในสัญญาณนาฬิกาเพียง 1 ไซเคิล
- มีตัวเลื่อนข้อมูลบาร์เรล 40 สเตจ ช่วยให้การประมวลผลข้อมูลที่มีจำนวนบิตมากๆ สามารถทำได้อย่างรวดเร็ว
- มีวงจรเพดซ์ข้อมูลคู่ จึงทำให้สามารถประมวลผลข้อมูลได้อย่างรวดเร็ว

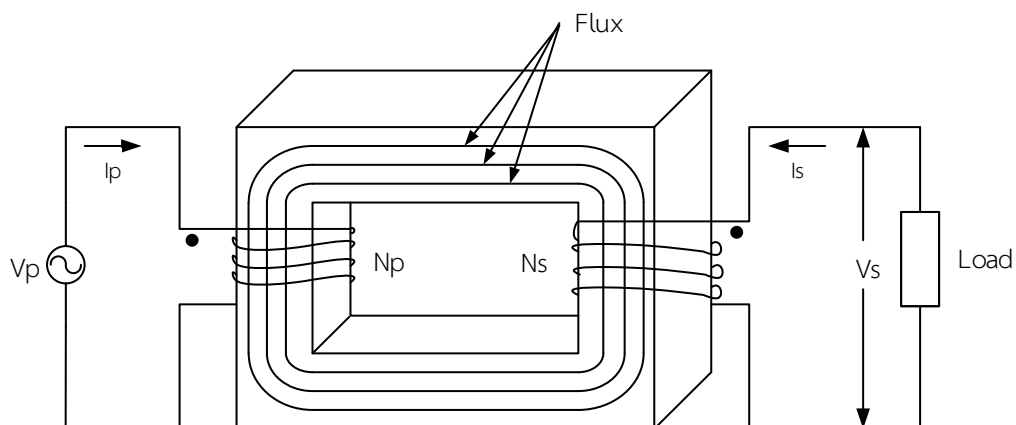
2.11.3 คุณสมบัติของโมดูลฟังก์ชันพิเศษ

- สามารถจ่ายกระแสออกทางขาพอร์ตได้ 25 mA ทั้งแบบกระแสซิงค์และซอร์ส
- ไทมเมอร์/เคาน์เตอร์มีขนาด 16 บิต ไม่น้อยกว่า 3 ตัว ต่อใช้งานร่วมกันเป็นไทมเมอร์ 32 บิตได้
- มีโมดูลตรวจจับและเปรียบเทียบสัญญาณดิจิทัล

- มีส่วนเชื่อมต่ออุปกรณ์อนุกรมทั้งแบบ SPI และผ่านระบบบัส I2C
 - มีโมดูลสื่อสารข้อมูลอนุกรม UART พร้อมบัฟเฟอร์แบบ FIFO
 - มีวงจรแปลงสัญญาณอนาล็อกเป็นดิจิทัล ความละเอียด 10 หรือ 12 บิต*
 - มีโมดูลสร้างสัญญาณ PWM สำหรับควบคุมมอเตอร์*
 - มีโมดูลเชื่อมต่อตัวเข้ารหัสแบบควอดราเจอร์*
- *เป็นคุณสมบัติที่มีในบางเบอร์

2.12 ทฤษฎีพื้นฐานของหม้อแปลง

กระแสที่ไหลผ่านขดลวดของคอยล์ที่อยู่รอบแกน จะสร้างการเหนี่ยวนำของฟลักซ์แม่เหล็กเกิดขึ้นภายในแกน ถ้ากระแสนี้เป็นแบบฟังก์ชันคาบเวลา และคอยล์ที่สองซึ่งอยู่รอบแกนเดียวกัน ก็จะถูกเหนี่ยวนำให้เกิดฟลักซ์ ก่อให้เกิดแรงดัน และกระแสไหลในขดทุติยภูมิ ซึ่งผลที่ได้แสดงดังในรูปที่ 2.25 แสดงหม้อแปลง 2 ขด ซึ่งเป็นรูปแบบอย่างง่าย



รูปที่ 2.25 หม้อแปลงโดยทั่วไปที่มี 2 ขด

โดยปกติหม้อแปลงทำงานด้วยประสิทธิภาพสูง มีการเพิ่มขึ้นหรือลดลงของแรงดันขาออกเป็นอัตราส่วนกับอัตราส่วนรอบ จะได้ความสัมพันธ์ดังนี้

$$\frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} \quad (2.13)$$

ดังนั้นหม้อแปลงจะถูกแยกออกเป็นหม้อแปลงเพิ่มแรงดัน หรือหม้อแปลงลดแรงดัน ขึ้นอยู่กับว่าแรงดันทุติยภูมิมีค่าสูงหรือต่ำกว่าแรงดันขาออก เป็นที่แน่นอนว่าขดทุติยภูมิที่มากกว่า 1 ขด อาจจะให้แรงดันที่สูงกว่า หรือต่ำกว่าก็ได้ สิ่งที่สำคัญที่สุดอย่างหนึ่งและเป็นประโยชน์ในการใช้งานหม้อแปลงก็คือ การแยกโคจรทางไฟฟ้าระหว่างขดปฐมภูมิ และทุติยภูมิออกจากกัน

จากความสัมพันธ์ทางด้านแม่เหล็กของหม้อแปลงพื้นฐานในระบบ cgs

$$e = NA_e \left(\frac{dB}{dt} \right) \times 10^{-8} \quad (2.14)$$

การแสดงการคำนวณค่าความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก B เพื่อให้แน่ใจว่าหม้อแปลงทำงานในย่านเชิงเส้นของกราฟการทำให้เป็นแม่เหล็ก สามารถแสดงในระบบ cgs ได้ดังนี้

$$B_{\max} = \frac{(V_p) \times 10^8}{KfN_p A_e} \quad (2.15)$$

โดยที่	V_p	คือ แรงดันปฐมภูมิ (v)
	f	คือ ความถี่ (Hz)
	N_p	คือ จำนวนรอบปฐมภูมิ
	A_e	คือ พื้นที่ประสิทธิภาพของแกน (cm^2)
	K	มีค่า 4.44 กรณีรูปคลื่นไซน์

โดยปกติกันออกแบบของหม้อแปลงกำลังจะเลือก B_{\max} อย่างไม่ได้ โดยให้อยู่ในย่านเชิงเส้นของกราฟ B-H ในแง่เริ่มต้นควรจะเลือก $B_{\max} = B_{\text{sat}}/2$ ในการจัดเรียงสมการ (2.15) ใหม่ จะได้จำนวนรอบของปฐมภูมิมีค่าเป็น

$$N_p = \frac{(V_p) \times 10^8}{KfB_{\max} A_e} \quad (2.16)$$

มีอีกสองพารามิเตอร์ในการออกแบบที่สำคัญในการเลือกแกนที่เหมาะสม หนึ่งคือพื้นที่ของแกนเพื่อจะวางขดลวด จะต้องเลือกให้ใหญ่พอที่จะให้ขนาดลวดลงแกนได้ และทำให้กำลังสูญเสียต่ำที่สุด และอย่างที่สองคือ ความสามารถที่แกนจะรับกำลังงานได้ พารามิเตอร์เหล่านี้เกี่ยวข้องกับสมการในระบบ CGS ดังต่อไปนี้

$$P_{\text{out}} = (1.16B_{\max} f d A_e A_c) \times 10^{-9} \quad (2.17)$$

โดยที่	P_{out}	คือ ความสามารถที่แกนจะรับกำลังงานได้ (G)
	B_{\max}	คือ ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็กสูงสุด (G)

- f คือความถี่ (Hz)
 d คือความหนาแน่นกระแสของเส้นลวด (A/m²)
 A_c คือพื้นที่ประสิทธิภาพของแกน (cm²)
 A_c คือ พื้นที่ขดลวดที่อยู่ในบ็อบบิ้น (cm²)

บางผู้ผลิตได้ใช้สัญลักษณ์ W_a แทนพื้นที่ช่องหน้าต่าง แทนการใช้ A_c ปกติแล้วความหนาแน่นกระแสจะแสดงค่าในหน่วยของ เซอร์คูลาร์มิลต่อแอมแปร์ (cmil) ใช้สัญลักษณ์ D และสัมพันธ์กับ d ดังนี้

$$d = \frac{1.27 \times 10^6}{D} \quad (2.18)$$

แทนค่า สมการ (2.18) ลงในสมการ (2.17) จะได้

$$P_{out} = \frac{(1.47B_{max} f A_c A_c) \times 10^{-3}}{D} \quad (2.19)$$

จัดสมการ (2.19) ใหม่ จะได้สมการที่มีประโยชน์ต่อการคำนวณ และในการเลือกขนาดแกนของหม้อแปลงดังนี้

$$A_c A_c = \frac{(0.68 P_{out} D) \times 10^3}{f B_{max}} \quad (2.20)$$

ความหนาแน่นกระแส D ได้จากผู้ผลิตเส้นลวด ซึ่งขึ้นอยู่กับ 1,000 (cmil/A) การออกแบบทางด้านปฏิบัติใช้ความหนาแน่นกระแสต่ำกว่า 1,000 และขึ้นอยู่กับการใช้งานและจำนวนรอบของขดลวด ความหนาแน่นกระแสควรจะใช้ประมาณ 200 (cmil/A) เพื่อความปลอดภัย

2.12.1 วัสดุแกนและการเลือกรูปทรง

แม้ว่าวัสดุแกนแม่เหล็กจำนวนมาก อาจจะถูกนำมาใช้ในการออกแบบหม้อแปลงกำลังความถี่สูง แต่เฟอร์ไรต์ถือว่าเป็นวัสดุที่ใช้ในคอนเวอร์เตอร์ ในปัจจุบันเฟอร์ไรต์อาจจะมีค่าความหนาแน่นฟลักซ์สูง (โดยมากเฟอร์ไรต์มี B_{sat} ระหว่าง 3,000-5,000G) แต่มันให้กำลังงานสูญเสียในแกนต่ำที่ความถี่สูง การกลับขั้วขดลวดดี และง่ายต่อการประกอบใช้งาน

ผู้ผลิตแกนเฟอร์ไรต์ได้ผลิตหลายรูปทรง หลายขนาด และมีวัสดุหลายแบบ เพื่อใช้ในการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูง ตารางที่ 2.2 เป็นชื่อวัสดุที่ใช้ในการค้า และบริษัทผู้ผลิตแกนนั้นๆ

ตารางที่ 2.2 วัสดุแกนเฟอร์ไรต์สำหรับหม้อแปลงกำลังความถี่สูง

วัสดุ	บริษัทผู้ผลิต
3C8	Ferroxcube
24B	Stackpole
77	Fair-Rite Products
F,T	Magnetics, Inc.
H7C1	TDK
N27	Siemens

รูปทรงของแกนที่ใช้จะขึ้นกับกำลังงานที่จะใช้งาน เช่น E-E, E-I, E-C และ pot core ซึ่งถือว่าเป็นที่นิยมใช้กัน กรณีโครงสร้างของ pot core จะนำมาใช้งานที่ระดับกำลังงานต่ำจนถึงกำลังงานขนาดกลาง ประมาณ 20-200 W เนื่องจากเป็นที่สนใจต่อการออกแบบที่ต้องการ ฟลักซ์รั่วไหลต่ำ และถือว่ามี การป้องกันสนามแม่เหล็กรบกวน (EMI) ได้ต่ำสุด

สำหรับกรณีที่ต้องการระดับกำลังสูง จะใช้แกน E-E, E-I และ E-C โดยที่แกน E-C เป็นการผสมผสานกันระหว่าง E-E กับ pot core ซึ่งเป็นการผสมข้อดีของแต่ละรูปทรง

ผู้ผลิตแกนได้ให้พารามิเตอร์ที่สำคัญในการออกแบบหม้อแปลงกำลัง และถ้าพารามิเตอร์ไม่ได้แสดงไว้ให้ ก็สามารถดูได้จากตารางที่ 2.3 ซึ่งจะเกี่ยวข้องกับเส้นลวด ขนาดเส้นลวด ความหนาแน่นกระแส ซึ่งแสดงในรูปของ AWG (American Wire Gauge)

ตารางที่ 2.3 รายละเอียดของเส้นลวดที่มีฉนวนหุ้ม [10]

SWG	Diameter with Enamel (mm)	Area of bare Conductor (mm ²)	R/Km@20°C (Ω)	Weight (Kg/Km)
38	0.175	0.01824	945.2	0.1679
37	0.198	0.02343	735.9	0.2202
36	0.218	0.02927	589.1	0.2686
35	0.241	0.03575	482.2	0.3281
34	0.264	0.04289	402	0.3932
33	0.287	0.05067	340.3	0.465
32	0.307	0.0591	291.7	0.5408
31	0.33	0.06818	252.9	0.6245
30	0.351	0.07791	221.3	0.7121
29	0.384	0.09372	184	0.8559
28	0.417	0.111	155.3	1.014
27	0.462	0.1363	126.5	1.245
26	0.505	0.1642	105	1.499
25	0.561	0.2027	85.1	1.851
24	0.612	0.2452	70.3	2.233
23	0.665	0.2919	59.1	2.655
22	0.77	0.3973	43.4	3.607
21	0.874	0.5189	33.2	4.702
20	0.978	0.6567	26.3	5.939
19	1.082	0.8107	21.3	7.324
18	1.293	1.167	14.8	10.537
17	1.501	1.589	10.8	14.313
16	1.709	2.075	8.3	18.678
15	1.92	2.627	6.6	23.64
14	2.129	3.243	5.3	29.15
13	2.441	4.289	4	38.56

2.13 หลักการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงด้วยวิธี Core Geometry Kg Approach เป็นวิธีที่เลือกค่ากำลังสูญเสียในลวดทองแดงทั้งสอง (P_{CU}) แล้วพิจารณาค่า K_g (Core Geometry) เพื่อกำหนดขนาดแกน โดยแกนที่เลือกจะต้องได้ค่า K_g (Core Geometry) ที่มากกว่าค่าที่คำนวณจากกำลังสูญเสียในขดลวดทองแดงทั้งสอง (P_{CU}) ซึ่งจำนวนรอบขดลวดทั้งสองคือ N_1 และ N_2 จะเป็นอัตราส่วนแรงดันด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ(a)

ค่า K_g ที่ได้จากขนาดของแกนดังนี้

$$K_g = \frac{W \times S^2}{t} \quad (2.21)$$

โดย W คือ พื้นที่หน้าตัดแกน (m^2)
 S คือ พื้นที่หน้าตัดแกน (m^2)
 t คือ ความยาวเฉลี่ยของลวดหนึ่งรอบ (m)

หาค่า K_g ที่ได้จากการคำนวณจากค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดทองแดง โดยที่หากำลังสูญเสียในขดลวดทองแดง (P_{CU})

$$P_{CU} = (I_{1rms}^2 \times R_1) + (I_{2rms}^2 \times R_2) \quad (2.22)$$

โดย I_{1rms} คือ ค่ารากกำลังสองของกระแสไฟฟ้าขดลวดทองแดงปฐมภูมิ (A)
 I_{2rms} คือ ค่ารากกำลังสองของกระแสไฟฟ้าขดลวดทองแดงทุติยภูมิ (A)
 R_1 คือ ความต้านทานขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิ (Ω)
 R_2 คือ ความต้านทานขดลวดทองแดงด้านทุติยภูมิ (Ω)

หาค่าความต้านทานขดลวดทองแดง(R_1, R_2) ได้จาก

$$R_1 = \frac{\rho l_1}{A_{1w}}, R_2 = \frac{\rho l_2}{A_{2w}} \quad (2.23)$$

โดย ρ คือ ความต้านทานจำเพาะของทองแดง ($1.724 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$)
 l_1, l_2 คือ ความยาวทั้งหมดของขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิ (m)
 A_{1w}, A_{2w} คือ พื้นที่หน้าตัดของขดลวดทองแดงด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิ (m^2)

หาค่าความยาวของขดลวดทองแดง(l_1, l_2) ได้ดังนี้

$$l_1 = N_1 \times t, \quad l_2 = N_2 \times t \quad (2.24)$$

โดย N_1, N_2 คือ จำนวนรอบด้านปฐมภูมิหรือด้านทุติยภูมิ (รอบ)
 t คือ ความยาวเฉลี่ยต่อ 1 รอบ (m)

หาจำนวนรอบ (N_1, N_2) และพื้นที่หน้าตัดขดลวดทองแดง (A_{1w}, A_{2w}) ได้ดังนี้

$$N_1 = \frac{V_1}{4 \times B_{\max} \times S \times f}, \quad N_2 = \frac{V_2}{4 \times B_{\max} \times S \times f} \quad (2.25)$$

$$N_1 \times A_{1w} = N_2 \times A_{2w} = k \times \frac{W}{2} \quad (2.26)$$

$$A_{1w} = \frac{k \times W}{2 \times N_1}, \quad A_{2w} = \frac{k \times W}{2 \times N_2} \quad (2.27)$$

โดย L คือ ค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า (H)
 B_{\max} คือ ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (W/m^2)
 V_1, V_2 คือ แรงดันไฟฟ้าด้านปฐมภูมิและด้านทุติยภูมิ (A)
 k คือ ตัวประกอบการใช้หน้าต่าง
 f คือ ความถี่ทำงาน (Hz)

แทนค่าตัวแปรต่างๆ ให้อยู่ในรูปกำลังสูญเสียของขดลวดทองแดง(P_{CU}) ได้ดังนี้

$$P_{CU} = \left(I_{1rms}^2 \times \frac{2\rho N_1^2 t}{kW} \right) + \left(I_{2rms}^2 \times \frac{2\rho N_2^2 t}{kW} \right) \quad (2.28)$$

แทนค่า N_1, N_2

$$P_{CU} = \left(\frac{2\rho t}{kW} \right) \left(\frac{1}{4B_{\max} S f} \right)^2 (V_1^2 I_{1rms}^2 + V_2^2 I_{2rms}^2) \quad (2.29)$$

โดยทั่วไป $V_1 I_{1rms} = V_2 I_{2rms} = P_{out}$

$$P_{CU} = \frac{\rho \times t \times P_{out}^2}{4 \times k \times W \times B_{\max}^2 \times S^2 \times f^2} \quad (2.30)$$

โดยที่ P_{out} คือ กำลังไฟฟ้าด้านออก (Watt)

จากสมการที่ 2.26 และ 2.35 จัดรูปตัวแปรได้สมการ K_g ดังนี้

$$K_g = \frac{\rho \times P_{out}^2}{4 \times k \times B_{max}^2 \times f^2 \times P_{cu}} \quad (2.31)$$

โดยการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง ต้องกำหนดค่ากำลังสูญเสียในขดลวดทองแดง P_{cu} ค่าคุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกน B_{max} และค่าตัวประกอบการใช้หน้าต่าง k โดยทั่วไปจะกำหนดกำลังสูญเสียในขดลวดทองแดงประมาณ 1-2% ของกำลังด้านออก

ซึ่งสายตัวนำที่ใช้พันหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง จำเป็นต้องคิดผลของการไหลของกระแสที่ผิวตัวนำที่ความถี่สูง โดยค่าที่ได้จะต้องนำมาพิจารณาเงื่อนไข δ (skin depth)

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} \quad (2.32)$$

โดยที่ μ คือ ความซึมซาบแม่เหล็กของทองแดง ($\sim\mu_0=4\pi \times 10^{-7} \text{H/m}$)

ω คือ ความถี่เชิงมุม (rad/sec)

เลือกรัศมีของขดลวดทองแดงจะต้องเลือกให้น้อยกว่า skin depth เพื่อช่วยลดกระแสไหลตามผิวของขดลวดตัวนำ และกำหนดจำนวนรอบด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ (N_1, N_2) และจำนวนตัวนำผ่านพื้นที่หน้าตัดด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิ (A_{1w}, A_{2w}) ตามสมการที่ (2.25) ถึง (2.27)

คำนวณค่า Magnetizing inductance (L_m)

$$L_m = \frac{\mu_m \times S \times N_1^2}{l_m} \quad (2.33)$$

โดยที่ l_m คือ ความยาวส่วนทางเดินแม่เหล็ก (m)

μ_m คือ ความซึมซาบแม่เหล็กของแกน (H/m)

คำนวณค่า Magnetizing current (I_m)

$$I_m = I_1 - \frac{N_2}{N_1} I_2 \quad (2.34)$$

2.14 หลักการออกแบบตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าความถี่สูง

การออกแบบตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าความถี่สูงด้วยวิธี Core Geometry Kg Approach เป็นวิธีที่เลือกค่ากำลังสูญเสียในลวดทองแดง (P_{CU}) แล้วพิจารณาค่า Kg (Core Geometry) เพื่อกำหนดขนาดแกน โดยแกนที่เลือกจะต้องได้ค่า Kg (Core Geometry) ที่มากกว่าค่าที่คำนวณจากกำลังสูญเสียในขดลวดทองแดง (P_{CU}) ที่ได้กำหนดไว้ เพื่อที่สามารถพันขดลวดกับแกนได้พอดี และขดลวดมีการสูญเสียเป็นไปตามที่กำหนด

ค่า Kg ที่ได้จากขนาดของแกนดังนี้

$$K_g = \frac{W \times S^2}{t} \quad (2.35)$$

โดย W คือ พื้นที่หน้าตัดแกน (m^2)
 S คือ พื้นที่หน้าตัดแกน (m^2)
 t คือ ความยาวเฉลี่ยของลวดหนึ่งรอบ (m)

หาค่า Kg ที่ได้จากการคำนวณจากค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในขดลวดทองแดง โดยที่หากำลังสูญเสียในขดลวดทองแดง (P_{CU})

$$P_{CU} = I_{rms}^2 \times R_w \quad (2.36)$$

โดย I_{rms} คือ ค่ารากกำลังสองของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดทองแดง (A)
 R_w คือ ความต้านทานขดลวดทองแดง (Ω)

หาค่าความต้านทานขดลวดทองแดง (R_w) ได้จาก

$$R_w = \frac{\rho l}{A_w} \quad (2.37)$$

โดย ρ คือ ความต้านทานจำเพาะของทองแดง ($1.724 \times 10^{-8} \Omega \cdot m$)
 l คือ ความยาวทั้งหมดของขดลวดทองแดง (m)
 A_w คือ พื้นที่หน้าตัดของขดลวดทองแดง (m^2)

หาค่าความยาวของขดลวดทองแดงได้ดังนี้

$$l = N \times t \quad (2.38)$$

โดย N คือจำนวนรอบ (รอบ)
t คือความยาวเฉลี่ยต่อ 1 รอบ (m)

หาจำนวนรอบและพื้นที่หน้าตัดขดลวดทองแดงได้ดังนี้

$$N = \frac{L \times I_{\text{peak}}}{B_{\text{max}} \times S} \quad (2.39)$$

$$A_w = \frac{k \times W}{N} \quad (2.40)$$

โดย L คือ ค่าความเหนี่ยวนำไฟฟ้า (H)
B_{max} คือ ความหนาแน่นฟลักซ์แม่เหล็ก (W/m²)
I_{peak} คือ ค่าสูงสุดของกระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านขดลวดทองแดง (A)
k คือ ตัวประกอบการใช้หน้าต่าง

แทนค่าตัวแปรต่างๆ ให้อยู่ในรูปกำลังสูญเสียของขดลวดทองแดงได้ดังนี้

$$P_{\text{CU}} = I_{\text{rms}}^2 \times \left(\frac{\rho N^2 t}{kW} \right) = \frac{I_{\text{rms}}^2 \rho L^2 I_{\text{peak}}^2 t}{B_{\text{max}}^2 S^2 kW} \quad (2.41)$$

จากสมการที่ (2.35) และ (2.41) จัดรูปตัวแปรได้สมการ K_g ดังนี้

$$K_g = \frac{4 \times \rho \times \left(\frac{1}{2} LI_{\text{rms}}^2 \right) \times \left(\frac{1}{2} LI_{\text{peak}}^2 \right)}{k \times B_{\text{max}}^2 \times P_{\text{cu}}} \quad (2.42)$$

ในกรณีที่กระแสเป็นรูปคลื่นไซน์ได้ดังนี้

$$K_g = \frac{2 \times \rho \times \left(LI_{\text{rms}}^2 \right)^2}{k \times B_{\text{max}}^2 \times P_{\text{cu}}} \quad (2.43)$$

โดยการออกแบบตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าความถี่สูง ต้องกำหนดค่ากำลังสูญเสียในขดลวดทองแดง P_{CU} ค่าคุณสมบัติทางแม่เหล็กของแกน B_{max} และค่าตัวประกอบการใช้หน้าต่าง k โดยทั่วไปจะกำหนดกำลังสูญเสียในขดลวดทองแดงประมาณ 1-2% ของกำลังด้านออก

ซึ่งสายตัวนำที่ใช้พันตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าความถี่สูง จำเป็นต้องคิดผลของการไหลของกระแสที่ผิวตัวนำที่ความถี่สูง โดยค่าที่ได้จะต้องนำมาพิจารณาเงื่อนไข δ (skin depth)

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} \quad (2.44)$$

μ คือ ความซึมซาบแม่เหล็กของทองแดง ($\sim\mu_0=4\pi\times 10^{-7}\text{H/m}$)

ω คือ ความถี่เชิงมุม (rad/sec)

เลือกรัศมีของลวดทองแดงจะต้องเลือกให้น้อยกว่า skin depth เพื่อช่วยลดกระแสไหลตามผิวของขดลวดตัวนำ และกำหนดจำนวนรอบ (N) และจำนวนตัวนำผ่านพื้นที่หน้าตัด (A_w) ตามสมการที่ (2.44) และ (2.45)

คำนวณค่าช่องว่างอากาศ (l_g) ดังนี้

$$l_g = \frac{N^2 \times \mu_0 \times S}{L} \quad (2.45)$$

μ_0 คือ ความซึมซาบแม่เหล็กของอากาศ ($4\pi\times 10^{-7}\text{H/m}$)

เนื่องจากผลของปรากฏการณ์สนามแม่เหล็กเบี่ยงเบนทำให้ค่าตัวเหนี่ยวนำเพิ่มขึ้นจากที่ได้คำนวณจึงต้องคิดค่าตัวประกอบของปรากฏการณ์ที่เรียกว่า Fringing flux correction factor (F) ดังนี้

$$F = 1 + \left(\frac{l_g}{\sqrt{S}} \right) \left(\ln \left(\frac{2G}{l_g} \right) \right) \quad (2.46)$$

G คือ ระยะสูงของช่องแกน (m)

บทที่ 3

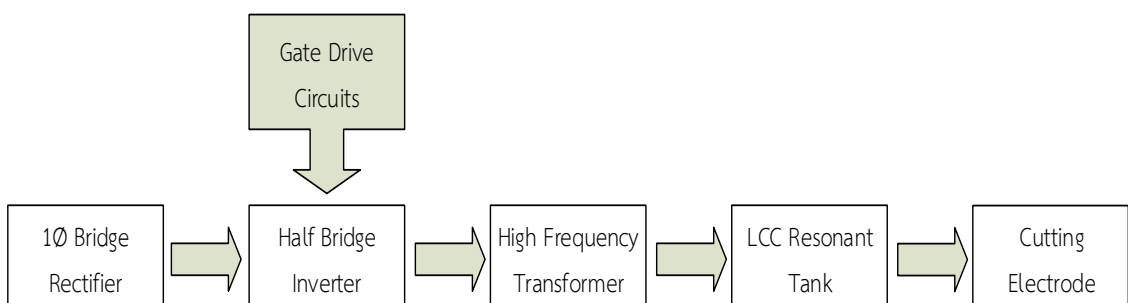
หลักการงานและการออกแบบ

3.1 บทนำ

เนื้อหาในบทนี้เป็นกรกล่าวถึงหลักการงานและการออกแบบอุปกรณ์ที่ใช้ในการอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องตัดไฟฟ้า ให้เป็นไปตามเป้าหมายและสมมติฐานที่วางไว้ การเลือกใช้อุปกรณ์ต่างๆ จะเน้นพิจารณาเฉพาะส่วนที่เกี่ยวข้อง รายงานวิจัยนี้ โดยจะประกอบไปด้วยวงจรทั้งหมดสองส่วนหลัก ได้แก่ ชุดวงจรที่ใช้ในการสร้างสัญญาณพัลส์เพื่อนำสัญญาณไปใช้ในการขับเคลื่อนของอุปกรณ์สวิตซ์ที่ใช้ในวงจรกำลัง และส่วนของชุดวงจรแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตซ์ซึ่งเป็นวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์และวงจรเรโซแนนซ์แบบ LCC ดังจะได้อธิบายในลำดับต่อไป

3.2 โครงสร้างของเครื่องตัดไฟฟ้า

ในส่วนนี้จะเป็นการสร้างการทำงานโดยรวมเพื่อนำไปสู่การออกแบบของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับเครื่องตัดไฟฟ้าใช้แหล่งจ่ายกำลังแบบสวิตซ์ โดยการออกแบบจะมีส่วนประกอบหลักๆ ซึ่งประกอบด้วยวงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์, วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นกระแสสลับ (อินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์) โดยใช้มอสเฟตเป็นตัวสวิตซ์, หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง วงจรเรโซแนนซ์(แบบ LCC เรโซแนนซ์) และอิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้ในการตัด เพื่อความเข้าใจจึงได้ทำการแยกโครงสร้างของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับเครื่องตัดไฟฟ้าเป็นส่วนๆ ดังรูปที่ 3.1

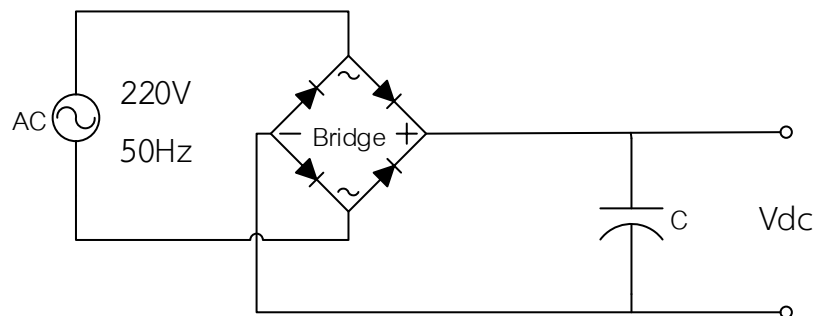


รูปที่ 3.1 บล็อกไดอะแกรมโครงสร้างเครื่องตัดไฟฟ้า

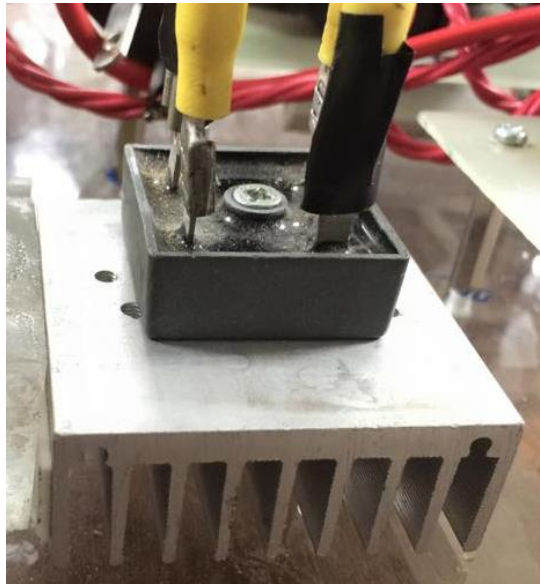
ส่วนประกอบต่างๆ สามารถอธิบายตามส่วนประกอบในแต่ละหัวข้อ เพื่อความเข้าใจในส่วนประกอบต่างๆ ที่นำมาใช้งานและเงื่อนไขการทำงานของแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับเครื่องตัดไฟฟ้าที่ได้ทำการออกแบบสร้าง

3.3 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์ : (1 ϕ Bridge Rectifier)

เนื่องจากแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับเครื่องจักรไฟฟ้าใช้กำลังหลักจากวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ ดังนั้นในส่วนนี้จะเป็นวงจรเรียงกระแสทางด้านเข้าของชุดอินเวอร์เตอร์ โดยมีไฟฟ้ากระแสสลับ 1 เฟส 220 โวลต์ $\pm 10\%$ ความถี่ 50 เฮิร์ตซ์ จากแหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้ากระแสสลับมาเปลี่ยนให้เป็นแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสตรง โดยใช้วงจรเรียงกระแสที่ใช้บริดจ์ไดโอด (KBPC1006) ดังรูปที่ 3.2 (ก) โดยแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านขาออกของวงจรเรียงกระแสจะถูกกรองให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีการกระเพื่อมน้อยลงและมีขนาดประมาณ 310 โวลต์ โดยมีตัวเก็บประจุเป็นชุดวงจรกรอง ดังรูปที่ 3.2 (ข) การต่อวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นโดยตรงเข้ากับสายกำลังเช่นนี้ เป็นการเสี่ยงการใช้หม้อแปลงแรงดันความถี่ต่ำ ทำให้สามารถลดน้ำหนักลงได้ ในกรณีวงจรกรอง 50 เฮิร์ตซ์ ก็เช่นกัน การไม่ใช้ตัวเหนี่ยวนำจะทำให้ลดปัญหาเรื่องน้ำหนักลงไปได้ แต่มีข้อเสียคือ ตัวเก็บประจุของวงจรจะมีขนาดใหญ่กว่าวงจรกรองที่มีตัวเหนี่ยวนำ ในขณะที่การกระเพื่อมของแรงดันมีขนาดเท่ากัน และกระแสที่ไหลในตัวไดโอดมีค่ายอดสูง แต่มีข้อดีคือ แรงดันไฟฟ้ากระแสตรงมีขนาดเกือบเท่ากับค่ายอดของแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับของระบบจ่ายกระแส ในการออกแบบค่าอุปกรณ์ต่างๆ ของวงจรจ่ายไฟตรงภาคกำลังในรายงานวิจัยนี้ กำหนดให้ค่ายอดของแรงดันกระเพื่อมเท่ากับ 6.5% โดยมีรายละเอียดดังนี้



(ก) วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์พร้อมชุดวงจรกรอง



(ข) บริดจ์ไดโอดที่ใช้งานจริง (KBPC1006)

รูปที่ 3.2 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

3.3.1 การคำนวณหาค่าตัวเก็บประจุเพื่อกรองแรงดันด้านเอาต์พุต

แรงดันด้านเข้า (V_{in})	=	220	V
ค่ายอดแรงดันกระแสสลับ	=	310	V
แรงดันกระเพื่อม ($V_{r(p-p)}$)	=	0.065×310	
	=	20	V
แรงดันไฟตรงเฉลี่ย (V_{dc})	=	$310 - (20/2)$	
	=	300	V

สำหรับแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับเครื่องจักรตัดไฟฟ้าที่ออกแบบได้สามารถวิเคราะห์กระแสไฟฟ้าผ่านวงจรสมมูล ดังนั้นหาว่า C ได้จากสมการที่ (3.1)

$$C = \frac{I \times t}{V_r} \quad (3.1)$$

โดยที่ I คือ กำลังไฟฟ้าสูงสุด/แรงดันไฟฟ้ากระแสตรง
 $= 1.25 \text{ A}$
 t คือ ครึ่งของคาบเวลาไฟฟ้ากระแสสลับด้านเข้า

ดังนั้น ครึ่งคาบเวลาที่ 50 เฮิร์ตซ์ = 10 ms

$$V_r \quad \text{คือ ค่าแรงดันกระแสเพื่อมาจากยอดถึงยอด} \\ = 20 \quad \text{V}$$

$$C = \frac{1.25 \times 0.01}{20} \\ \text{ดังนั้น ค่าเก็บประจุ} = 625 \quad \mu\text{F}$$

ในทางปฏิบัติได้เลือกใช้ตัวเก็บประจุ (C) ชนิดอิเล็กโทรไลต์ขนาด 680 μF 1 ตัว สามารถทนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงได้ 450 V

3.3.2 ความต้านทานในการคายประจุ

เนื่องจากเมื่อมีการใช้งานแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับเครื่องจักรตัดไฟฟ้าเสร็จแล้ว ตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่เป็นตัวกรองแรงดันยังคงมีประจุค้างอยู่ ซึ่งอาจเกิดอันตรายแก่ผู้ใช้งานได้ จึงจำเป็นต้องคายประจุออกเมื่อมีการใช้งานเสร็จแล้วเพื่อเพิ่มความปลอดภัยในการใช้งาน ในทางปฏิบัติจะใช้ตัวต้านทานต่อขนานกับตัวเก็บประจุ เพื่อให้คายประจุผ่านตัวต้านทาน ดังรูปที่ 3.3 ซึ่งในการเลือกตัวต้านทานนั้นกำหนดเอาไว้ว่า ตัวเก็บประจุที่มีแรงดันไม่เกิน 600 โวลต์ จะต้องมีตัวต้านทานต่อขนานไว้เพื่อให้คายประจุไฟฟ้าออกให้เหลือเพียง 50 โวลต์ ในเวลา 1 นาที [มาตรฐาน วสท. 408] โดยสามารถคำนวณหาค่า R_C ได้จากสมการที่ (3.2)

$$V_c(t) = V \exp\left(\frac{-t}{R_C C}\right) \quad (3.2)$$

$$\begin{aligned} \text{คำนวณได้} \quad R_C &= \frac{-t}{C \left(\ln \frac{V_c(t)}{V} \right)} \\ R_C &= \frac{-60}{680 \times 10^{-6} \left(\ln \frac{50}{310} \right)} \\ &= 48.4 \quad \text{k}\Omega \end{aligned}$$

ในทางปฏิบัติเลือกใช้ค่าความต้านทานที่มีค่า 50 k Ω ซึ่งสามารถตรวจสอบหากำลังสูญเสียของตัวต้านทานคายประจุที่ใช้งานจริงได้จากการหากระแสที่ไหลผ่าน R_C ในสภาวะการทำงานปกติจากสมการที่ (3.3)

$$I = \frac{V_{avg}}{R_C} \quad (3.3)$$

คำนวณได้ $I = \frac{300}{50 \times 10^3}$

ดังนั้น กระแสที่ไหลผ่าน $R_C = 6 \text{ mA}$

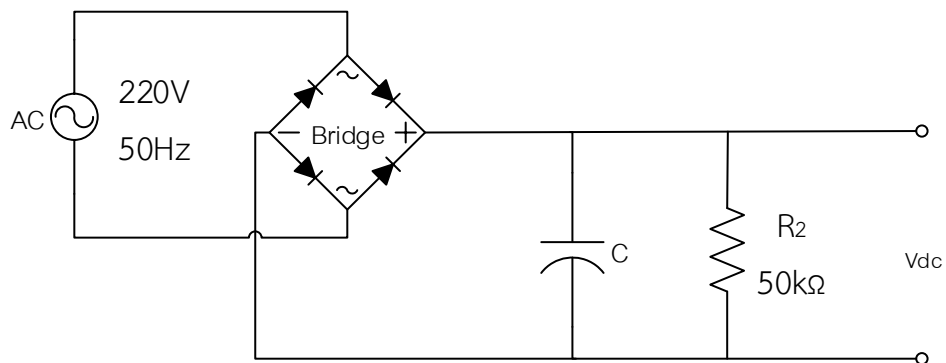
หากำลังสูญเสียของตัวต้านทานคายประจุได้จากสมการที่ (3.4)

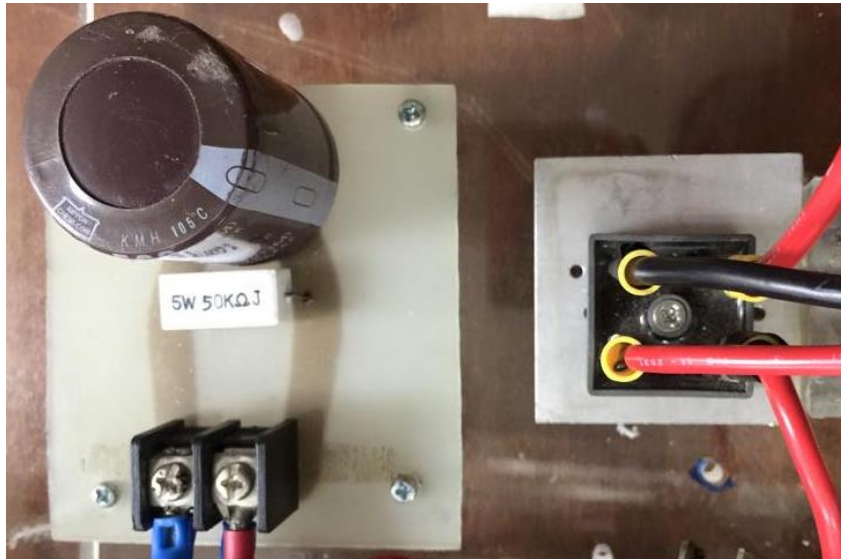
$$P_{loss} = I^2 R \quad (3.4)$$

คำนวณได้ $P_{loss} = (6 \times 10^{-3})^2 \times (50 \times 10^3)$

ดังนั้น กำลังสูญเสีย = 1.8 W

ซึ่งจากการตรวจสอบค่าความต้านทานที่นำมาต่อขนานกับตัวเก็บประจุ จะเห็นว่าค่าความต้านทานที่นำมาใช้สามารถรองรับค่ากำลังสูญเสียเพื่อใช้ในการคายประจุของตัวเก็บประจุขณะเลิกใช้งานได้

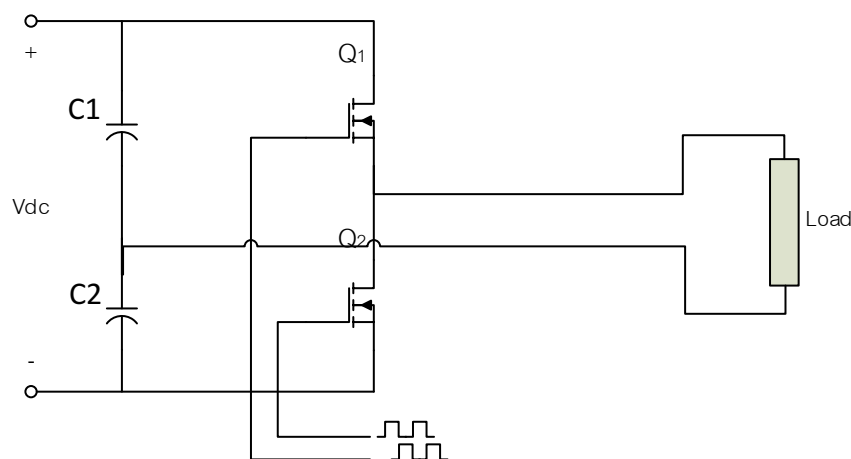




รูปที่ 3.3 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์พร้อมความต้านทานคายประจุ

3.4 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ : (Half-Bridge Inverter)

ในปฏิญานิพนธ์นี้ได้เลือกใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ สาเหตุที่เลือกใช้วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์นั้นเนื่องจากการทำงานของวงจรจะมีค่ายอดเอาต์พุตของไฟฟ้าสลับเป็นครึ่งหนึ่งของไฟฟ้ากระแสตรงด้านเข้า กล่าวคือเมื่อป้อนไฟฟ้ากระแสตรงด้านเข้า 300 V_{DC} ให้กับวงจร จะได้แรงดันเอาต์พุตที่ได้เป็นไฟสลับที่มีค่ายอด 150 V_p ซึ่งเกิดจากการทำงานของวงจรที่ประกอบด้วยตัวเก็บประจุสองตัว ทำหน้าที่แบ่งครึ่งแรงดันทางด้านเข้า และทำงานสัมพันธ์กับสวิทช์ไวงาน 2 ตัว ที่ทำหน้าที่เป็นสวิทช์สลับไปมาไม่พร้อมกันตามช่วงเวลาการทำงานที่กำหนด จึงได้แรงดันเอาต์พุตเป็นไฟสลับที่มีค่ายอดเป็นครึ่งหนึ่ง นอกจากนี้ยังเห็นว่าวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ใช้สวิทช์ไวงานเพียงแค่ 2 ตัวเท่านั้น ทำให้สะดวกและควบคุมง่าย การต่อวงจรแสดงดังรูปที่ 3.4



รูปที่ 3.4 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์

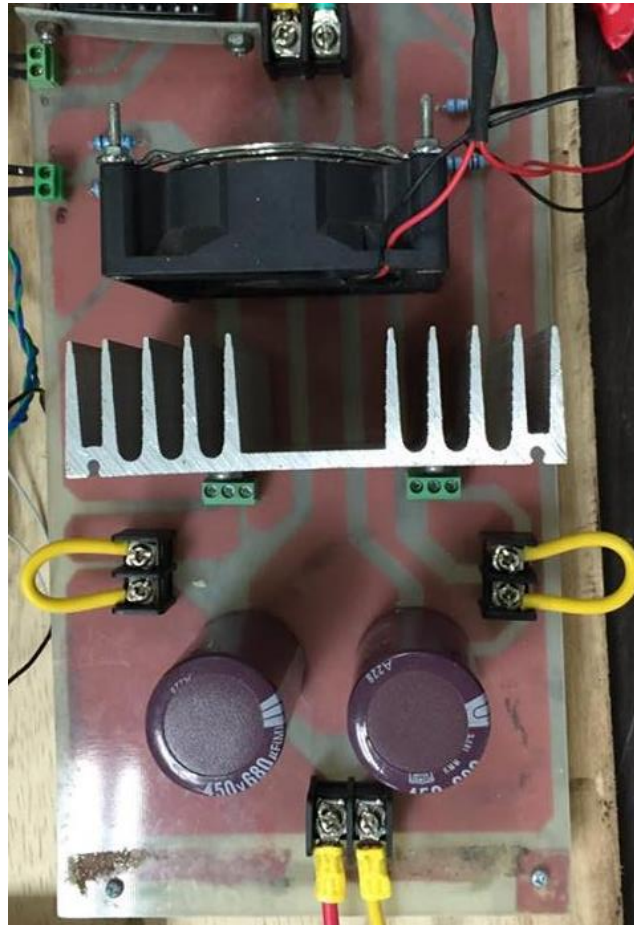
ในการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ ที่พิกัดกำลัง 150 W ที่ความถี่สวิตซ์ 490 kHz ได้เลือกสวิตซ์ไวงานเป็นมอสเฟตกำลังเป็นตัวสวิตซ์กำลังให้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับเครื่องจักรไฟฟ้า เนื่องจากมอสเฟตกำลังนั้นมีคุณสมบัติที่เหมาะสมและดีกว่าอุปกรณ์สวิตซ์ชนิดอื่นๆ เช่น บีเจที จีทีโอ และไอจีบีที เป็นต้น ซึ่งได้ทำการเปรียบเทียบสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลังแต่ละชนิดดังในตารางที่ 3.1

ตารางที่ 3.1 การเปรียบเทียบสวิตซ์อิเล็กทรอนิกส์กำลัง [6]

อุปกรณ์	ความสามารถ ส่งผ่านกำลัง	ความเร็วในการ สวิตซ์	ความสามารถทน แรงดันไฟฟ้าลบ	ชนิดการ ควบคุม
จีทีโอ	สูง	ต่ำ	ได้	กระแส
บีเจที	กลาง	กลาง	ไม่ได้	กระแส
ไอจีบีที	กลาง	กลาง ค่อนข้างสูง	ได้	แรงดัน
มอสเฟตกำลัง	ต่ำ	สูง	ไม่ได้	แรงดัน

จากตารางที่ 3.1 จะเห็นว่ามอสเฟตกำลังเหมาะสมสำหรับการใช้งานในงานวิจัยนี้ ทั้งในด้านของพิกัดกำลัง และความถี่ที่ใช้งาน การเลือกพิกัดของตัวมอสเฟตกำลังที่ใช้ในวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์นี้ เทียบกระแสและแรงดันที่ได้จากการวิเคราะห์วงจร

ในทางปฏิบัติได้เลือกใช้งานมอสเฟตกำลังที่มีพิกัดกระแสมากกว่าที่คำนวณได้ เพื่อเผื่อค่า Safety Factor เช่นอุณหภูมิรอยต่อของตัวมอสเฟตกำลังให้มีความปลอดภัยมากขึ้น โดยเลือกใช้มอสเฟตกำลังเบอร์ IRF840 ซึ่งมีพิกัดกระแส 8 A ที่อุณหภูมิ 25°C, 5.1A ที่อุณหภูมิ 100°C และพิกัดแรงดัน 500 V ในส่วนของตัวเก็บประจุที่ทำหน้าที่แบ่งครึ่งแรงดันจะเลือกใช้ตัวเก็บประจุชนิดอิเล็กโทรไลต์ ที่มีขนาด 680 μF ทนพิกัดแรงดันได้ 450 V ขนาดเท่ากันทั้งสองตัว ดังรูปที่ 3.5



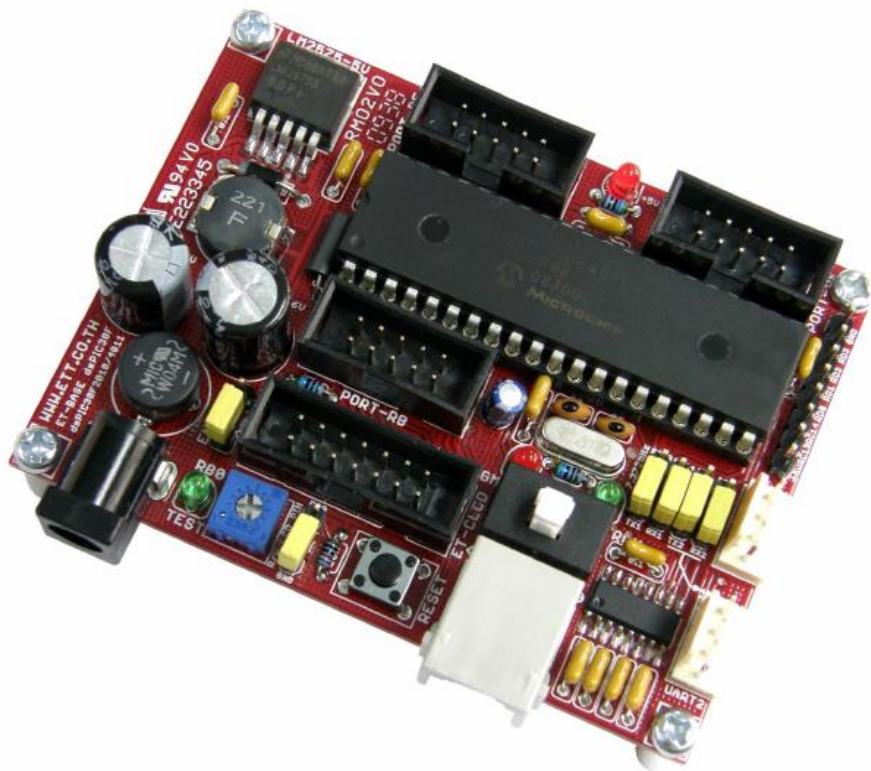
รูปที่ 3.5 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ที่ใช้งานจริง

3.5 ชุดวงจรสัญญาณขับสวิตช์ : (Gate Drive Circuits)

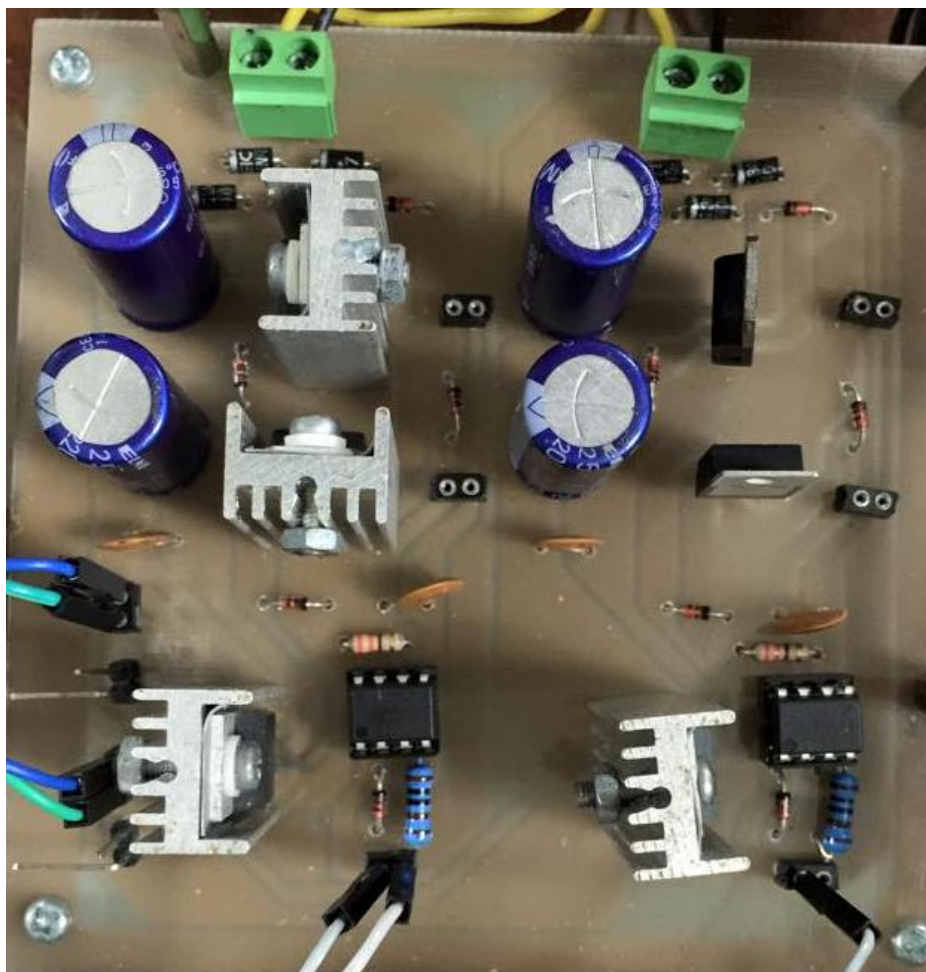
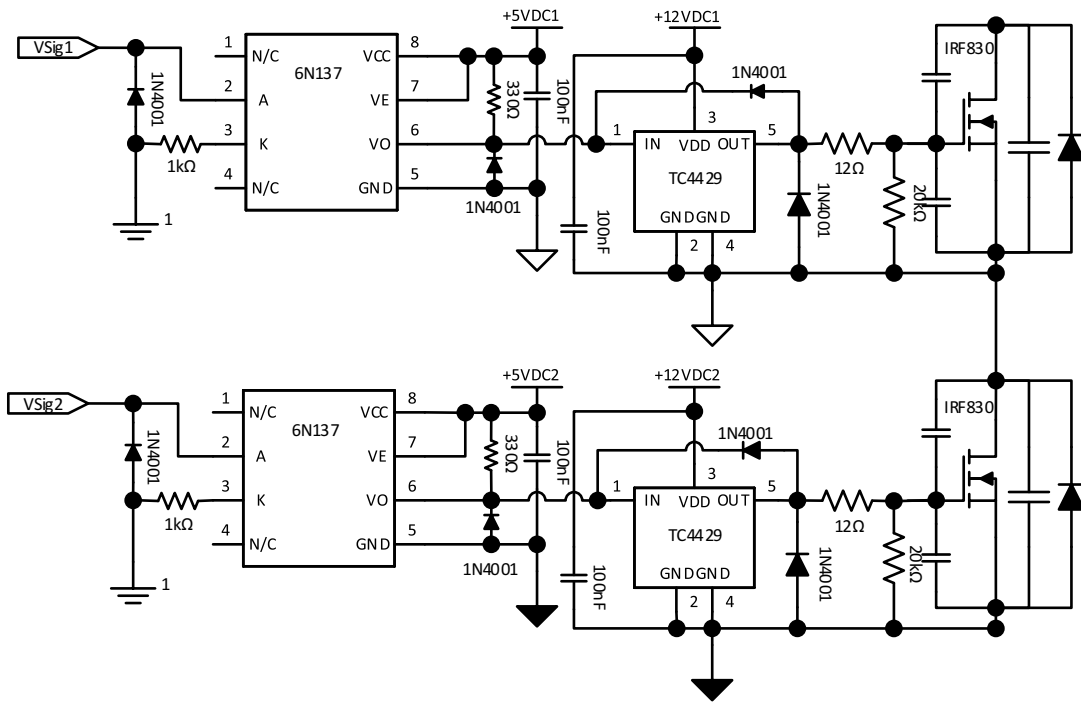
ในส่วน ของวงจรควบคุม จะใช้ ET-BASE dsPIC30F2010/4011 เป็นบอร์ด ไมโครคอนโทรลเลอร์ในตระกูล dsPIC30F ซึ่งเลือกใช้ไมโครคอนโทรลเลอร์รุ่น 28 Pin เบอร์ dsPIC30F2010 หรือ รุ่น 40 Pin เบอร์ dsPIC30F4011 ของ Microchips เป็นไมโครคอนโทรลเลอร์ ซึ่งใช้การประมวลผลข้อมูลแบบ 16 บิต ซึ่งมีจุดเด่นในด้านของความสามารถในการประมวลผลข้อมูล สัญญาณแบบดิจิทัลเหมาะสมอย่างยิ่งสำหรับนำไปประยุกต์ใช้ในงานควบคุมต่างๆ โดยโครงสร้างภายใน จะเป็นการผสมผสานระหว่างไมโครคอนโทรลเลอร์ (MCU) และวงจร DSP (Digital Signal Processing) รวมเข้าไว้ด้วยกัน หรืออาจเรียก MCU ตระกูล dsPIC30F ว่าเป็น DSC หรือ Digital Signal Controller ก็ได้ โดยโครงสร้างของบอร์ด ET-BASE dsPIC30F2010/4011 ได้รับการออกแบบให้บอร์ดมีขนาดเล็กเหมาะต่อการนำไปประยุกต์ใช้งานเป็นหลัก โดยภายในบอร์ดได้ บรรจุเอาวงจรที่จำเป็นต่อการใช้งาน และสะดวกต่อการพัฒนาโปรแกรม มีความยืดหยุ่น สามารถปรับเปลี่ยนสัญญาณ I/O เพื่อนำไปประยุกต์ใช้งานในลักษณะต่างๆให้สอดคล้องและเหมาะสมกับ ความต้องการใช้งานได้ในหลายๆลักษณะตามต้องการ ดังแสดงในรูปที่ 3.6

ซึ่งทำหน้าที่สร้างสัญญาณพัลส์ที่ใช้กำหนดการ turn-on และ turn-off ของมอสเฟต โดยสร้างสัญญาณพัลส์ 2 แชนแนล โดยแต่ละแชนแนลสัญญาณพัลส์จะตรงข้ามกัน และจะถูกส่งไปให้กับ ขั้วนำ TC4429 และทำการแยกโดดการขับนำด้วยการเชื่อมต่อทางแสงหรือที่เรียกกันว่า ออปโตไดโอด (Opto Diode) โดยใช้ 6N137 มีวงจรดังรูปที่ 3.7

MCLR	0		40	AVDD
EMUD3/AN0/VREF+/CN2/RB0	1		39	AVSS
EMUC3/AN1/VREF-/CN3/RB1	2		38	PWM1L/RE0
AN2/SS1/CN4/RB2	3		37	PWM1H/RE1
AN3/INDX/CN5/RB3	4		36	PWM2L/RE2
AN4/QEA/IC7/CN6/RB4	5		35	PWM2H/RE3
AN5/QEB/IC8/CN7/RB5	6		34	PWM3L/RE4
AN6/OCFA/RB6	7		33	PWM3H/RE5
AN7/RB7	8		32	VDD
AN8/RB8	9		31	VSS
VDD	10		30	C1RX/RF0
VSS	11		29	C1TX/RF1
OSC1/CLKI	12		28	U2RX/CN17/RF4
OSC2/CLKO/RC15	13		27	U2TX/CN18/RF5
EMUD1/SOSCI/T2CK/U1ATX/CN1/RC13	14		26	PGC/EMUC/U1RX/SD11/SDA/RF2
EMUC1/SOSCO/T1CK/U1ARX/CN0/RC14	15		25	PGD/EMUC/U1TX/SDO1/SCL/RF3
FLTA/INT0/RE8	16		24	SCK1/RF6
EMUD2/OC2/IC2/INT2/RD1	17		23	EMUC2/OC1/IC1/INT1/RD0
OC4/RD3	18		22	OC3/RD2
VSS	19		21	VDD
	20			



รูปที่ 3.6 ไมโครคอนโทรลเลอร์ dsPIC30F4011



รูปที่ 3.7 วงจรแยกโดดการขับนำ

3.6 หม้อแปลงความถี่สูง: (High Frequency Transformer)

ในการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้กับแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับเครื่องจักรตัดไฟฟ้านั้น ได้ออกแบบให้หม้อแปลงมีอัตราส่วนเป็น 1:1.536 เพื่อใช้ในการแยกโดดสัญญาณและความปลอดภัยของผู้ใช้งาน ซึ่งมีพิกัดการออกแบบดังนี้

กำลังไฟฟ้าด้านออก (P_{out})	= 150	W
แรงดันไฟฟ้าด้านปฐมภูมิ (V_1)	= 150	V
แรงดันไฟฟ้าด้านทุติยภูมิ (V_2)	= 230	V
ความถี่สวิตซิง (f)	= 490	KHz

เลือกและกำหนดขนาดแกนแม่เหล็กโดยใช้วิธี Core Geometry Kg Approach ดังสมการที่ (3.5) (ตัวแปรต่างๆ ได้มีการอธิบายไว้ในบทที่ 2)

$$K_g = \frac{\rho \times P_{out}^2}{4 \times k \times B_{max}^2 \times f^2 \times P_{cu}} \quad (3.5)$$

$$K_g = \frac{2 \times 10^{-8} \times 150^2}{4 \times 0.1 \times 0.3^2 \times (490 \times 10^3)^2 \times 0.2}$$

$$K_g = 2.6 \times 10^{-13} \quad m^5$$

เลือกใช้แกน ETD 44 ซึ่งมีค่า

$$W = 2.10 \times 10^{-4} \quad m^2$$

$$S = 1.72 \times 10^{-4} \quad m^2$$

$$t = 7.77 \times 10^{-2} \quad m$$

แทนค่าในสมการที่ (3.6) เพื่อหาค่า K_g

$$K_g = \frac{W \times S^2}{t} \quad (3.6)$$

$$K_g = \frac{2.10 \times 10^{-4} \times (1.72 \times 10^{-4})^2}{7.77 \times 10^{-2}}$$

$$K_g = 8 \times 10^{-11} \quad m^5$$

พบว่าค่า K_g ที่คำนวณได้จากสมการที่ (3.6) มีค่ามากกว่า K_g ในสมการที่ (3.5) จึงเลือกใช้
แกน ETD 44

คำนวณหาจำนวนรอบของลวดตัวนำด้านปฐมภูมิจากสมการที่ (3.7)

$$N_1 = \frac{V_1}{4 \times B_{\max} \times S \times f} \quad (3.7)$$

$$N_1 = \frac{150}{4 \times 0.3 \times 1.72 \times 10^{-4} \times 490 \times 10^3}$$

$$N_1 = 12 \quad \text{รอบ}$$

คำนวณหาจำนวนรอบของลวดตัวนำด้านทุติยภูมิจากสมการที่ (3.8)

$$N_2 = \frac{V_2}{4 \times B_{\max} \times S \times f} \quad (3.8)$$

$$N_2 = \frac{230}{4 \times 0.3 \times 1.72 \times 10^{-4} \times 490 \times 10^3}$$

$$N_2 = 18 \quad \text{รอบ}$$

คำนวณหาขนาดพื้นที่หน้าตัดของขดลวดด้านปฐมภูมิจากสมการที่ (3.9)

$$A_{1w} = \frac{k \times W}{2 \times N_1} \quad (3.9)$$

$$A_{1w} = \frac{0.1 \times 2.10 \times 10^{-4}}{2 \times 12}$$

$$A_{1w} = 8.75 \times 10^{-7} \quad \text{m}^2$$

คำนวณหาขนาดพื้นที่หน้าตัดของขดลวดด้านปฐมภูมิจากสมการที่ (3.10)

$$A_{2w} = \frac{k \times W}{2 \times N_2} \quad (3.10)$$

$$A_{2w} = \frac{0.1 \times 2.10 \times 10^{-4}}{2 \times 18}$$

$$A_{2w} = 5.83 \times 10^{-7} \quad \text{m}^2$$

คำนวณค่าความลึกผิวของทองแดง (skin depth) จากสมการที่ (3.11)

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} \quad (3.11)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \times 2 \times 10^{-8}}{4\pi \times 10^{-7} \times 2\pi \times 490 \times 10^3}}$$

$$\delta = 1.016 \times 10^{-4} \quad \text{m}$$

เลือกใช้ลวดทองแดง SWG เบอร์ 36 ซึ่งขนาด 0.02927 mm^2 รัศมี $9.65 \times 10^{-5} \text{ m}$ นำมาตีเกลียวด้านปฐมภูมิจำนวน 30 และด้านทุติยภูมิเป็นจำนวนทั้งหมด 20 เส้น มี turn ratio เท่ากับ 0.651 จะเห็นว่ารัศมีของลวดทองแดงที่เลือกใช้มีค่าน้อยกว่าค่าความลึกผิวทองแดงที่คำนวณได้

หม้อแปลงความถี่สูงที่ได้ทำการออกแบบและสร้างแสดงดังรูปที่ 3.8

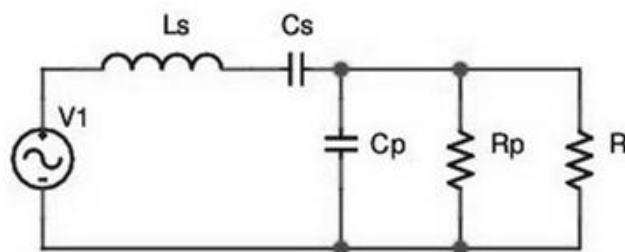


รูปที่ 3.8 หม้อแปลงความถี่สูงที่ใช้งานจริง

3.7 วงจร LCC เรโซแนนซ์: (LCC Resonant Tank)

การประยุกต์ใช้วงจร LCC เรโซแนนซ์นำมาใช้ในวงจรแหล่งจ่ายไฟฟ้าสำหรับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าจะต้องวิเคราะห์ลักษณะของการทำงานของวงจรและออกแบบให้สามารถทำงานในสภาวะงานต่างๆที่จำเป็นในระบบของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า ดังนี้

3.7.1 การออกแบบวงจร LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า



รูปที่ 3.9 วงจร LCC เรโซแนนซ์ที่ทำการออกแบบสำหรับเครื่องจี้ไฟฟ้า

การออกแบบค่าตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าและตัวเก็บประจุไฟฟ้าของวงจร LCC เรโซแนนซ์ที่ใช้กับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า จำเป็นต้องพิจารณาให้การทำงานของวงจรทำงานได้ในขณะที่จี้ตัดเนื้อเยื่อขณะไม่จี้ตัดหรือไร้โหลด และขณะอิเล็กทรอนิกส์สับสน การเลือกค่าพารามิเตอร์ต่างๆนั้นจึงต้องมีการคำนวณเพื่อให้ได้พฤติกรรมของวงจรตามที่ขอบเขตการทำงานที่ตั้งไว้ พิจารณาค่าพารามิเตอร์ได้โดยคำนวณหาค่า ω_n และ Q ที่เหมาะสมกับพฤติกรรมดังกล่าวเพื่อที่จะสามารถนำมาหาค่าตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าและตัวเก็บประจุไฟฟ้าได้

จากข้อกำหนดดังกล่าวจึงใช้ความต้านทานขนานกับโหลดเพื่อใช้สำรองขณะอยู่ที่สภาวะไร้โหลดโดยจะพิจารณาตัวแปรต่างๆดังนี้

อัตราส่วนแรงดันด้านออกโหลด (V_{FL}) ต่อแรงดันออกที่อินเวอร์เตอร์ (V_{inv})

$$a = \frac{V_{FL}}{V_{inv}} \quad (3.12)$$

อัตราส่วนแรงดันด้านออกที่ความต้านทานขนานขณะไร้โหลด (V_{NL}) ต่อแรงดันด้านออกโหลด (V_{FL})

$$x = \frac{V_{NL}}{V_{FL}} \quad (3.13)$$

อัตราส่วนของกำลังสูญเสียความต้านทานขนาน (P_{NL}) ต่อกำลังสูญเสียที่โหลด (P_{FL}) หรือ อัตราส่วนของความต้านทานโหลดพิกัด (R_{FL}) ต่อกความต้านทานขนานขณะไร้โหลด (R_{NL})

$$y = \frac{P_{NL}}{P_{FL}} = \frac{R_{FL}}{R_{NL}} \quad (3.14)$$

จากฟังก์ชันถ่ายโอนและนิยามของ LCC เรโซแนนซ์ในบทที่ 2 พิจารณาได้ดังนี้

ที่โหลดพิกัด ;
$$a^2 = \frac{1}{(2 - \omega_n^2)^2 + Q_{FL}^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2} \quad (3.15)$$

$$Q_{FL} = \frac{Z_o}{R_{FL}} = \frac{Z_o}{R // R_p} = \frac{Z_o \times (1 + \frac{R_p}{R})}{R_p} \quad (3.16)$$

$$Q_{NL} = \frac{Z_o}{R_p} \quad (3.17)$$

$$Q_{FL} = Q_{NL} \left(1 + \frac{1}{y} \right) = Q_{NL} \left(\frac{1+y}{y} \right) \quad (3.18)$$

จาก (3.15)
$$Q_{FL}^2 \left(\omega_n + \frac{1}{\omega_n} \right)^2 = \frac{1}{a^2} - (2 - \omega_n^2)^2 \quad (3.19)$$

แทน (3.18) ใน (3.19) ;
$$Q_{NL}^2 \left(\omega_n + \frac{1}{\omega_n} \right)^2 = \left[\frac{y^2}{(1+y)^2} \right] - \left[\frac{1}{a^2} - (2 - \omega_n^2)^2 \right] \quad (3.20)$$

จาก (3.13) แทน $V_{NL} = x \times V_{FL}$ ลงในฟังก์ชันถ่ายโอนบทที่ 2 ที่สภาวะไร้โหลด

$$\frac{V_{NL}}{V_{inv}} = x \times \frac{V_{FL}}{V_{inv}} = xa = \frac{1}{\sqrt{(2 - \omega_n^2)^2 + Q_{NL}^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2}} \quad (3.21)$$

ที่ขณะไร้โหลด ;
$$(xa)^2 = \frac{1}{(2 - \omega_n^2)^2 + Q_{NL}^2 \left(\omega_n - \frac{1}{\omega_n} \right)^2} \quad (3.22)$$

$$Q_{NL}^2 \left(\omega_n + \frac{1}{\omega_n} \right)^2 = \frac{1}{(xa)^2} - (2 - \omega_n^2)^2 \quad (3.23)$$

$$\text{แทน (3.20) = (3.23) ; } \frac{1}{(xa)^2} - (2 - \omega_n^2)^2 = \left[\frac{y^2}{(1+y)^2} \right] - \left[\frac{1}{a^2} - (2 - \omega_n^2)^2 \right] \quad (3.24)$$

$$\left(\frac{1+2y}{(1+y)^2} \right) (2 - \omega_n^2)^2 = \left[\frac{1}{x^2} - \frac{y^2}{(1+y)^2} \right] \left[\frac{1}{a^2} \right] \quad (3.25)$$

$$\omega_n^2 = \sqrt{2 \pm \sqrt{\left[\frac{(1+y)^2}{x^2} - y^2 \right]} \times \left[\frac{1}{a^2(1+2y)} \right]} \quad (3.26)$$

เนื่องจากต้องการให้วงจรทำงานในภาคแรงดันศูนย์ (Zero voltage switching) จึงพิจารณาสมการที่ (3.26) เป็นเครื่องหมายบวก

$$\text{จาก (3.19) ; } Q_{FL}^2 = \frac{\left(\frac{1}{a^2} - (2 - \omega_n^2)^2 \right) \times \omega_n^2}{(\omega_n^2 - 1)^2} \quad (3.27)$$

$$Q_{FL} = \frac{\omega_n}{(\omega_n^2 - 1)} \sqrt{\frac{1}{a^2} - (2 - \omega_n^2)^2} \quad (3.28)$$

นำค่า ω_n แทนในสมการที่ (3.28) และนำค่า Q_{FL} ไปหาค่าตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ ดังนี้

$$L = \frac{Q_{FL} R}{\omega_o} \quad (3.29)$$

$$C = \frac{1}{\omega_o^2 L} \quad (3.30)$$

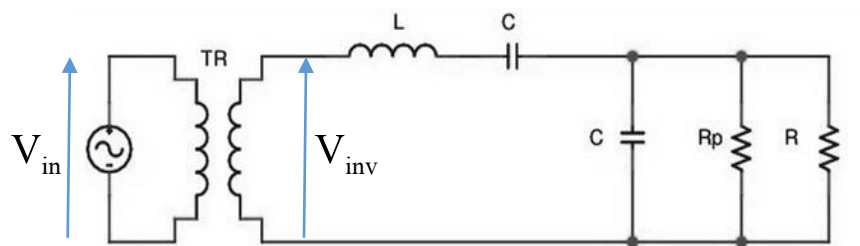
ออกแบบวงจรเรโซแนนซ์ตามสมการที่ (3.21) ถึง (3.30) โดยกำหนดให้ตัวแปรต่างๆ ดังแสดงในตารางที่ 2

ตารางที่ 3.2 ค่าที่ได้จากการออกแบบวงจรเรโซแนนซ์

a (V_{out}/V_{inv})	212 / 207.5
-------------------------	-------------

$x (V_{Rp}/V_{out})$	350 / 212
$y (R / R_p)$	300 / 30000
ω_n	1.61022
ω_s (rad/sec)	3078760 (490kHz)
ω_o (rad/sec)	1912793
Q	0.787345
Q_{NL}	0.007795
ความต้านทานขนาน R_p (Ω)	30000
โหลดจำลอง R (Ω)	300
L_s (μH)	122
C_s กับ C_p (nF)	2.24

3.7.2 วงจรสมมูลอินเวอร์เตอร์แบบ LCC เรโซแนนซ์



รูปที่ 3.10 วงจร LCC เรโซแนนซ์ที่พิจารณาสัญญาณจากอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่หลักมูล

พิจารณาวงจรอินเวอร์เตอร์แบบ LCC เรโซแนนซ์ โดยประมาณแรงดันด้านออกวงจรอินเวอร์เตอร์ที่ความถี่หลักมูล และผ่านหม้อแปลงความถี่สูงโดยแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับด้านเข้าใช้ 220V ผ่านวงจรเรียงกระแสได้ค่า V_{DC} เท่ากับ 300V พิจารณาสมการที่ (3.31) และ (3.32)

$$V_{in} = \frac{4}{\pi} \times \frac{1}{\sqrt{2}} \times \frac{V_{DC}}{2} \quad (3.31)$$

$$V_{inv} = n \times V_{in} \quad (3.32)$$

เนื่องจากค่าอัตราส่วนของหม้อแปลง (n) เท่ากับ 1.536 ได้ค่า V_{inv} เท่ากับ 207.5V เมื่อได้ค่า V_{inv} สามารถแทนค่าในสมการที่ (3.12) เพื่อคำนวณพารามิเตอร์ของวงจร LCC เรโซแนนซ์ได้ดังแสดงในตารางที่ 2 และพิจารณาสมการอิมพีแดนซ์ของวงจรเป็นไปตามสมการที่ (3.33) และ (3.34)

$$R_t = \frac{R_p \times R}{R_p + R} \quad (3.33)$$

$$Z = \frac{\frac{L}{C} - \frac{1}{(\omega_s C)^2} + j\left(\omega_s L R_t - \frac{2R_t}{\omega_s C}\right)}{R_t - j\frac{1}{\omega_s C}} \quad (3.34)$$

โดย R_t เป็นค่าโหลดที่ความต้านทานโหลด (R) ขนานกับความต้านทานขนาน (R_p) หาสมการกระแสไฟฟ้าด้านเข้าวงจร LCC เรโซแนนซ์และมุมเฟสของกระแสเทียบกับแรงดันอินเวอร์เตอร์ รวมถึงกระแสและแรงดันไฟฟ้าด้านออกได้จากสมการที่ (3.34) ได้ดังสมการที่ (3.35) ถึง (3.38)

$$I_{inv} = \frac{R_t - j\frac{1}{\omega_s C}}{\frac{L}{C} - \frac{1}{(\omega_s C)^2} + j\left(\omega_s L R_t - \frac{2R_t}{\omega_s C}\right)} \times V_{inv} \quad (3.35)$$

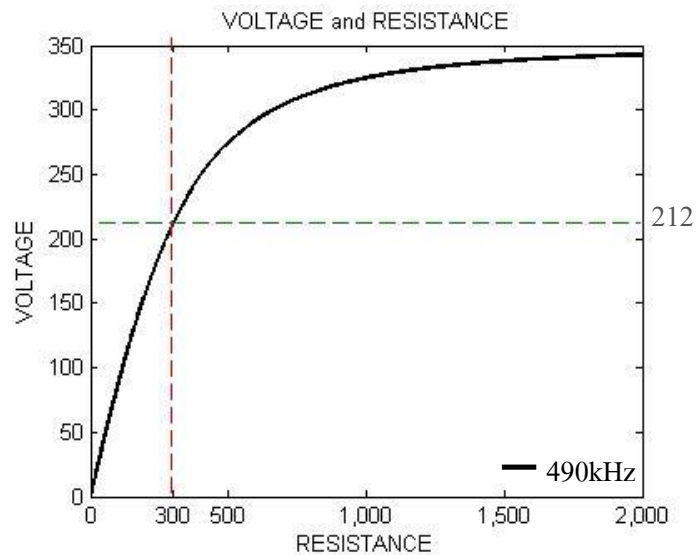
$$\theta_{inv} = \tan^{-1} \frac{\left(\frac{\omega_s R_t^2 C}{\omega_s^2 R_t^2 C^2 + 1} - \omega_s L + \frac{1}{\omega_s C}\right) (\omega_s^2 R_t^2 C^2 + 1)}{R_t} \quad (3.36)$$

$$V_{out} = \frac{V_{inv}}{(2 - \omega_s^2 LC) + j\left(\frac{\omega_s L}{R_t} - \frac{1}{\omega_s R_t C}\right)} \quad (3.37)$$

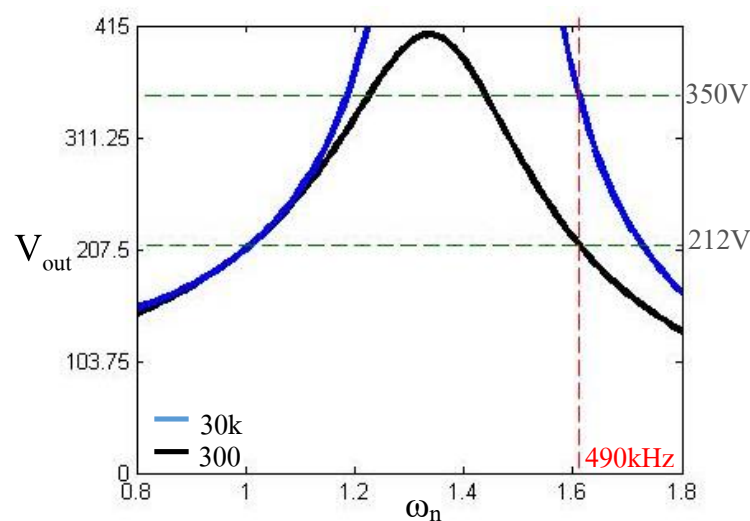
$$I_{out} = \frac{V_{inv}}{(2 - \omega_s^2 LC) + j\left(\frac{\omega_s L}{R_t} - \frac{1}{\omega_s R_t C}\right)} \times \frac{1}{R} \quad (3.38)$$

เมื่อพิจารณาค่าพารามิเตอร์ที่ออกแบบได้จะได้ออกกราฟการเปลี่ยนแปลงของแรงดันแปรผันตามความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงโดยที่ถูกรักษาแรงดันไฟฟ้าไว้ที่ 350V จากที่ได้ออกแบบไว้ข้างต้น ดังรูปที่ 3.11 และพิจารณาที่ขณะสถานะโหลด 300 โอห์ม (ขณะมีโหลด) และ สถานะโหลด 30

กิโลโอห์ม (สถานะไร้ภาระโหลด) โดยค่า Q คือค่าประกอบคุณภาพที่คำนวณได้ และ Q_{NL} คือค่าประกอบคุณภาพขณะที่ไร้ภาระโหลด (ความต้านทานขนาน $30k\Omega$) กราฟความสัมพันธ์อัตราส่วนความถี่และแรงดันของค่าที่คำนวณได้ที่ความต้านทาน 300 และ 30k โอห์ม ดังรูปที่ 3.12



รูปที่ 3.11 แรงดันเทียบกับความต้านทานที่เปลี่ยนแปลง



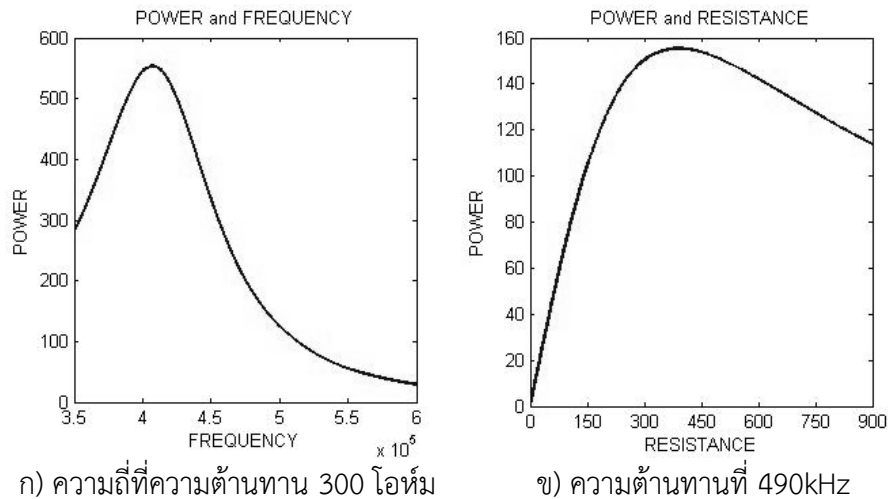
รูปที่ 3.12 ความสัมพันธ์อัตราส่วนความถี่และแรงดันที่ได้บนความต้านทาน 300 และ 30k โอห์ม

3.7.3 การเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าเทียบกับความต้านทานและความถี่

การเปลี่ยนแปลงความถี่ และการเปลี่ยนแปลงโหลดจะทำให้เกิดค่าแรงดันไฟฟ้าด้านนอกที่เปลี่ยนแปลงไปในวงจร LCC เรโซแนนซ์ พิจารณาจากสมการที่ (3.37) จะได้ค่ากำลังไฟฟ้าด้านนอกตามสมการที่ (3.39) แสดงการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าด้านนอกดังรูปที่ 3.13 ก และ ข

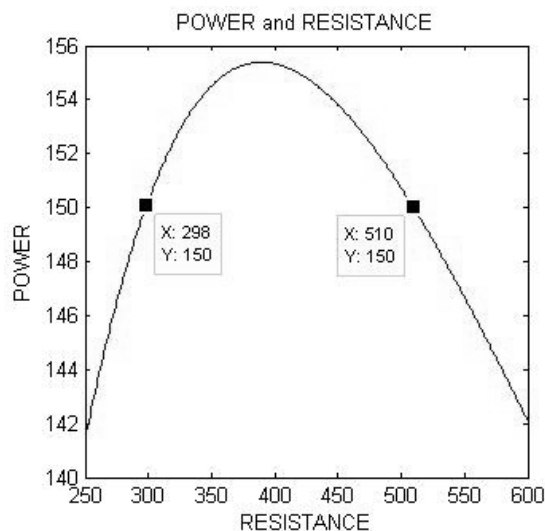
$$P_o = \frac{V_{inv}^2}{R \left((2 - \omega_s^2 LC)^2 + \left(\frac{\omega_s L}{R_t} - \frac{1}{\omega_s R_t C} \right)^2 \right)} \quad (3.39)$$

เมื่อ L S C P R_t และ ω_s แทนค่าที่ได้ทำการออกแบบ ซึ่งสามารถหาความสัมพันธ์ด้วยกราฟได้ดังรูปที่ 3.13



รูปที่ 3.13 การเปลี่ยนแปลงที่มีผลต่อกำลังไฟฟ้า

จากรูปที่ 3.13 พบว่ากำลังไฟฟ้าเปลี่ยนแปลงไปตามความถี่และค่าความต้านทานโหลด ซึ่งค่าความต้านทานโหลดของเครื่องจัดตัดไฟฟ้าจะมีค่าเปลี่ยนแปลงในช่วงกว้าง โดยสามารถควบคุมกำลังให้คงที่ได้โดยการเปลี่ยนความถี่ทำงานของเครื่องจัดตัดไฟฟ้า และสามารถพิจารณาการทำงานที่โหลดเปลี่ยนไปได้ตามมาตรฐานที่ระบุในข้อ 5 หัวข้อที่ 2.5 ได้ตามรูปที่ 3.14



รูปที่ 3.14 การเปลี่ยนแปลงความต้านทานที่มีผลต่อกำลังไฟฟ้า

จากรูปที่ 3.14 พบว่าสามารถทำงานได้ตามมาตรฐานในช่วงความต้านทาน 298 ถึง 510 โอห์ม ที่มีค่าไม่ต่ำกว่าค่ากำลังที่ตั้งค่า หรือระบุไว้เกิน 5% (และไม่เกิน 10 W) ซึ่งมีค่ามากขึ้นจาก 150W ไม่เกิน 5% (7.5W)

3.8 ตัวเหนี่ยวนำความถี่สูง: (High Frequency Inductor)

เลือกและกำหนดขนาดแกนแม่เหล็กโดยใช้วิธี Core Geometry Kg Approach ดังสมการที่ (3.40) (ตัวแปรต่างๆ ได้มีการอธิบายไว้ในบทที่ 2)

$$K_g = \frac{2 \times \rho \times (LI_{rms}^2)^2}{k \times B_{max}^2 \times P_{cu}} \quad (3.40)$$

$$K_g = \frac{2 \times 2 \times 10^{-8} \times (122 \times 10^{-6} \times 1.63^2)^2}{0.1 \times 0.3^2 \times 0.2}$$

$$K_g = 2.335 \times 10^{-12} \quad m^5$$

เลือกใช้แกน ETD 44 ซึ่งมีค่า

$$\begin{aligned} W &= 2.10 \times 10^{-4} \quad m^2 \\ S &= 1.72 \times 10^{-4} \quad m^2 \\ t &= 7.77 \times 10^{-2} \quad m \end{aligned}$$

แทนค่าในสมการที่ (3.41) เพื่อหาค่า K_g

$$K_g = \frac{W \times S^2}{t} \quad (3.41)$$

$$K_g = \frac{2.10 \times 10^{-4} \times (1.72 \times 10^{-4})^2}{7.77 \times 10^{-2}}$$

$$K_g = 8 \times 10^{-11} \quad m^5$$

พบว่าค่า K_s ที่คำนวณได้จากสมการที่ (3.41) มีค่ามากกว่า K_s ในสมการที่ (3.40) จึงเลือกใช้แกน ETD 44

คำนวณหาจำนวนรอบของลวดตัวนำจากสมการที่ (3.42)

$$N = \frac{L \times I_{\text{peak}}}{B_{\text{max}} \times S} \quad (3.42)$$

$$N = \frac{122 \times 10^{-6} \times 2.3}{0.3 \times 0.000172}$$

$$N = 5.45 \quad \text{รอบ}$$

เลือกจำนวนรอบมากกว่า 5.45 รอบ เลือกเป็น 20 รอบ และคำนวณหาขนาดพื้นที่หน้าตัดของขดลวดจากสมการที่ (3.43)

$$A_w = \frac{k \times W}{N} \quad (3.43)$$

$$A_w = \frac{0.1 \times 210 \times 10^{-6}}{20}$$

$$A_w = 1.05 \times 10^{-6} \quad \text{m}^2$$

เลือกจำนวนตัวนำไฟฟ้าโดยพิจารณาจากค่าความลึกผิวของทองแดง (skin depth) คำนวณจากสมการที่ (3.44)

$$\delta = \sqrt{\frac{2\rho}{\mu\omega}} \quad (3.44)$$

$$\delta = \sqrt{\frac{2 \times 2 \times 10^{-8}}{4\pi \times 10^{-7} \times 2\pi \times 490 \times 10^3}}$$

$$\delta = 1.016 \times 10^{-4} \quad \text{m}$$

เลือกใช้ลวดทองแดง SWG เบอร์ 36 ซึ่งมีรัศมี 9.65×10^{-5} m และพื้นที่หน้าตัด 2.927×10^{-8} m² จะเห็นว่ารัศมีของลวดทองแดงที่เลือกใช้มีค่าน้อยกว่าค่าความลึกผิวทองแดงที่คำนวณได้ พิจารณาหาจำนวนตัวนำทั้งหมดจากขนาดของพื้นที่หน้าตัดที่คำนวณได้ (A_w) ได้ดังสมการที่ (3.45)

$$\frac{A_w}{2.927 \times 10^{-8}} = 35.872 \quad (3.45)$$

จำนวนตัวนำทั้งหมดที่คำนวณได้คือ 35.872 เส้น เลือกใช้ 36 เส้น และคำนวณค่าช่องว่างอากาศ (l_g) ได้ตามสมการที่ (3.46)

$$l_g = \frac{N^2 \times \mu_o \times S}{L} \quad (3.46)$$

$$l_g = \frac{20^2 \times 4\pi \times 10^{-7} \times 0.000172}{122 \times 10^{-6}}$$

$$l_g = 0.708 \times 10^{-3} \text{ m}$$

ได้ระยะช่องว่างอากาศ (l_g) คือ 0.708mm และคำนวณค่าตัวประกอบของปรากฏการณ์ที่เรียกว่า Fringing flux correction factor (F) ตามสมการที่ (3.47)

$$F = 1 + \left(\frac{l_g}{\sqrt{S}} \right) \left(\ln \left(\frac{2G}{l_g} \right) \right) \quad (3.47)$$

$$F = 1 + \left(\frac{0.000708}{\sqrt{0.000172}} \right) \left(\ln \left(\frac{2 \times 32 \times 10^{-3}}{0.000708} \right) \right)$$

$$F = 1.24$$

จาก Fringing flux correction factor (F) ทำให้ตัวเหนี่ยวนามีค่ามากกว่าที่คำนวณได้ในทางปฏิบัติจึงต้องปรับตั้งค่าช่องว่างอากาศให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำตามต้องการ

3.9 อิเล็กโทรดที่ใช้ในการตัด (Cutting Electrode)

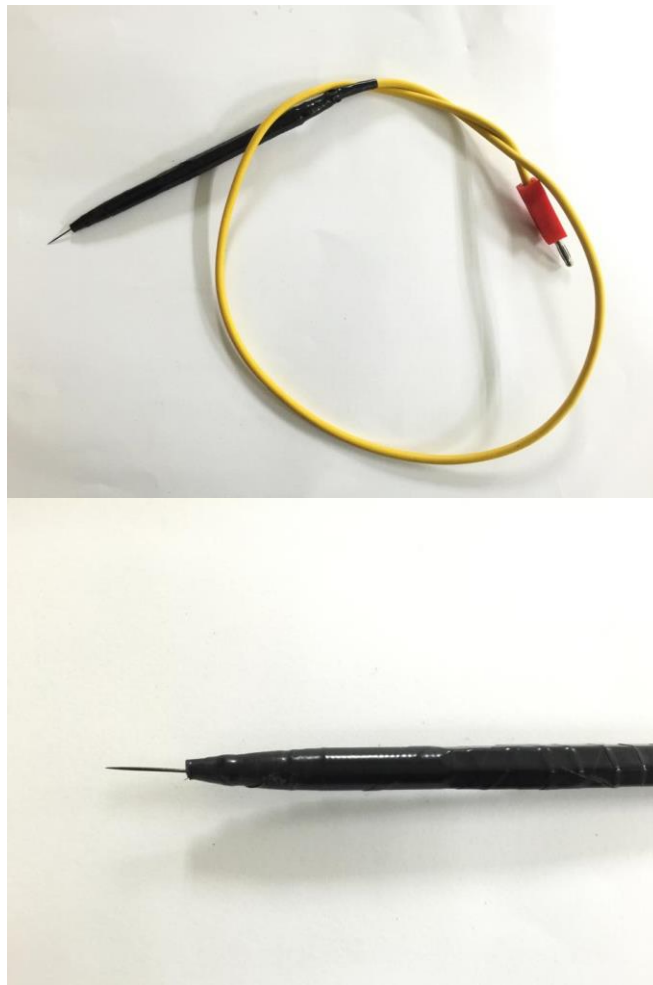
อิเล็กโทรดที่ได้ทำการออกแบบและสร้างเพื่อนำมาใช้ในการทดลองมีอยู่ 2 ประเภท ดังนี้

3.9.1 อิเล็กโทรดที่เป็นหัวจี้ตัด (Active Electrode)

สำหรับอิเล็กโทรดที่เป็นหัวจี้ตัดที่ได้ทำการออกแบบและสร้างมี 2 แบบ คือ อิเล็กโทรดแบบที่เป็นปลายแหลมแบบเข็ม และอิเล็กโทรดแบบที่ปลายเป็นใบมีด

3.9.1.1 อิเล็กโทรดแบบที่เป็นปลายแหลมแบบเข็ม

ความยาวสาย	70	cm
ความยาวของด้ามจับ	10	cm
ความยาวส่วนที่เป็นหัวตัด	1	cm



รูปที่ 3.15 อิเล็กโทรดแบบที่เป็นปลายแหลมแบบเข็มที่ใช้งาน

3.9.1.2 อิเล็กโทรดแบบที่ปลายเป็นใบมีด

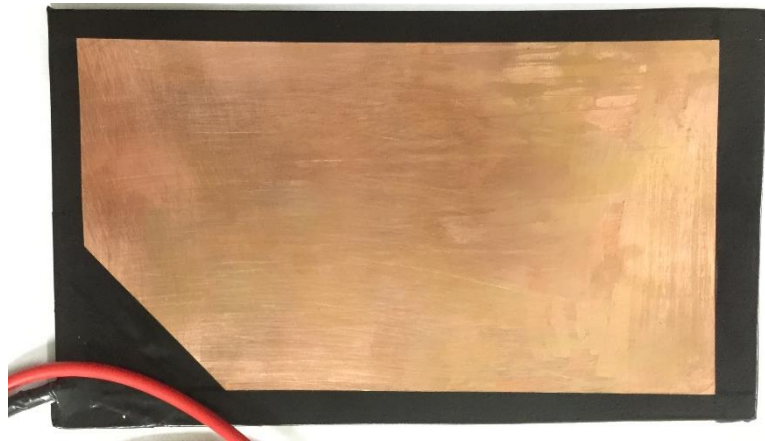
ความยาวสาย	80	cm
ความยาวของด้ามจับ	10	cm
ความยาวส่วนที่เป็นหัวตัด	1	cm



รูปที่ 3.16 อิเล็กโทรดแบบที่เปลี่ยนเป็นใบมีดที่ใช้งาน

3.9.2 อิเล็กโทรดแผ่น (Plate Electrode หรือ Return Electrode)

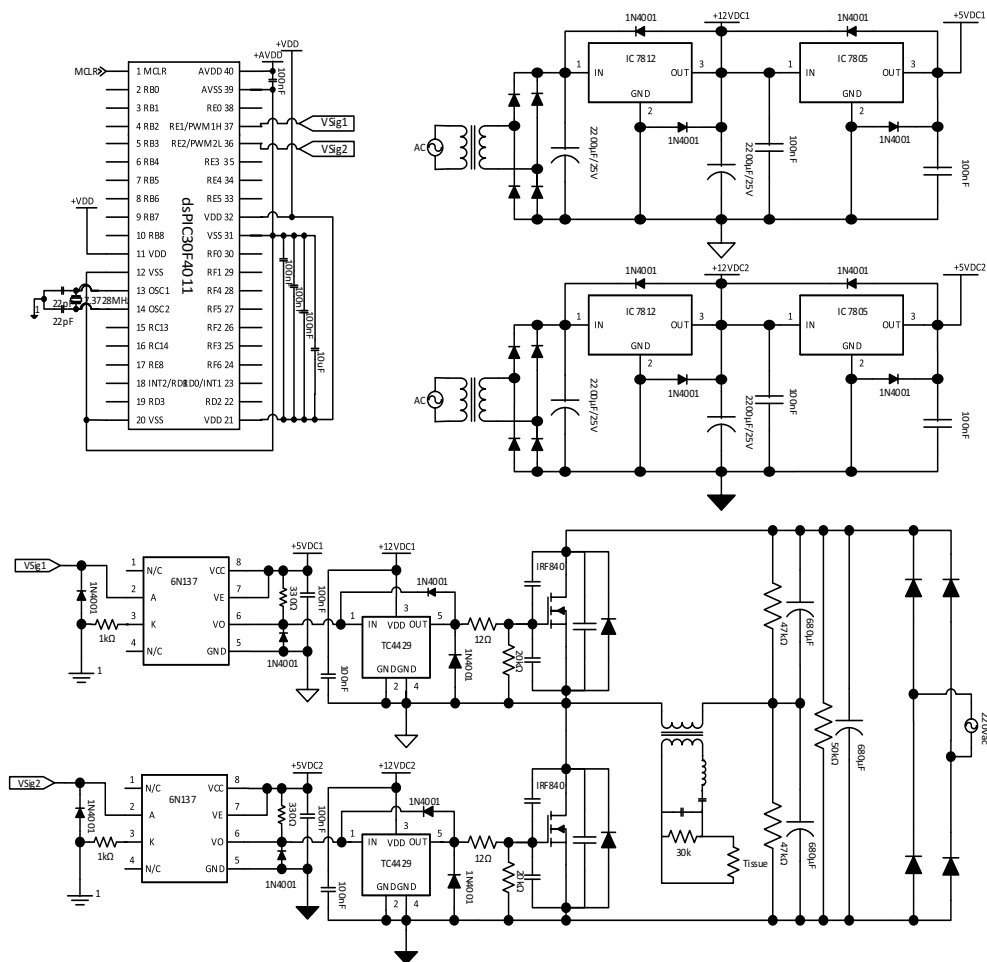
อิเล็กโทรดแผ่นที่ใช้เปรียบเสมือนแผ่นกราวด์นี้นั้นได้ประยุกต์โดยการนำแผ่นวงจรทองแดงมาใช้ มีความกว้าง×ยาว เท่ากับ 11.5×20 cm



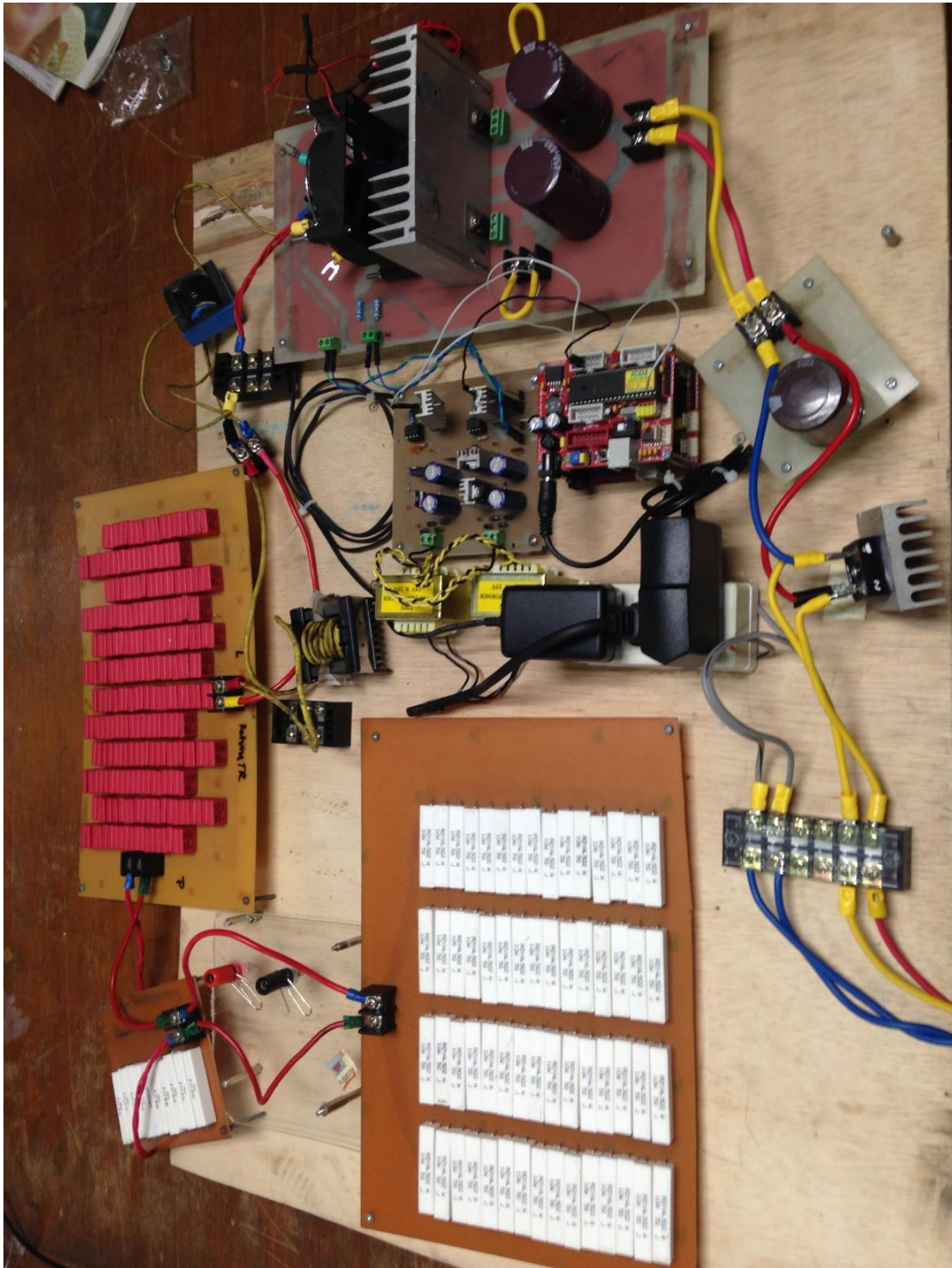
รูปที่ 3.17 อิเล็กทรอนิกส์ที่ใช้งาน

3.10 วงจรรวมและชิ้นงานที่ทำการออกแบบ

เมื่อนำวงจรที่ได้ทำการออกแบบไว้ในแต่ละส่วน มาทำการสร้างเป็นชิ้นงานและทำการต่อวงจรในส่วนต่างๆ เข้าด้วยกัน จะได้วงจรรวมและชุดชิ้นงานที่สำเร็จแล้วดังรูปที่ 3.18



(ก) ภาพการจำลองวงจรรวมโดยใช้โปรแกรม Visio



(ข) วงจรรวมในชิ้นงานจริง

รูปที่ 3.18 วงจรรวมและชุดชิ้นงานที่สำเร็จแล้ว

บทที่ 4

การจำลองการทำงานและผลการทดลอง

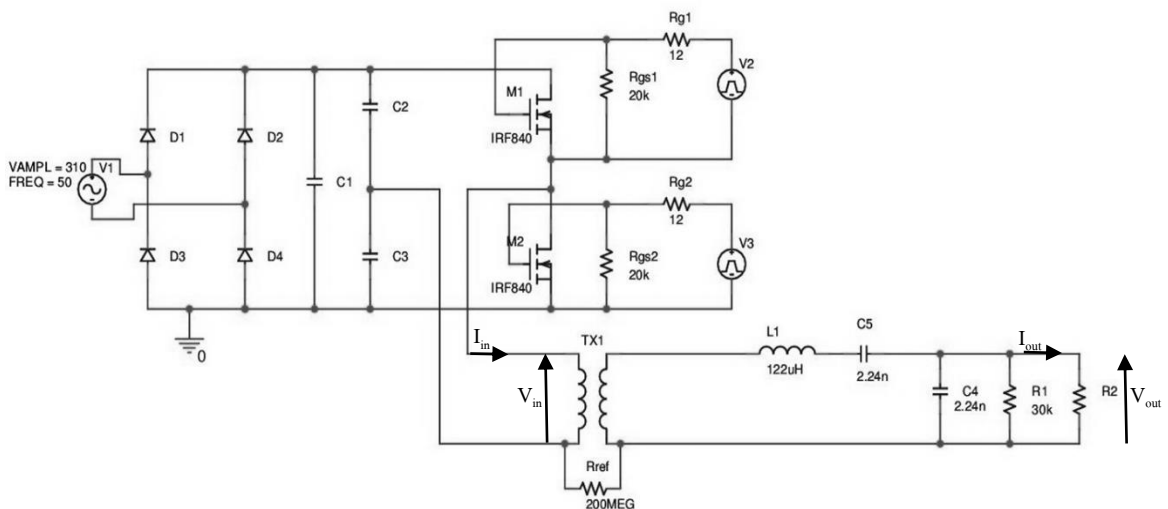
4.1 บทนำ

ในบทนี้จะกล่าวถึงการจำลองการทำงาน และการทดลองของอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ ความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องจักรตัดไฟฟ้า เพื่อทดสอบผลทางไฟฟ้าที่จุดการทำงานต่างๆ ของวงจร ปัจจัยต่างๆ เปรียบเทียบกับผลการจำลองและการคำนวณทางทฤษฎี โดยเปรียบเทียบสัญญาณทำงานสวิตช์และทดลองแบ่งตามสภาวะการทำงานของเครื่องจักรตัดไฟฟ้างานนี้

- จุดการทำงานที่ 1 : เปิดวงจร (โหลดความต้านทานขนาน 30 k Ω)
- จุดการทำงานที่ 2 : ลัดวงจร (ขณะสัมผัสกับ Neutral point)
- จุดการทำงานที่ 3 : โหลดความต้านทานจำลอง 300 Ω
- จุดการทำงานที่ 4 : ชื่นเนื้อตัวอย่าง (อกไก่)

4.2 การทดลองเปรียบเทียบกับการทำงานและการคำนวณในสภาวะต่างๆ

วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์ที่ใช้จำลองการทำงานและการทดลอง มีลักษณะดังรูปที่ 4.1 โดยการจำลองการทำงานที่ 4 จุดการทำงาน คือ ที่เปิดวงจร (โหลดความต้านทานขนาน 30 k Ω) ลัดวงจร โหลดความต้านทานจำลอง 300 Ω และชื่นเนื้อตัวอย่าง



รูปที่ 4.1 วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์แบบ LCC เรโซแนนซ์สำหรับการจำลองและการทดลอง

การจำลองและการทดลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์นี้ ทำขึ้นเพื่อศึกษาผลการทำงาน เพื่อนำมาเทียบกับการคำนวณจากค่าที่ทำการออกแบบ โดยกำหนดให้มอสเฟต IRF840 เป็นสวิตช์ของวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ ในการทดลองได้ออกแบบวงจรขับเคลื่อนความเร็วสูงโดยใช้ TC4429 ใช้การแยกโดดการขับเคลื่อนด้วยการเชื่อมต่อทางแสง โดยใช้ 6N137 มีค่าพารามิเตอร์ที่ใช้ในการจำลองและการทดลองต่างๆ ดังนี้

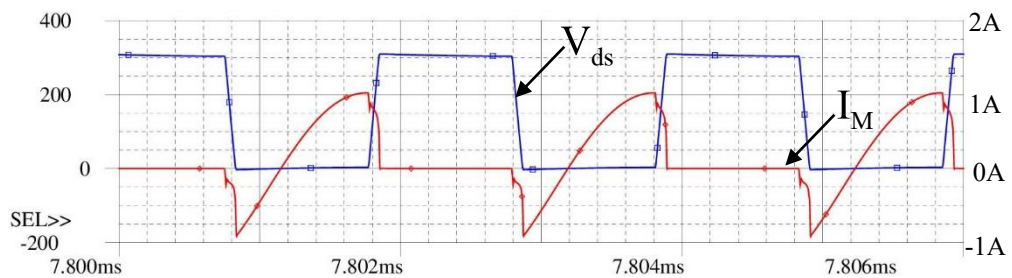
f	= 490 kHz
Duty	= 41.2 %
C_1	= 680 μ F
C_2	= 680 μ F
C_3	= 680 μ F
C_4	= 2.24 nF
C_5	= 2.24 nF
L_1	= 122 μ H
R_{g1}	= 12 Ω
R_{g2}	= 12 Ω
R_{gs1}	= 20 k Ω
R_{gs2}	= 20 k Ω
R_{ref}	= 200 M Ω
R_1	= 30 k Ω
L_{11}	= 133.65 μ H (ได้จากการทดสอบห้อมแปลง)
L_{22}	= 315.4 μ H (ได้จากการทดสอบห้อมแปลง)

การทดลองสร้างแหล่งจ่ายไฟฟ้าโดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องจักรตัดไฟฟ้า อุปกรณ์ที่ใช้วัดค่าต่างๆมีดังนี้

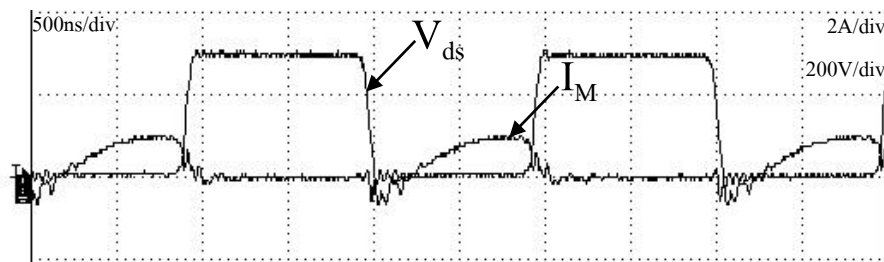
1. Oscilloscope
2. Probe
 - วัดแรงดันด้านออก (V_o)
 - วัดแรงดันอินเวอร์เตอร์ (V_{in})
3. Resistors 1 Ω (Current sensing resistors)
 - วัดกระแสด้านออก (I_o)
 - วัดกระแสอินเวอร์เตอร์ (I_{in})
4. Power meter

4.2.1 เปรียบเทียบสัญญาณทำงานของสวิตช์

การออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์ ทำการออกแบบการทำงานที่แรงดันศูนย์ (Zero voltage switching) โดยเปรียบเทียบการทำงานของวงจรจริงและการจำลองวงจรในโปรแกรม แสดงสัญญาณแรงดันคร่อม ทราน-ซอส เทียบสัญญาณกระแสที่ผ่านมอสเฟต ดังรูปที่ 4.2 และ 4.3 จะพบว่าการทำงานของมอสเฟตนั้นทำงานที่สภาวะแรงดันศูนย์เปรียบเทียบกับสัญญาณจำลองและทดลองมีความใกล้เคียงกัน แต่มีสัญญาณรบกวนบ้างในการทดลอง ซึ่งจะเป็นส่วนที่ลดผลการสูญเสียกำลังขณะสวิตซ์ในช่วงเริ่มนำกระแสของมอสเฟตกำลัง

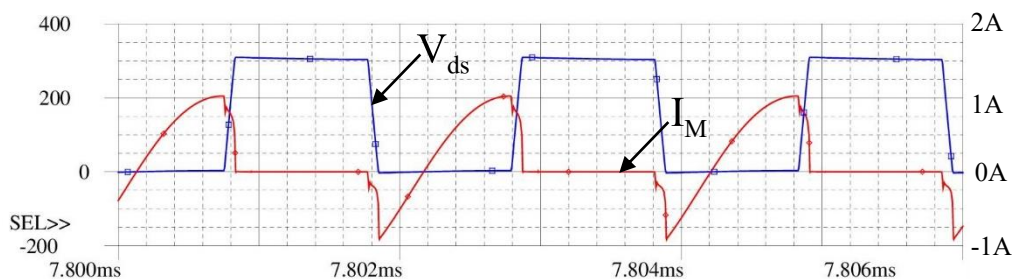


ก. จากการจำลอง



ข. จากการทดลอง

รูปที่ 4.2 สัญญาณแรงดันทราน-ซอส และกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟต M1



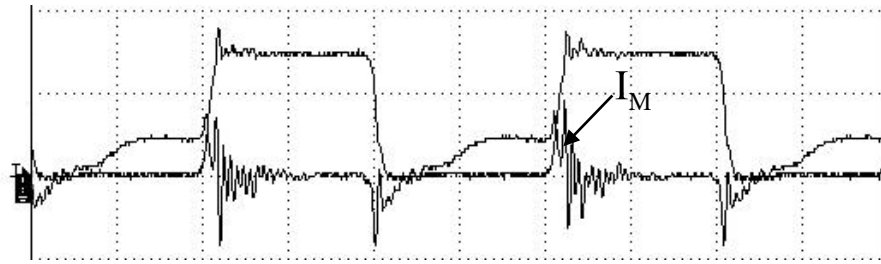
ก. จากการจำลอง

500ns/div

V_{ds}

2A/div

200V/div



ข. จากการทดลอง

รูปที่ 4.3 สัญญาณแรงดันเดรน-ซอส และกระแสที่ไหลผ่านมอสเฟต M2

4.2.2 จุดการทำงานที่ 1 : เปิดวงจร (โหลดความต้านทานขนาน 30 k Ω)

เป็นการจำลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องตัดไฟฟ้า เพื่อศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสที่ออกจากอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์กับแรงดันและกระแสด้านออกโหลดหลังวงจรเรโซแนนซ์ที่ขณะเปิดวงจร (โหลดความต้านทานขนาน 30 k Ω) เพื่อดูลักษณะความสัมพันธ์ของสัญญาณก่อนและหลังจากผ่านวงจรเรโซแนนซ์แบบ LCC การจำลองการทำงานสังเกตได้ว่าสัญญาณแรงดันด้านอินเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและกระแสด้านอินเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์อันเนื่องมาจากต่อโหลดเรโซแนนซ์ที่มีองค์ประกอบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ กระแสด้านออกมีค่าเป็นศูนย์และแรงดันด้านออกโหลดมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ซึ่งเป็นผลจากวงจรเรโซแนนซ์ ดังรูปที่ 4.4 พร้อมทั้งมีค่าตัวแปรจากการจำลองวงจรดังในตารางที่ 4.1



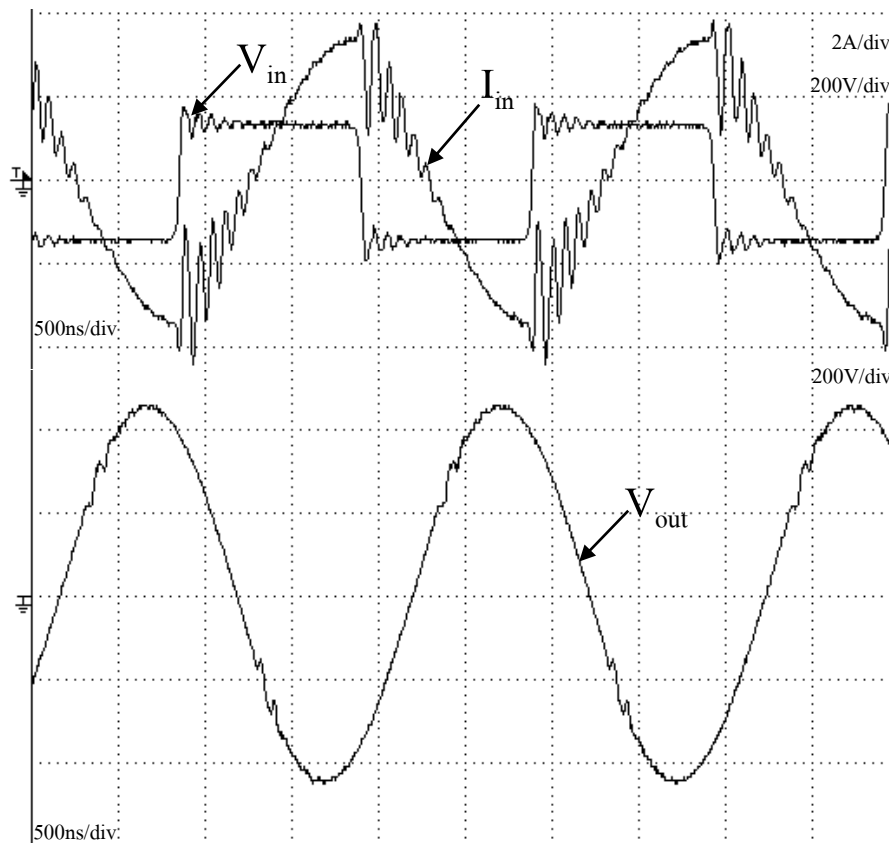
รูปที่ 4.4 สัญญาณกระแสและแรงดันขณะเปิดวงจรจากการจำลอง

ตารางที่ 4.1 ผลการจำลองการทำงานของวงจรที่ขณะเปิดวงจร (โหลดความต้านทานขนาน 30 k Ω)

พารามิเตอร์	เปิดวงจรโหลด	
	ค่าจากการคำนวณ	ค่าจากการจำลอง
I_{in} (A _{rms})	3.70	3.75
V_{in} (V _{rms})	150.0	150.4
I_o (A _{rms})	0	0
V_o (V _{rms})	350.2	353.4
$P_{o,avg}$ (W)	0	0

จากตารางที่ 4.1 แสดงค่ารากำลังสองของกระแสและแรงดันอินเวอร์เตอร์, กระแสและแรงดันด้านออกหลังวงจรเรโซแนนซ์ที่ขณะเปิดวงจร (โหลดความต้านทานขนาน 30 k Ω), กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยด้านออกหลังวงจรเรโซแนนซ์ เพื่อใช้ในการเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณและค่าที่ได้จากผลการจำลองการทำงาน พบว่าค่าจากผลการจำลองมีความใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการคำนวณ

การทดลองทำงานวงจรอินเวอร์เตอร์ที่เปิดวงจร (โหลดความต้านทานขนาน 30 k Ω) ที่ความถี่ประมาณ 490kHz ได้รูปสัญญาณแรงดันจากอินเวอร์เตอร์จะมีรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ลักษณะสัญญาณของกระแสเป็นศูนย์และสัญญาณแรงดันด้านออกมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ซึ่งเป็นผลจากการเรโซแนนซ์ ดังรูปที่ 4.5



รูปที่ 4.5 สัญญาณกระแสและแรงดันขณะเปิดวงจรจากการทดลอง

จากการทดลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์ที่เปิดวงจร แล้วทำการวัดค่าต่างๆ ได้ตามตารางที่ 4.2

ตารางที่ 4.2 ผลการทดลองการทำงานของวงจรที่เปิดวงจร

ความต้านทาน (Ω)	I_{in} (A_{rms})	V_{in} (V_{rms})	I_o (A_{rms})	V_o (V_{rms})	$P_{o,avg}$ (W)
เปิดวงจร (30k Ω)	2.28	138.9	0	321.14	0

จากตารางที่ 4.2 แสดงค่ารากำลังสองของกระแสและแรงดันด้านออกของอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ กระแสและแรงดันด้านออกโหลต กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยด้านออก โดยที่เปิดวงจรที่โหลตไม่มีกระแสไหลที่ด้านออกโหลตของวงจร จึงทำให้ไม่เกิดกำลังไฟฟ้าด้านออก

4.2.3 จุดการทำงานที่ 2 : ลัดวงจร (ขณะสัมผัสกับ Neutral point)

เป็นการจำลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องตัดไฟฟ้า เพื่อศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสที่ออกจากอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์กับแรงดันและกระแสด้านออกโหลตหลังวงจรเรโซแนนซ์ที่ขณะลัดวงจร (ขณะสัมผัสกับ Neutral point) โดยใช้ค่าโหลตความต้านทาน 0.01 Ω เพื่อดูลักษณะความสัมพันธ์ของสัญญาณก่อนและหลังจากผ่านวงจรเรโซแนนซ์แบบ LCC การจำลองการทำงานสังเกตได้ว่าสัญญาณแรงดันด้านอินเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นสี่เหลี่ยม กระแสด้านอินเวอร์เตอร์และด้านออกโหลตมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์แหลมอันเนื่องมาจากจากอิทธิพลของตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้าที่ต่อโหลตเรโซแนนซ์ แรงดันด้านออกโหลตมีลักษณะใกล้เคียงศูนย์ ดังรูปที่ 4.6 พร้อมทั้งมีค่าตัวแปรจากการจำลองวงจรดังในตารางที่ 4.3

6A

4A

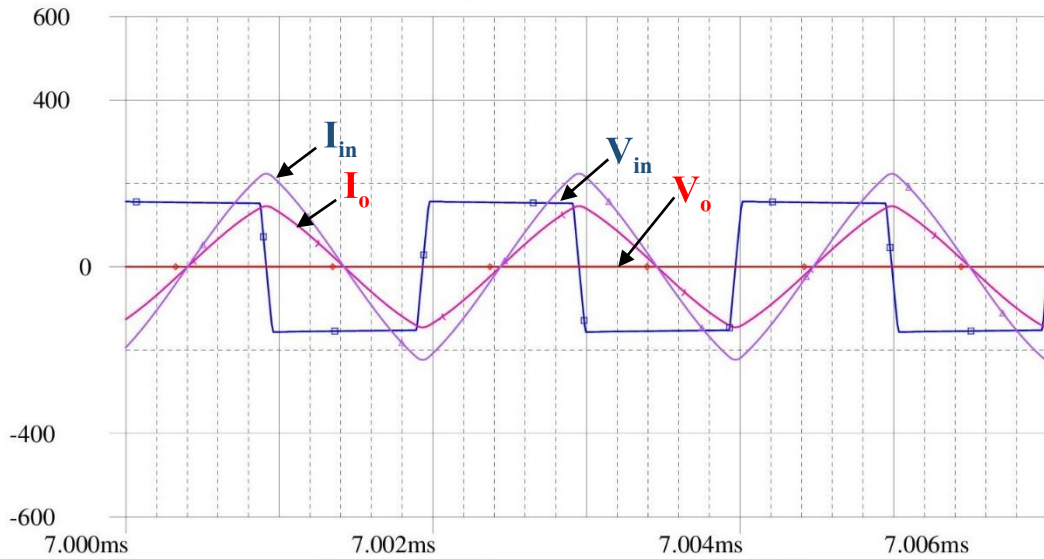
2A

0A

-2A

-4A

-6A



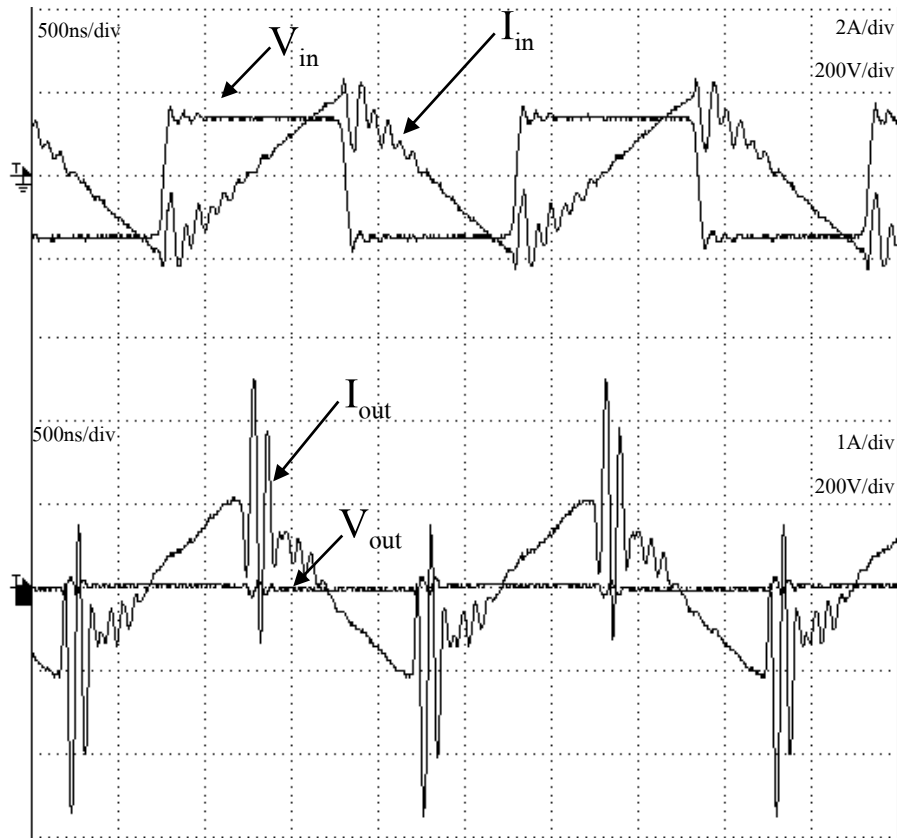
รูปที่ 4.6 สัญญาณกระแสและแรงดันขณะลัดวงจร (โหลดทดลอง 0.01 Ω) จากการจำลอง

ตารางที่ 4.3 ผลการจำลองการทำงานของวงจรขณะลัดวงจร (โหลดทดลอง 0.01 Ω)

พารามิเตอร์	ลัดวงจร (โหลดจำลอง 0.01 Ω)	
	ค่าจากการคำนวณ	ค่าจากการจำลอง
I_{in} (A_{rms})	1.38	1.41
V_{in} (V_{rms})	150	150.1
I_o (A_{rms})	0.89	0.92
V_o (V_{rms})	0.0089	0.0092
$P_{o,avg}$ (W)	0.008	0.0084

จากตารางที่ 4.3 แสดงค่ารากกำลังสองของกระแสและแรงดันอินเวอร์เตอร์, กระแส และแรงดันด้านออกหลังวงจรเรโซแนนซ์ที่ขณะลัดวงจร (ขณะสัมผัสกับ Neutral point) โดยใช้ค่าโหลดความต้านทาน 0.01 Ω , กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยด้านออกหลังวงจรเรโซแนนซ์ เพื่อใช้ในการเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณและค่าที่ได้จากการจำลองการทำงาน พบว่าค่าจากผลการจำลองมีความใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการคำนวณ

การทดลองทำงานวงจรอินเวอร์เตอร์ที่โหลดความต้านทาน 0.01 Ω ที่ความถี่ 490 kHz ได้รูปสัญญาณแรงดันจากอินเวอร์เตอร์จะมีรูปคลื่นสี่เหลี่ยม ลักษณะสัญญาณของกระแสมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ และแรงดันด้านออกใกล้เคียงศูนย์ซึ่งเป็นผลจากการเรโซแนนซ์ ดังรูปที่ 4.7



รูปที่ 4.7 สัญญาณกระแสและแรงดันขณะลัดวงจรจากการทดลอง

จากการทดลองการทำงานของวงจรมอเตอร์ขณะลัดวงจร แล้วทำการวัดค่าต่างๆ ได้ตามตารางที่ 4.4

ตารางที่ 4.4 ผลการทดลองการทำงานของวงจรมอเตอร์ขณะลัดวงจร

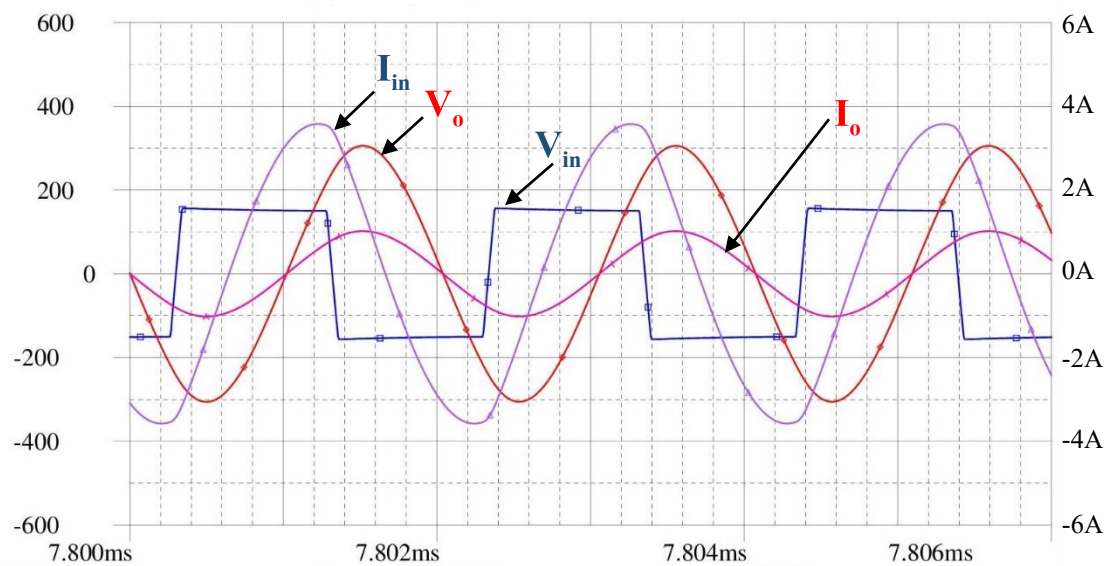
ความต้านทาน (Ω)	I_{in} (A_{rms})	V_{in} (V_{rms})	I_o (A_{rms})	V_o (V_{rms})	$P_{o,avg}$ (W)
ลัดวงจร	1.151	141.9	0.786	0	0

จากตารางที่ 4.4 แสดงค่ากำลังสองของกระแสและแรงดันอินเวอร์เตอร์ กระแสและแรงดันด้านออก และกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยด้านออก โดยเมื่อสังเกตกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยด้านออกจะมีค่าเป็นศูนย์ เนื่องจากลักษณะลัดวงจรที่เกิดจากวงจรมอเตอร์

เนื่องจากขณะเปิดวงจรที่ใช้ความต้านทานขนาน จะทำให้เกิดค่าอิมพีแดนซ์รวมจากสมการที่ (3.34) นั้นน้อยกว่าที่สถานะลัดวงจร ทำให้ค่าของกระแสอินเวอร์เตอร์ที่ขณะเปิดวงจรมีค่าสูงกว่าที่สถานะลัดวงจร พิจารณาได้จากการวิเคราะห์วงจรสมมูลในบทที่ 3 สมการที่ (3.35)

4.2.4 จุดการทำงานที่ 3 : โหลดความต้านทานจำลอง 300 Ω

เป็นการจำลองการทำงานและการทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องจัดไฟฟ้า เพื่อศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสที่ออกจากอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์กับแรงดันและกระแสด้านออกโหนดหลังวงจรเรโซแนนซ์ที่โหลดความต้านทานจำลอง 300Ω เพื่อดูลักษณะความสัมพันธ์ของสัญญาณก่อนและหลังจากผ่านวงจรเรโซแนนซ์แบบ LCC การจำลองการทำงานสังเกตได้ว่าสัญญาณแรงดันด้านอินเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและกระแสด้านอินเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์อันเนื่องมาจากต่อโหลดเรโซแนนซ์ที่มีองค์ประกอบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ กระแสและแรงดันด้านออกโหนดมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ซึ่งเป็นผลจากวงจรเรโซแนนซ์ ดังรูปที่ 4.8 พร้อมทั้งมีค่าตัวแปรจากการจำลองวงจรดังในตารางที่ 4.5



รูปที่ 4.8 สัญญาณกระแสและแรงดันขณะโหนดความต้านทาน 300Ω จากการจำลอง

ตารางที่ 4.5 ผลการจำลองการทำงานของวงจรขณะโหนดความต้านทานจำลอง 300Ω

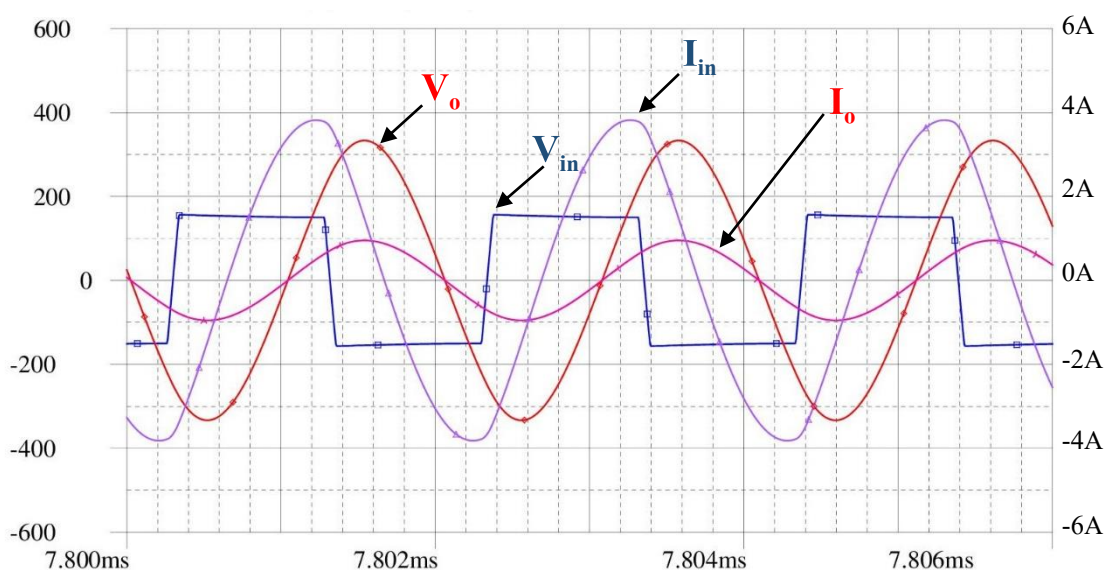
พารามิเตอร์	โหนดความต้านทานจำลอง 300Ω	
	ค่าจากการคำนวณ	ค่าจากการจำลอง
I_{in} (A_{rms})	2.48	2.52
V_{in} (V_{rms})	150.0	149.1
I_o (A_{rms})	0.707	0.713
V_o (V_{rms})	212.3	213.9
$P_{o,avg}$ (W)	150.3	152.6

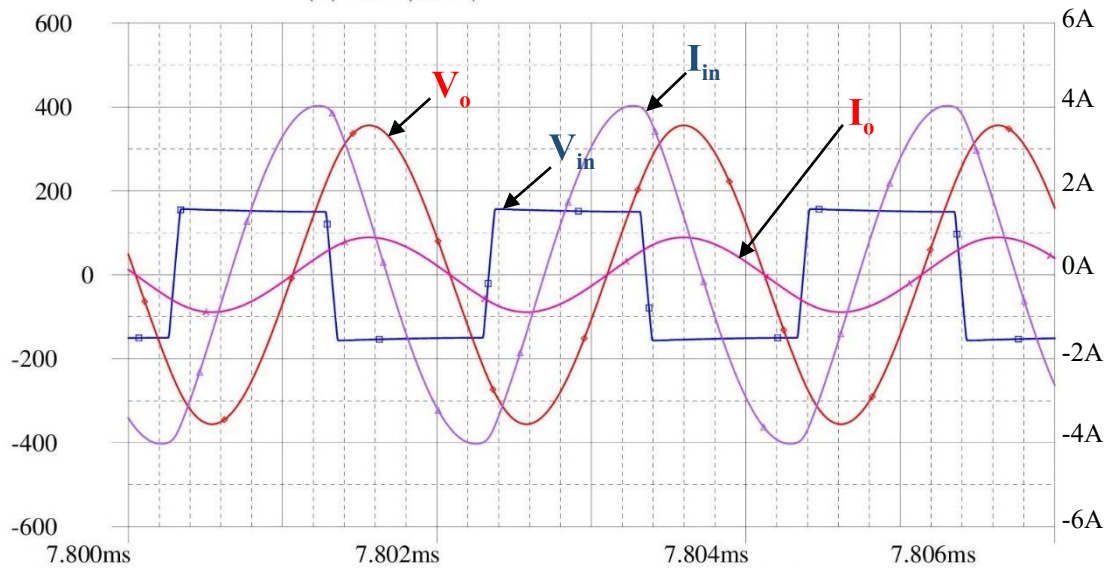
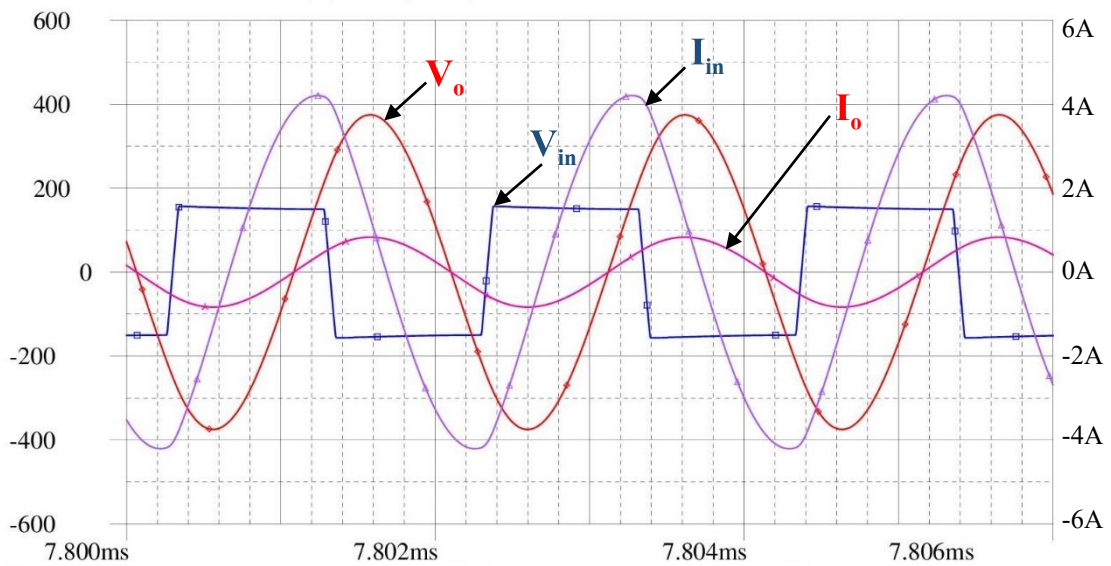
300	136.5	1.141	141.3	0.632	213.8	111.93	81.97
-----	-------	-------	-------	-------	-------	--------	-------

จากตารางที่ 4.5 แสดงค่ารากำลังสองของกระแสและแรงดันอินเวอร์เตอร์ กระแสและแรงดันด้านออก และกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยด้านเข้าและด้านออก โดยเมื่อสังเกตเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการจำลองและการคำนวณจะพบว่ามีคลาดเคลื่อนทั้งนี้ขึ้นเนื่องมาจากค่าเหนี่ยวนำแฝงในโหลดจำลองและพารามิเตอร์ปรับตั้งวงจรเรโซแนนซ์ที่คลาดเคลื่อนจากการคำนวณ รวมไปถึงความไม่แม่นยำของอุปกรณ์

4.2.5 จุดการทำงานที่ 4 : ขึ้นเนื้อตัวอย่าง (อกไก)

เป็นการจำลองการทำงานและการทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องฉีดไฟฟ้า เพื่อศึกษาความสัมพันธ์ระหว่างแรงดันและกระแสที่ออกจากอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์กับแรงดันและกระแสด้านออกโหลดหลังวงจรเรโซแนนซ์ที่โหลดขึ้นเนื้อตัวอย่าง(อกไก) เพื่อดูลักษณะความสัมพันธ์ของสัญญาณก่อนและหลังจากผ่านวงจรเรโซแนนซ์แบบ LCC แต่เนื่องจากขึ้นเนื้อตัวอย่าง (อกไก) ที่นำมาใช้ทำการทดลองนั้นขณะฉีดเนื้อเยื่อจะมีความต้านทานเปลี่ยนแปลงไปจากการทดลองตัดขึ้นเนื้อพบว่ามีความต้านทานเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วง 300 ถึง 450 โอห์ม จำแบ่งการจำลองออกเป็นค่า 350 400 และ 450 โอห์ม การจำลองการทำงานสังเกตได้ว่าสัญญาณแรงดันด้านอินเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นสี่เหลี่ยมและกระแสด้านอินเวอร์เตอร์มีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ขึ้นเนื่องมาจากต่อโหลดเรโซแนนซ์ที่มีองค์ประกอบตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุ กระแสและแรงดันด้านออกโหลดมีลักษณะใกล้เคียงรูปคลื่นไซน์ซึ่งเป็นผลจากวงจรเรโซแนนซ์ ดังรูปที่ 4.10 ถึง 4.12 พร้อมทั้งมีค่าตัวแปรจากการจำลองวงจรถัดตารางที่ 4.6



รูปที่ 4.10 สัญญาณกระแสและแรงดันขณะโหลดความต้านทาน 350 Ω จากการจำลองรูปที่ 4.11 สัญญาณกระแสและแรงดันขณะโหลดความต้านทาน 400 Ω จากการจำลองรูปที่ 4.12 สัญญาณกระแสและแรงดันขณะโหลดความต้านทาน 450 Ω จากการจำลอง

ตารางที่ 4.6 ผลการจำลองการทำงานของวงจรขณะโหลดขึ้นเนื้อตัวอย่าง

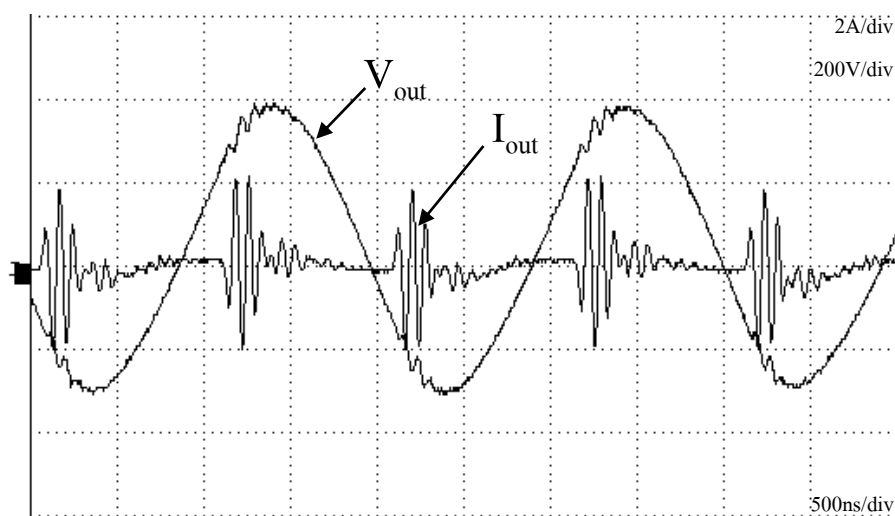
พารามิเตอร์	350 Ω		400 Ω		450 Ω	
	ค่าจากการคำนวณ	ค่าจากการจำลอง	ค่าจากการคำนวณ	ค่าจากการจำลอง	ค่าจากการคำนวณ	ค่าจากการจำลอง

I_{in} (A _{rms})	2.67	2.69	2.81	2.83	2.93	2.95
V_{in} (V _{rms})	150.0	149.1	150.0	149.1	150.0	149.1
I_o (A _{rms})	0.664	0.668	0.623	0.626	0.584	0.587
V_o (V _{rms})	232.5	234.1	249.2	250.7	263.0	264.4
$P_{o,avg}$ (W)	154.5	156.6	155.3	157.1	153.8	155.4
เปอร์เซ็นต์การเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้า	+2.79%	+2.62%	+3.32%	+2.94%	+2.32%	+1.83%

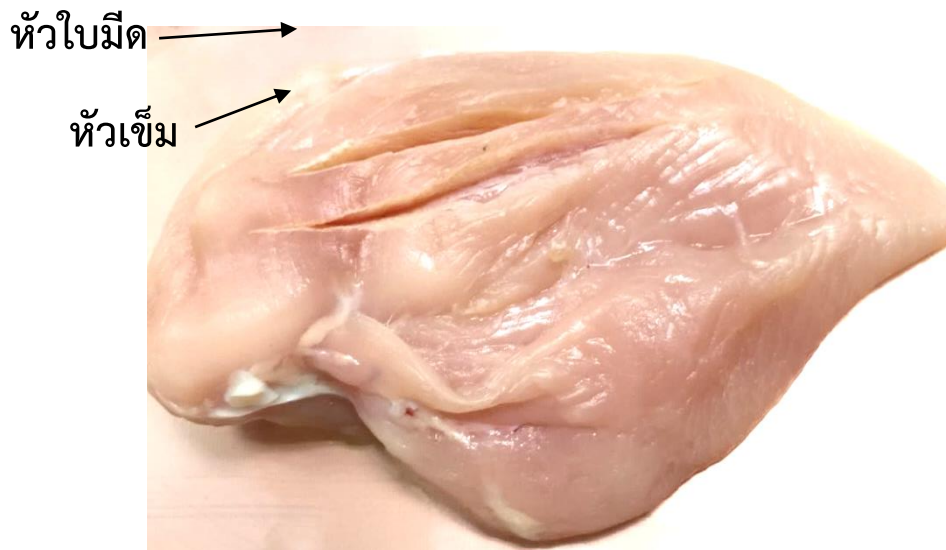
จากตารางที่ 4.6 แสดงค่ารากลกำลังสองของกระแสและแรงดันอินเวอร์เตอร์, กระแส และแรงดันด้านออกหลังวงจรเรโซแนนซ์ที่ขณะโหลดขึ้นเนื้อตัวอย่าง (ซึ่งประมาณค่าความต้านทาน 350 400 และ 450 โอห์ม), กำลังไฟฟ้าเฉลี่ยด้านออกหลังวงจรเรโซแนนซ์ เพื่อใช้ในการเปรียบเทียบกับค่าที่ได้จากการคำนวณและค่าที่ได้จากผลการจำลองการทำงาน พบว่าค่าจากผลการจำลองมีความใกล้เคียงกับค่าที่ได้จากการคำนวณ

เมื่อพิจารณาค่าแรงดันไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้าในขณะความต้านทาน 300 350 400 และ 450 โอห์ม จะมีการเปลี่ยนแปลงกำลังไฟฟ้าเกินกว่าค่ากำลังไฟฟ้าที่ความต้านทาน 300 โอห์ม ไม่ถึง 5 เปอร์เซ็นต์ ซึ่งน้อยกว่ามาตรฐานของเครื่องจัดไฟฟ้าที่ระบุไว้ในบทที่สองจึงสามารถทำงานได้ตามมาตรฐานในขณะที่โหลดเปลี่ยนแปลงไปถึงค่าหนึ่ง ตามแนวทางการวิเคราะห์ในบทที่ 3

การทดลองทำงานวงจรอินเวอร์เตอร์ขณะตัดขึ้นเนื้อตัวอย่าง(อกไก่) ที่ความถี่ 490 kHz ได้รูปสัญญาณของกระแสและแรงดันด้านออกมีลักษณะเป็นรูปคลื่นไซน์ซึ่งเป็นผลจากการเรโซแนนซ์ ดังรูปที่ 4.13 และรอยตัดเนื้อเยื่อดังรูปที่ 4.14



รูปที่ 4.13 สัญญาณกระแสและแรงดันด้านออกขณะตัดขึ้นเนื้อตัวอย่าง (อกไก่)



รูปที่ 4.14 รอยตัดบนชิ้นเนื้อตัวอย่าง (อกไก่)

จากการทดลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์เมื่อทำการตัดโหลดชิ้นเนื้อตัวอย่าง (อกไก่) แล้วทำการวัดค่าต่างๆ ได้ตามตารางที่ 4.7

ตารางที่ 4.7 ผลการทดลองการทำงานของวงจรเมื่อทำการตัดโหลดชิ้นเนื้อตัวอย่าง (อกไก่)

ความต้านทาน (Ω)	$P_{in,avg}$ (W)	I_o (A_{rms})	V_o (V_{rms})	$P_{o,avg}$ (W)	η (%)
300-450	166.5	0.565	233.8	132.09	79.33

จากตารางที่ 4.7 แสดงค่ารากำลังสองของกระแสและแรงดันด้านออก และกำลังไฟฟ้าเฉลี่ยด้านออกและด้านเข้า รวมถึงค่าประสิทธิภาพ ผลการทดลองมีความคลาดเคลื่อนจากการคำนวณและการจำลอง อันเนื่องมาจากค่าพารามิเตอร์ปรับตั้งที่คลาดเคลื่อนจากค่าที่คำนวณได้ และสัญญาณรบกวนที่เกิดขึ้นบนสัญญาณกระแสไฟฟ้า รวมถึงการเปลี่ยนแปลงของความต้านทานเนื้อเยื่อที่ส่งผลต่อผลการทดลอง

เนื่องจากการวัดค่ากำลังไฟฟ้าด้านออกโดยใช้ Digital oscilloscope จะนำค่าที่เกิดการผิดเพี้ยนหรือค่าที่เป็นสัญญาณรบกวนมาคิดด้วยซึ่งจะมีผลทำให้ค่าประสิทธิภาพที่ได้ผิดเพี้ยนไป รวมถึงการที่เนื้อเยื่อมีการเปลี่ยนแปลงค่าความต้านทานอยู่ตลอดเวลา ทำให้อาจเกิดความคลาดเคลื่อนของค่ากำลังไฟฟ้าด้านเข้าและด้านออกขณะเปรียบเทียบกัน

4.3 สรุปผลการจำลองและผลการทดลอง

จากการจำลองการทำงานและการทดลองวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องจักรตัดไฟฟ้า โดยการจำลองการทำงานเปรียบเทียบตัวแปรทางไฟฟ้ากับค่าที่ได้จากการคำนวณและการออกแบบ เพื่อจำลองวงจรทดลองตามพารามิเตอร์วงจรต่างๆที่ได้ออกแบบคำนวณไว้ พบว่าเป็นไปตามทฤษฎีและได้ค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าตามที่ได้วิเคราะห์ตามหลักการ

จากการทดลองการทำงานของวงจรเครื่องจักรตัดไฟฟ้าที่ได้ออกแบบสร้าง พบว่าการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องจักรตัดไฟฟ้า ที่ได้ออกแบบสร้างขั้นนั้น สามารถทำงานได้ตามที่ได้ออกแบบ รวมถึงทำงานได้ตามข้อกำหนดและขีดจำกัด ในสถานะต่างๆของเครื่องจักรตัดไฟฟ้า ค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้าที่ได้จากการทดลองมีค่าคลาดเคลื่อนไปบ้างอันเนื่องมาจากค่าพารามิเตอร์ของวงจรที่ถูกสร้างขึ้นมีความผิดเพี้ยนจากค่าที่ออกแบบและค่าแฝงต่างๆ ในอุปกรณ์และในวงจรที่ทดลอง รวมไปถึงการทำงานที่ความถี่สูง จำเป็นต้องใช้เครื่องมือวัดที่มีย่านความถี่ในการวัดที่สูงด้วย แต่เนื่องจากข้อจำกัดในการวัดกระแสที่ความถี่สูงเครื่องมือวัดกระแสนั้นมีราคาแพงจึงใช้การวัดด้วยวิธี Current sensing resistors ซึ่งมีความไวต่อสัญญาณรบกวนมากจากการสวิตช์และส่งผลต่อค่าตัวประกอบคุณภาพของวงจรเรโซแนนซ์ โดยรอยตัดของชิ้นเนื้อตัวอย่าง (อกไก่) ที่เกิดขึ้นนั้นขึ้นอยู่กับระดับแรงดันไฟฟ้าและกำลังไฟฟ้าที่ผ่านชิ้นเนื้อตัวอย่าง (อกไก่) ซึ่งมีอิทธิพลมาจากค่าความต้านทานของเนื้อเยื่อที่เปลี่ยนแปลงไปในช่วงกว้าง และนอกจากนี้ยังขึ้นอยู่กับขนาด ลักษณะของอิเล็กโทรดที่ใช้งาน และระยะเวลาในการผ่านชิ้นเนื้อตัวอย่างของอิเล็กโทรดด้วย

บทที่ 5

สรุปผลและข้อเสนอแนะ

รายงานวิจัยฉบับนี้ได้นำเสนอการออกแบบวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องจักรตัดไฟฟ้า การวิเคราะห์และการออกแบบวงจรจะต้องศึกษาค้นคว้าเพื่อให้อุปกรณ์ที่ได้รับออกแบบสามารถทำงานในช่วงความถี่ที่ต้องการได้ ในการทำงานจะมีสถานะการทำงานที่เปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างตามสถานะความต้านทานของชิ้นเนื้อตัวอย่าง (อกไก่) โดยการออกแบบวงจรขับนำเพื่อให้ทำงานที่ความถี่สูงได้จะต้องออกแบบให้มีความเหมาะสม จึงจะทำให้ไม่เกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์สวิตช์ และสิ่งที่สำคัญที่สุดจะต้องคำนึงถึงความปลอดภัยในการใช้งาน รวมไปถึงวิเคราะห์ผลจากการเปลี่ยนแปลงของค่าความต้านทานโหลดซึ่งสามารถลดความอ่อนไหวต่อการเปลี่ยนแปลงของกำลังไฟฟ้าในช่วงโหลดเปลี่ยนแปลงได้โดยการใช้เทคนิคการเรโซแนนซ์แบบ LCC และอภิปรายการออกแบบสำหรับประยุกต์ใช้กับเครื่องจักรตัดไฟฟ้า

5.1 สรุป

รายงานวิจัยนี้ได้นำเสนอการออกแบบสร้างวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องจักรตัดไฟฟ้า ซึ่งในรายงานวิจัยเล่มนี้ได้ทำการศึกษาและวิเคราะห์การทำงานของวงจรต่างๆในอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องจักรตัดไฟฟ้า โดยจะต้องมีการศึกษาคุณสมบัติของการจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงโดยใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ที่ใช้เทคนิคการเรโซแนนซ์แบบ LCC เพื่อให้สามารถทำงานได้ตามวัตถุประสงค์ที่ต้องการ คือสามารถตัดชิ้นเนื้อตัวอย่าง (อกไก่) ซึ่งมีความใกล้เคียงทางไฟฟ้ากับเนื้อเยื่อมนุษย์ได้ มีความอ่อนไหวต่อการเปลี่ยนแปลงความต้านทานโหลดในช่วงกว้างของเนื้อเยื่อ และทำงานในสถานะหลักของเครื่องจักรตัดไฟฟ้าได้ รวมไปถึงสามารถเป็นแนวทางในการพัฒนาการควบคุมกำลังไฟฟ้าให้คงที่ได้จากการเปลี่ยนแปลงความถี่สวิตช์ โดยการออกแบบวงจรต่างๆนั้นจำเป็นต้องคำนึงถึงพิกัดของอุปกรณ์ที่จะนำมาใช้เนื่องจากการทำงานของเครื่องจักรตัดไฟฟ้านั้นมีการทำงานอยู่ในช่วงความถี่ที่สูงกว่า 300kHz การที่ใช้วงจรเรโซแนนซ์แบบ LCC ในวงจรของเครื่องจักรตัดไฟฟ้า จะทำให้เมื่อมีการเปลี่ยนแปลงความต้านทานของเนื้อเยื่อของผู้ป่วยในช่วงกว้าง กำลังไฟฟ้าที่เปลี่ยนแปลงไปจะมีการเปลี่ยนแปลงอยู่ในช่วงที่ไม่เป็นอันตรายต่อผู้ป่วยหรือเกิดความเสียหายต่ออุปกรณ์ของวงจรไฟฟ้าของเครื่องจักรตัดไฟฟ้า ลักษณะของการตัดชิ้นเนื้อตัวอย่างด้วยการใช้วงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูง โดยการสร้างลำอาร์คระหว่างอิเล็กโทรดกับชิ้นเนื้อตัวอย่าง (อกไก่) ซึ่งงานวิจัยนี้จะมีการกำหนดความถี่สวิตช์ไว้ที่ 490kHz และกำลังต้านออกที่ความต้านทาน 300 โอห์ม เป็น 150 Watt หรือที่แรงดันไฟฟ้า 212 V ซึ่งจะจ่ายไฟผ่านสัญญาณไฟฟ้ากระแสสลับ 50Hz เข้าวงจรเรียงกระแสแบบเต็มคลื่นซึ่งจะจ่ายไฟฟ้ากระแสตรงให้กับวงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์ความถี่สูง และเพื่อเหตุผลด้านความปลอดภัยในการ

แยกวงจรกำลังกับโหลดที่จะใช้กับผู้ป่วยจะถ่ายโอนกำลังไฟฟ้าผ่านหม้อแปลงไฟฟ้าแกนเฟอร์ไรท์ที่ถูกออกแบบให้ทำงานที่ความถี่สูงรวมถึงขยายสัญญาณจากวงจรกำลัง โดยก่อนส่งสัญญาณไปถึงโหลด เนื้อเยื่อจะผ่านวงจรเรโซแนนซ์แบบ LCC ซึ่งจะมีลักษณะการเปลี่ยนแปลงอัตราแรงดันที่เหมาะสมกับการทำงานของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าที่มีโหลดเป็นความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงในช่วงกว้างและสามารถทำงานในสถานะต่างๆของเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าได้คือ มีโหลด(ขณะจี้ตัดเนื้อเยื่อ) เปิดวงจรต้านออก(ขณะไม่จี้ตัด) ลัดวงจร(ขณะสัมผัสกับ Neutral point) อีกทั้งออกแบบให้มีความอ่อนไหวน้อยต่อการเปลี่ยนแปลงความต้านทานดังกล่าว รวมไปถึงสามารถพิจารณาเป็นแนวทางในการควบคุมกำลังไฟฟ้า โดยการเปลี่ยนแปลงความถี่สวิตช์ของอินเวอร์เตอร์ตามที่ได้วิเคราะห์ไว้ในบทที่ 3 การจำลองและการทดลองการทำงานของวงจรอินเวอร์เตอร์กึ่งบริดจ์ความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้า ที่ได้ทำการออกแบบและวิเคราะห์วงจรสมมูลของวงจรไว้ และคำนวณค่าพารามิเตอร์ทางไฟฟ้า เพื่อเปรียบเทียบกับ การจำลองการทำงานและการทดลองการทำงานของวงจร ได้ผลการจำลองและการทดลองเป็นไปตามที่คำนวณและวิเคราะห์วงจรไว้ ที่สามารถทำงานได้ในสถานะต่างๆ ขณะเปิดวงจร(ขณะที่ยังไม่จี้เนื้อเยื่อ) โหลดความต้านทาน(ขณะจี้ตัด) รวมถึงลัดวงจร(ขณะสัมผัสกับ Neutral point) โดยประสิทธิภาพ 81.97% ค่าจากการทดลองมีความคลาดเคลื่อนจากค่าที่คำนวณได้บ้าง เนื่องจากค่าพารามิเตอร์ปรับตั้งของวงจร LCC เรโซแนนซ์ที่ได้ออกแบบสร้างนั้นคลาดเคลื่อนจากค่าที่คำนวณได้และข้อจำกัดของการวัดกระแสไฟฟ้าที่ความถี่สูง รวมไปถึงความไม่เป็นอุดมคติของวงจร และค่าแฝงต่างๆ ที่เกิดขึ้นจากการทำงานที่ความถี่สูง และด้วยค่าความต้านทานโหลดที่เปลี่ยนแปลง ทำให้ขณะตัดขึ้นเนื้อตัวอย่าง(อกไก่) เกิดกำลังไฟฟ้าที่ไม่คงที่ตลอดช่วงการตัด แต่เนื่องด้วยลักษณะของวงจร LCC เรโซแนนซ์ที่ได้ออกแบบทำให้กำลังไฟฟ้าที่ไม่คงที่นั้นมีการเปลี่ยนแปลงน้อย

5.2 ข้อเสนอแนะ

1. การตัดขึ้นเนื้อที่มีความต้านทานที่เปลี่ยนแปลงตลอดในช่วงระยะเวลาที่ทำการตัด จึงทำให้กำลังไฟฟ้าที่ได้มีค่าไม่คงที่ ซึ่งอาจทำให้เกิดผลกระทบต่อเนื้อบริเวณรอบข้างและอาจเป็นอันตรายต่อผู้ใช้อีกด้วย จึงควรมีวงจรควบคุมแบบย้อนกลับ เพื่อที่จะสามารถควบคุมกำลังไฟฟ้าให้คงที่อยู่ตลอดได้ซึ่งจะทำให้ลดผลกระทบที่มีต่อเนื้อบริเวณรอบข้างได้ ทั้งนี้ยังเป็นการลดอันตรายที่อาจเกิดกับผู้ใช้ได้อีกด้วย
2. ศึกษาการเพิ่มโหมดในการทำงานของเครื่องกำเนิดไฟฟ้าเพื่อการผ่าตัด เพื่อให้ผู้ใช้ได้เลือกใช้โหมดการทำงานให้เหมาะสมและตรงตามวัตถุประสงค์ในการผ่าตัด ทำให้การผ่าตัดเป็นไปได้อย่างราบรื่น สะดวกและรวดเร็ว ซึ่งเป็นการลดอันตรายต่างๆที่อาจเกิดกับผู้ใช้ด้วย
3. การออกแบบลักษณะการทำงานของวงจร LCC เรโซแนนซ์ในรายงานวิจัยฉบับนี้ถูกออกแบบให้อุปกรณ์สวิตซ์ทำงานที่ภาคแรงดันศูนย์(ลดการสูญเสียช่วงเริ่มนำกระแส) การออกแบบ

วงจรสับเบอร์เพื่อช่วยอุปกรณ์สวิตซ์ในช่วงหยุดนำกระแสด้วยจะทำให้เกิดการสูญเสียในขณะสวิตซ์
น้อยลง

4. การออกแบบวงจรที่ใช้งานในวงจรอินเวอร์เตอร์ความถี่สูงและวงจร LCC เรโซแนนซ์
จำเป็นต้องพิจารณาการเลือกอุปกรณ์ในช่วงความถี่ที่เหมาะสมด้วย

5. ควรเลือกอุปกรณ์สวิตซ์ให้มีพิกัดแรงดันและกระแสที่มากขึ้น เพื่อเพิ่มพิกัดการทำงาน
ของวงจรให้สามารถทำงานที่กำลังไฟฟ้าคงที่ในช่วงความต้านทานที่มากขึ้น

6. การทดสอบคุณสมบัติทางไฟฟ้าของการทำงานเครื่องจักรตัดไฟฟ้าควรใช้อุปกรณ์ที่
สามารถทดสอบการทำงานที่ความถี่สูงและมีความอ่อนไหวต่อสัญญาณรบกวน

เอกสารอ้างอิง

- [1] สาธิต นฤภัย. 2546. “เครื่องจี้ตัดด้วยไฟฟ้า,” บทความวิศวกรรมกรรมแพทย์. กองวิศวกรรมกรรมแพทย์ กรมสนับสนุนบริการสุขภาพ. หน้า 1-20.
- [2] จิตติยา ธนะสินธราทิพย์, ยุทธนา กุลวิฑิต, ธันวาทัน สติธิตย์. “การออกแบบแหล่งกำเนิดไฟฟ้ากระแสสลับความถี่สูงที่เป็นแหล่งกำลังของเครื่องตัดจี้ไฟฟ้าสำหรับการผ่าตัด.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 29, พฤศจิกายน 2549, หน้า 501-504
- [3] ปราโมช ดอกไม้. ยุทธนา กุลวิฑิต, ธันวาทัน สติธิตย์. “แบบจำลองไฟฟ้ากระแสสลับสำหรับการควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์เรโซแนนซ์ผ่านแรงดันไฟตรงด้านเข้า.” การประชุมวิชาการทางวิศวกรรมไฟฟ้า ครั้งที่ 29, พฤศจิกายน 2549, หน้า 365-368
- [4] ปราโมช ดอกไม้. 2549. “การหาแบบจำลองและออกแบบการควบคุมวงจรอินเวอร์เตอร์แบบเรโซแนนซ์สำหรับเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าเพื่อการผ่าตัด.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต. ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.
- [5] ชีระเดช เจริญวรรณ. 2556. “การศึกษาเปรียบเทียบวงจรควบคุมแบบ PWM, PDM และ PS-PWM ในวงจรคอนเวอร์เตอร์ฟูลบริดจ์ แรงดันสูงความถี่สูงแบบ LCC เรโซแนนซ์สำหรับเครื่องกำเนิดไอโซน.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต. ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
- [6] นรฤทธิ เสนาจิตร. 2551. “การปรับปรุงสมรรถนะของเครื่องตัดโลหะด้วยลำแสงพลาสมาโดยใช้ วงจรแปลงผันไฟตรง-ไฟตรงแบบกึ่งบริดจ์.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต. ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง.
- [7] อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ. 2538. “เครื่องให้ความร้อนแบบเหนี่ยวนำขนาด 12 กิโลวัตต์ แอมแปร์ ที่ใช้เอสซีอาร์.” วิทยานิพนธ์วิศวกรรมศาสตรมหาบัณฑิต. ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า. จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย.
- [8] นคร ภัคดีชาติ, ณัฐพล วงศ์สุนทรชัย, ชัยวัฒน์ ลิ้มพรจิตรวิไล. 2551. คู่มือการทดลองเบื้องต้น dsPIC Microcontroller ด้วยโปรแกรมภาษา C กับ MPLAB C30. กรุงเทพฯ : บริษัท อินโนเวตีฟ เอ็กพอร์ทิเมนต์ จำกัด.
- [9] อนุวัฒน์ จางวนิชเลิศ. 2554. แหล่งจ่ายกำลังไฟฟ้าแบบสวิตชิง, กรุงเทพฯ : มิน เซอร์วิส ซัพพลาย.
- [10] วีระเชษฐ ชันเงิน, วุฒิพล ธาราธิเรศเรษฐ. 2555. อิเล็กทรอนิกส์กำลัง. กรุงเทพฯ : ห้างหุ้นส่วนจำกัด วี.เจ. พรินติ้ง.

- [11] Nader N Massarweh, MD, Ned Cosgriff, MD, Douglas P Slakey, MD, MPH, FACS. 2006. "Electrosurgery: History, Principles, and Current and Future Uses." American College of Surgeons. 202(3). : 520-529.
- [12] ROBERT L. STEIGERWALD. 1988. "A Comparison of Half-bridge Resonant Converter Topologies." IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS. 3(2) : 174-182.
- [13] John R.Lacourse, Marc C.Vogt, W.Thomas Miller, and Stuart M. Selikowitz. 1988 "Spectral Analysis Interpretation of Electrosurgical Generator Nerve and Muscle Stimulation" IEEE TRANSACTIONS ON BIOMEDICAL ENGINEERING. 35 : 505-509

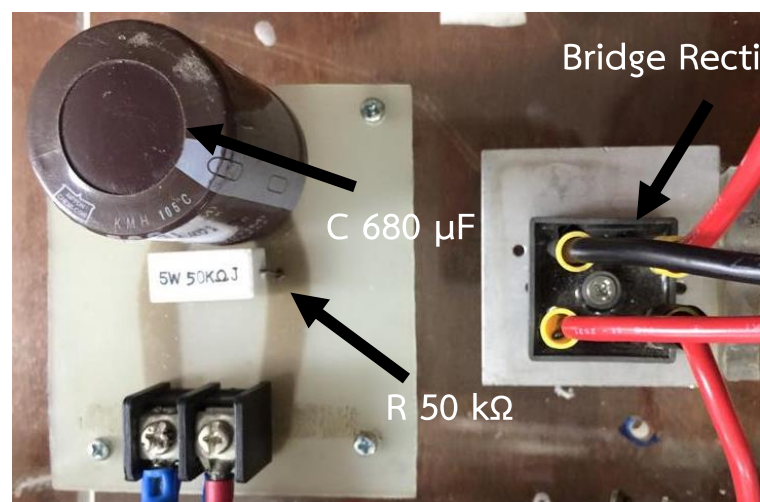
ภาคผนวก ก.
ส่วนประกอบโดยรวมของเครื่องจักรตัดด้วยไฟฟ้า
และความปลอดภัยในการใช้งาน

เนื้อหาในส่วนนี้ได้จัดทำขึ้นเพื่อเพิ่มความเข้าใจให้กับผู้อ่านมากยิ่งขึ้น โดยจะแสดงให้เห็นถึงส่วนประกอบต่างๆของเครื่องจี้ตัดด้วยไฟฟ้าในงานวิจัย และมีมิติในด้านต่างๆของตัวเครื่องจี้ตัดด้วยไฟฟ้า รวมถึงหลักการทำงานของตัวเครื่อง และข้อควรระมัดระวังในการใช้งาน

1. ส่วนประกอบของเครื่องจี้ตัดด้วยไฟฟ้า

1.1 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์

วงจรเรียงกระแสจะทำหน้าที่แปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับให้เป็นไฟฟ้ากระแสตรง เพื่อจ่ายให้กับวงจรกึ่งบริดจ์อินเวอร์เตอร์ โดยมีส่วนประกอบดังรูปที่ ข-1



รูปที่ ข-1 วงจรเรียงกระแสแบบบริดจ์พร้อมความต้านทานคายประจุ

โดยมีส่วนประกอบต่างๆ ดังนี้

- Bridge Rectifier มีพิกัดเท่ากับ 10 A, 600 V
- Capacitor Filter ชนิดอิเล็กโทรไลต์มีขนาด $560 \mu F$ 1 ตัว สามารถทนแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงได้ 450 V
- ค่าความต้านทานในการคายประจุ $50 \text{ k}\Omega$ ต่อขนานกับ Capacitor Filter

1.2 วงจรการขับน้ำ



รูปที่ ข-2 วงจรแยกโดดการขับน้ำ

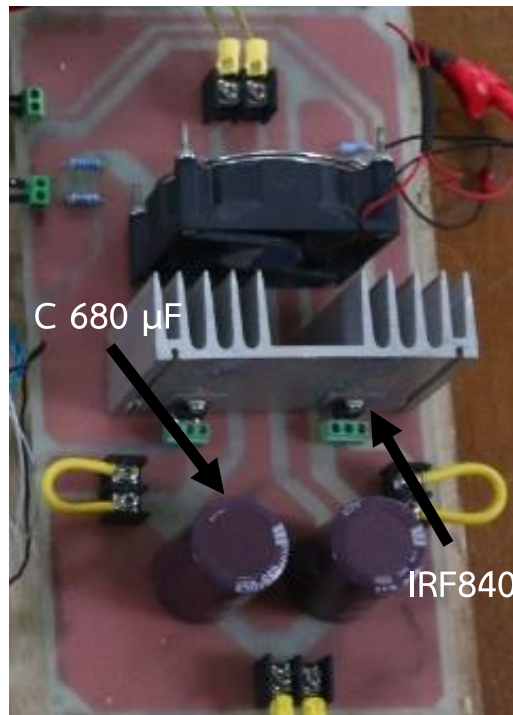
- ไอซี TC4429 เป็นตัวขับเกต

- High speed Optocouplers 6N137 เป็นอุปกรณ์แยกโดดการขับนำด้วยการเชื่อมต่อทางแสง

1.3 วงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสสลับแบบกึ่งบริดจ์ (Half-Bridge Inverter)

จะแบ่งออกเป็น 2 ส่วน คือส่วนแรกจะเป็นตัวเก็บประจุเพื่อแบ่งครึ่งแรงดันไฟฟ้ากระแสตรงด้านเข้า และส่วนที่สองเป็นมอสเฟตทำหน้าที่สวิตซ์ในช่วงการทำงานที่ต้องการ ในการเลือกใช้มอสเฟตเป็นตัวสวิตซ์กำลัง เนื่องจากมอสเฟตมีความเร็วในการสวิตซ์ที่สูง ซึ่งมีส่วนประกอบการใช้งานดังนี้

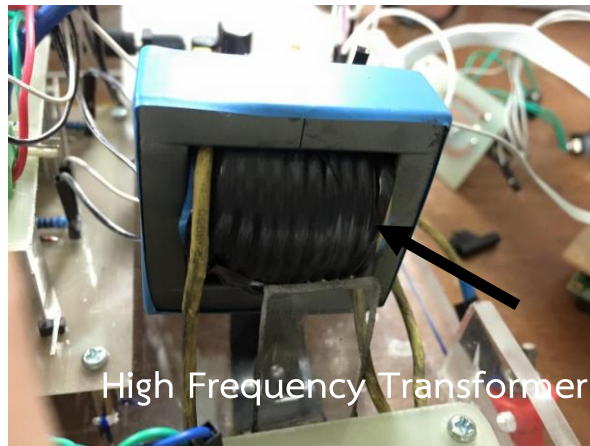
- มอสเฟตเบอร์ IRF840 ซึ่งมีพิกัดกระแส 8 A และพิกัดแรงดัน 500 V
- Capacitor ชนิดอิเล็กโทรไลต์ขนาด 680 μF ทนพิกัดแรงดันได้ 450 V ขนาดเท่ากันทั้งสองตัว



รูปที่ ข-3 วงจรอินเวอร์เตอร์แบบกึ่งบริดจ์

1.4 หม้อแปลงความถี่สูง

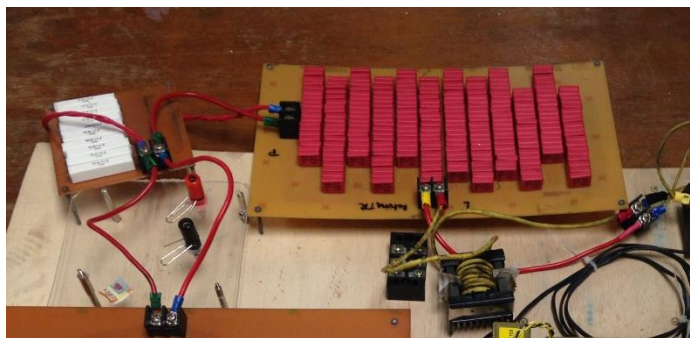
เป็นหม้อแปลงที่ทำการออกแบบสำหรับวงจรกึ่งบริดจ์อินเวอร์เตอร์ โดยการออกแบบหม้อแปลงความถี่สูงได้ใช้แกนเฟอร์ไรต์แบบ ETD 44



รูปที่ ข-4 หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

1.5 ชุดวงจร LCC เรโซแนนซ์

ใช้ตัวเก็บประจุต่ออนุกรมและขนานกันเพื่อให้สามารถทนแรงดันได้สูงขึ้น ตัวเหนี่ยวนำ
 พันตามทฤษฎี Kg Approach



รูปที่ ข-5 วงจร LCC เรโซแนนซ์

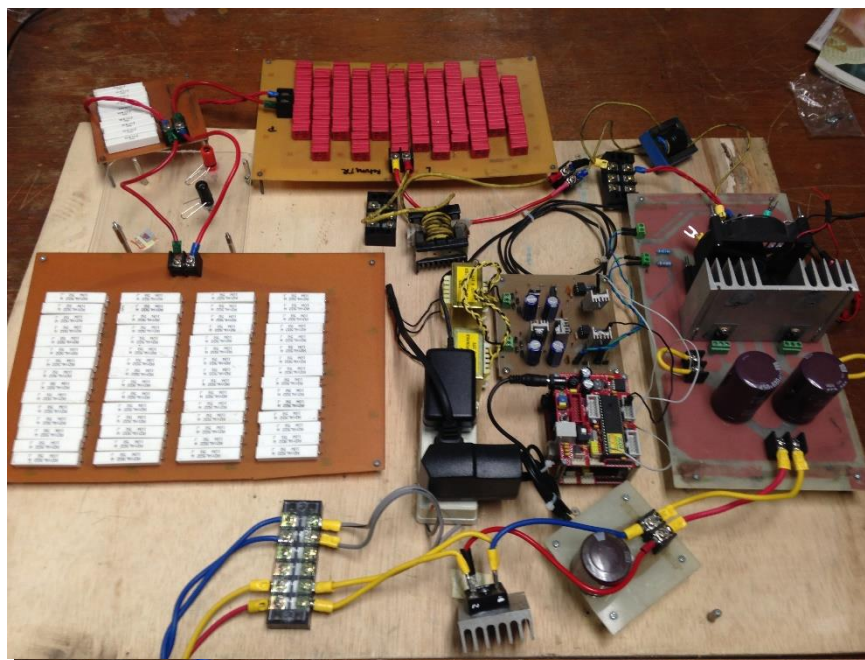
1.5 ชุดตัดชิ้นเนื้อทดลอง

- อิเล็กโทรดที่เป็นหัวจี้ตัด (Active Electrode)
- อิเล็กโทรดแผ่น (Plate Electrode หรือ Return Electrode)



รูปที่ ข-6 Active electrode ปลายแหลมแบบเข็ม (ซ้าย) ปลายเป็นใบมีด (ขวา)

1.6 เครื่องจี้ตัดด้วยไฟฟ้า



รูปที่ ข-7 เครื่องจี้ตัดด้วยไฟฟ้า

2. ความปลอดภัยในการใช้งานเครื่องจี้ตัดด้วยไฟฟ้า

ในส่วนของเรื่องความปลอดภัยในการใช้งานเครื่องผ่าตัดไฟฟ้ามีความสำคัญเป็นอย่างมาก ซึ่งผู้ใช้งานจะต้องมีความชำนาญในการใช้งาน และจะต้องคำนึงถึงของควรระวังในการใช้งาน ดังนี้

1. การแก้ไขเครื่องจี้ตัดไฟฟ้าจะต้องอยู่ภายใต้การควบคุมของผู้ที่มีความรู้ และความชำนาญ
2. การปรับเปลี่ยนเครื่องที่นอกเหนือจากข้อกำหนดของเครื่อง อาจจะเป็นผลเสียต่อตัวเครื่องได้
3. อุปกรณ์ทุกชิ้นจะต้องอยู่ในสภาพที่ดีก่อนการใช้งานจริง
4. หัวจี้ตัดไฟฟ้านำมาใช้จะต้องสะอาดปราศจากคราบ เพราะจะทำให้เกิดค่าความต้านทานผิดเพี้ยน

ภาคผนวก ข.
Datasheet ของอุปกรณ์

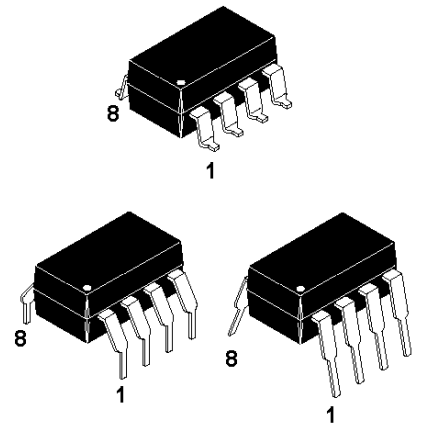


HIGH SPEED-10 MBit/s LOGIC GATE OPTOCOUPLERS

SINGLE-CHANNEL 6N137 HCPL-2601 HCPL-2611	DUAL-CHANNEL HCPL-2630 HCPL-2631
--	---

DESCRIPTION

The 6N137, HCPL-2601/2611 single-channel and HCPL-2630/2631 dual-channel optocouplers consist of a 850 nm AlGaAs LED, optically coupled to a very high speed integrated photodetector logic gate with a strobable output. This output features an open collector, thereby permitting wired OR outputs. The coupled parameters are guaranteed over the temperature range of -40°C to +85°C. A maximum input signal of 5 mA will provide a minimum output sink current of 13 mA (fan out of 8). An internal noise shield provides superior common mode rejection of typically 10 kV/μs. The HCPL- 2601 and HCPL- 2631 has a minimum CMR of 5 kV/μs. The HCPL-2611 has a minimum CMR of 10 kV/μs.

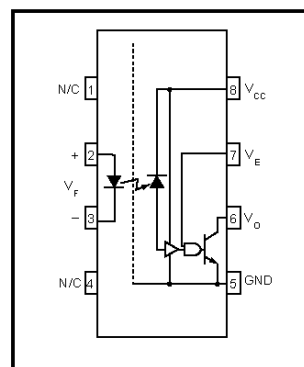


FEATURES

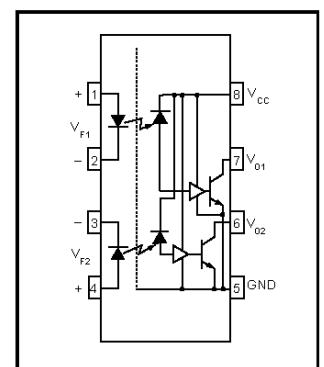
- Very high speed-10 MBit/s
- Superior CMR-10 kV/μs
- Double working voltage-480V
- Fan-out of 8 over -40°C to +85°C
- Logic gate output
- Strobable output
- Wired OR-open collector
- U.L. recognized (File # E90700)

APPLICATIONS

- Ground loop elimination
- LSTTL to TTL, LSTTL or 5-volt CMOS
- Line receiver, data transmission
- Data multiplexing
- Switching power supplies
- Pulse transformer replacement
- Computer-peripheral interface



Single-channel circuit drawing



Dual-channel circuit drawing

TRUTH TABLE
(Positive Logic)

Input	Enable	Output
H	H	L
L	H	H
H	L	H
L	L	H
H	NC	L



HIGH SPEED-10 MBit/s LOGIC GATE OPTOCOUPLERS

SINGLE-CHANNEL
6N137
HCPL-2601
HCPL-2611

DUAL-CHANNEL
HCPL-2630
HCPL-2631

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS (No derating required up to 85°C)

Parameter	Symbol	Value	Units
Storage Temperature	T_{STG}	-55 to +125	°C
Operating Temperature	T_{OPR}	-40 to +85	°C
Lead Solder Temperature	T_{SOL}	260 for 10 sec	°C
EMITTER			
DC/Average Forward Current	I_F	50	mA
Input Current		30	
Enable Input Voltage	V_E	5.5	V
Not to exceed V_{CC} by more than 500 mV			
Reverse Input Voltage	V_R	5.0	V
Power Dissipation	P_I	100	mW
		45	
DETECTOR			
Supply Voltage	V_{CC} (1 minute max)	7.0	V
Output Current	I_O	50	mA
		50	
Output Voltage	V_O	7.0	V
Collector Output Power Dissipation	P_O	85	mW
		60	

RECOMMENDED OPERATING CONDITIONS

Parameter	Symbol	Min	Max	Units
Input Current, Low Level	I_{FL}	0	250	μA
Input Current, High Level	I_{FH}	*6.3	15	mA
Supply Voltage, Output	V_{CC}	4.5	5.5	V



HIGH SPEED-10 MBit/s LOGIC GATE OPTOCOUPLEDERS

SINGLE-CHANNEL
6N137
HCPL-2601
HCPL-2611

DUAL-CHANNEL
HCPL-2630
HCPL-2631

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$ Unless otherwise specified.)

INDIVIDUAL COMPONENT CHARACTERISTICS

Parameter	Test Conditions	Symbol	Min	Typ**	Max	Unit
EMITTER						
Input Forward Voltage	($I_F = 10\text{ mA}$) $T_A = 25^\circ\text{C}$	V_F		1.4	1.8	V
Input Reverse Breakdown Voltage	($I_R = 10\ \mu\text{A}$)	B_{VR}	5.0			V
Input Capacitance	($V_F = 0$, $f = 1\text{ MHz}$)	C_{IN}		60		pF
Input Diode Temperature Coefficient	($I_F = 10\text{ mA}$)	$\Delta V_F/\Delta T_A$		-1.4		mV/ $^\circ\text{C}$
DETECTOR						
High Level Supply Current	Single Channel Dual Channel ($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $I_F = 0\text{ mA}$) ($V_E = 0.5\text{ V}$)	I_{CCH}		7 15	10 20	mA
Low Level Supply Current	Single Channel Dual Channel ($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $I_F = 10\text{ mA}$) ($V_E = 0.5\text{ V}$)	I_{CCL}		9 19	13 26	mA
Low Level Enable Current	($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $V_E = 0.5\text{ V}$)	I_{EL}		-0.8	-1.6	mA
High Level Enable Current	($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $V_E = 2.0\text{ V}$)	I_{EH}		-0.6	-1.6	mA
High Level Enable Voltage	($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $I_F = 10\text{ mA}$)	V_{EH}	2.0			V
Low Level Enable Voltage	($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $I_F = 10\text{ mA}$) (Note 3)	V_{EL}			0.8	V

SWITCHING CHARACTERISTICS ($T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$, $V_{CC} = 5\text{ V}$, $I_E = 7.5\text{ mA}$ Unless otherwise specified.)



HIGH SPEED-10 MBit/s LOGIC GATE OPTOCOUPLEDERS

SINGLE-CHANNEL
6N137
HCPL-2601
HCPL-2611

DUAL-CHANNEL
HCPL-2630
HCPL-2631

TRANSFER CHARACTERISTICS ($T_A = -40^\circ\text{C}$ to $+85^\circ\text{C}$ Unless otherwise specified.)						
DC Characteristics	Test Conditions	Symbol	Min	Typ**	Max	Unit
High Level Output Current	($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $V_O = 5.5\text{ V}$) ($I_F = 250\ \mu\text{A}$, $V_E = 2.0\text{ V}$) (Note 2)	I_{OH}			100	μA
Low Level Output Current	($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $I_F = 5\text{ mA}$) ($V_E = 2.0\text{ V}$, $I_{CL} = 13\text{ mA}$) (Note 2)	V_{OL}		.35	.06	V
Input Threshold Current	($V_{CC} = 5.5\text{ V}$, $V_O = 0.6\text{ V}$, $V_E = 2.0\text{ V}$, $I_{OL} = 13\text{ mA}$)	I_{FT}		3	5	mA

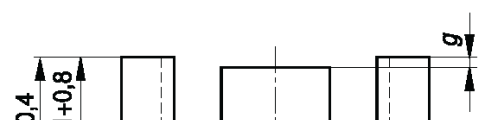


ETD 44/22/15

Core

B66365

- To IEC 61185
- For SMPS transformers with optimum weight/performance ratio at small volume
- Delivery mode: single units



8A, 500V, 0.850 Ohm, N-Channel Power MOSFET

This N-Channel enhancement mode silicon gate power field effect transistor is an advanced power MOSFET designed, tested, and guaranteed to withstand a specified level of energy in the breakdown avalanche mode of operation. All of these power MOSFETs are designed for applications such as switching regulators, switching converters, motor drivers, relay drivers, and drivers for high power bipolar switching transistors requiring high speed and low gate drive power. These types can be operated directly from integrated circuits.

Formerly developmental type TA17425.

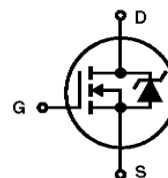
Ordering Information

PART NUMBER	PACKAGE	BRAND
IRF840	TO-220AB	IRF840

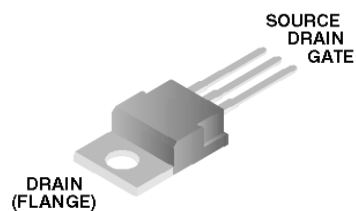
NOTE: When ordering, include the entire part number.

Features

- 8A, 500V
- $r_{DS(ON)} = 0.850\Omega$
- Single Pulse Avalanche Energy Rated
- SOA is Power Dissipation Limited
- Nanosecond Switching Speeds
- Linear Transfer Characteristics
- High Input Impedance
- Related Literature
 - TB334 "Guidelines for Soldering Surface Mount Components to PC Boards"

Symbol

Packaging

JEDEC TO-220AB
TOP VIEW



IRF840

Absolute Maximum Ratings $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

	IRF840	UNITS
Drain to Source Voltage (Note 1)	500	V
Drain to Gate Voltage ($R_{GS} = 20\text{k}\Omega$) (Note 1)	500	V
Continuous Drain Current	8.0	A
$T_C = 100^\circ\text{C}$	5.1	A
Pulsed Drain Current (Note 3)	32	A
Gate to Source Voltage	± 20	V
Maximum Power Dissipation	125	W
Linear Derating Factor	1.0	W/ $^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy Rating (Note 4)	510	mJ
Operating and Storage Temperature	-55 to 150	$^\circ\text{C}$
Maximum Temperature for Soldering		
Leads at 0.063in (1.6mm) from Case for 10s.	300	$^\circ\text{C}$
Package Body for 10s. See Techbrief 334	260	$^\circ\text{C}$

CAUTION Stresses above those listed in "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. This is a stress only rating and operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operational sections of this specification is not implied.

NOTE:

1. $T_J = 25^\circ\text{C}$ to 125°C .

Electrical Specifications $T_C = 25^\circ\text{C}$, Unless Otherwise Specified

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Drain to Source Breakdown Voltage	BV_{DSS}	$V_{GS} = 0\text{V}$, $I_D = 250\mu\text{A}$ (Figure 10)	500	-	-	V
Gate to Threshold Voltage	$V_{GS(TH)}$	$V_{GS} = V_{DS}$, $I_D = 250\mu\text{A}$	2.0	-	4.0	V
Zero-Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = \text{Rated } BV_{DSS}$, $V_{GS} = 0\text{V}$	-	-	25	μA
		$V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$, $V_{GS} = 0\text{V}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$	-	-	250	μA
On-State Drain Current (Note 2)	$I_{D(ON)}$	$V_{DS} > I_{D(ON)} \times r_{DS(ON)MAX}$, $V_{GS} = 10\text{V}$	8.0	-	-	A
Gate to Source Leakage Current	I_{GSS}	$V_{GS} = +20\text{V}$	-	-	-100	nA
Drain to Source On Resistance (Note 2)	$r_{DS(ON)}$	$V_{GS} = 10\text{V}$, $I_D = 4.4\text{A}$ (Figures 8, 9)	-	0.8	0.85	Ω
Forward Transconductance (Note 2)	g_{fs}	$V_{DS} \geq 50\text{V}$, $I_D = 4.4\text{A}$ (Figure 12)	4.9	7.4	-	S
Turn-On Delay Time	$t_{D(ON)}$	$V_{DD} = 250\text{V}$, $I_D = 8\text{A}$, $R_G = 9.1\Omega$, $R_L = 30\Omega$ MOSFET Switching Times are Essentially Independent of Operating Temperature.	-	15	21	ns
Rise Time	t_r		-	21	35	ns
Turn-Off Delay Time	$t_{D(OFF)}$		-	50	74	ns
Fall Time	t_f		-	20	30	ns
Total Gate Charge (Gate to Source + Gate to Drain)	$Q_g(\text{TOT})$	$V_{GS} = 10\text{V}$, $I_D = 8\text{A}$, $V_{DS} = 0.8 \times \text{Rated } BV_{DSS}$ $I_{g(\text{REF})} = 1.5\text{mA}$ (Figure 14) Gate Charge is Essentially Independent of Operating Temperature	-	42	63	nC
Gate to Source Charge	Q_{gs}		-	7.0	-	nC
Gate to Drain "Miller" Charge	Q_{gd}		-	22	-	nC
Input Capacitance	C_{ISS}	$V_{GS} = 0\text{V}$, $V_{DS} = 25\text{V}$, $f = 1.0\text{MHz}$ (Figure 11)	-	1225	-	pF
Output Capacitance	C_{OSS}		-	200	-	pF
Reverse-Transfer Capacitance	C_{RSS}		-	85	-	pF
Internal Drain Inductance	L_D		Measured from the Contact Screw on Tab	-	3.5	-
		Modified MOSFET Symbol Showing the				

IRF840

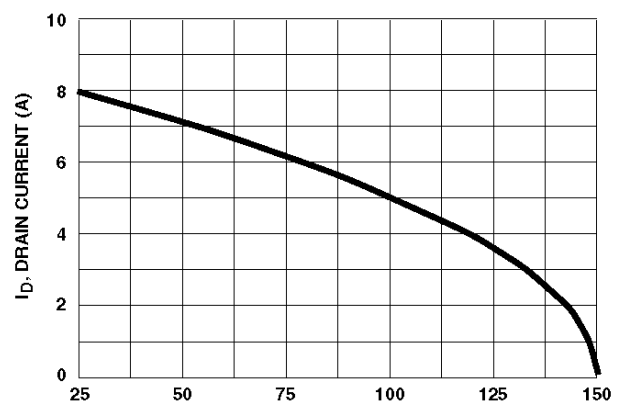
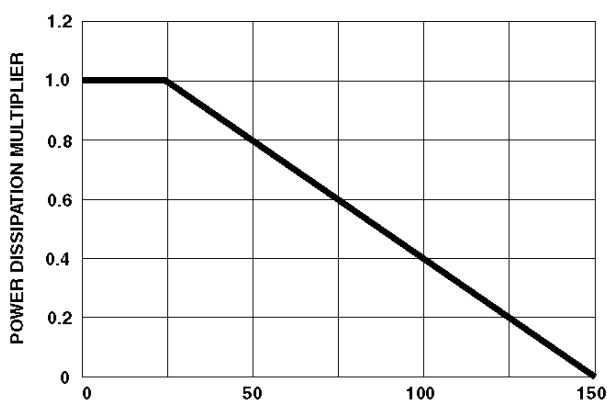
Source to Drain Diode Specifications

PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	MIN	TYP	MAX	UNITS
Continuous Source to Drain Current	I_{SD}	Modified MOSFET Symbol Showing the Integral Reverse P-N Junction Diode	-	-	8.0	A
Pulse Source to Drain Current (Note 3)	I_{SDM}		-	-	32	A
Source to Drain Diode Voltage (Note 2)	V_{SD}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $I_{SD} = 8.0\text{A}$, $V_{GS} = 100\text{A}/\mu\text{s}$ (Figure 13)	-	-	2.0	V
Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $I_{SD} = 8.0\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	210	475	970	ns
Reverse Recovered Charge	Q_{RR}	$T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $I_{SD} = 8.0\text{A}$, $dI_{SD}/dt = 100\text{A}/\mu\text{s}$	2.0	4.6	8.2	μC

NOTES:

2. Pulse Test: Pulse width $\leq 300\mu\text{s}$, duty cycle $\leq 2\%$.
3. Repetitive Rating: Pulse width limited by Max junction temperature. See Transient Thermal Impedance curve (Figure 3).
4. $V_{DD} = 50\text{V}$, starting $T_J = 25^{\circ}\text{C}$, $L = 14\text{mH}$, $R_G = 25\Omega$, peak $I_{AS} = 8\text{A}$.

Typical Performance Curves Unless Otherwise Specified





KBPC1000/W – KBPC1010/W

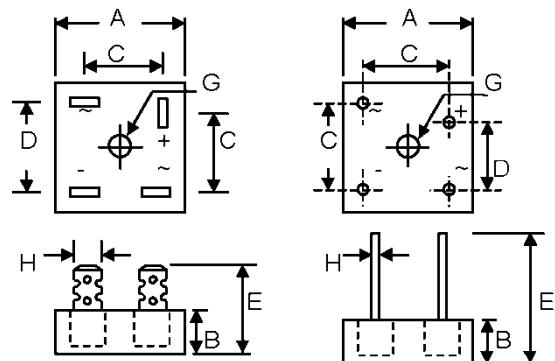
10A HIGH CURRENT BRIDGE RECTIFIER

Features

- Diffused Junction
- Low Reverse Leakage Current
- Low Power Loss, High Efficiency
- Electrically Isolated Metal Case for Maximum Heat Dissipation
- Case to Terminal Isolation Voltage 2500V
- UL Recognized File # E157705

Mechanical Data

- Case: Metal Case with Electrically Isolated Epoxy
- Terminals: Plated Leads Solderable per MIL-STD-202, Method 208
- Polarity: Symbols Marked on Case
- Mounting: Through Hole for #10 Screw
- Weight: KBPC 31.6 grams (approx.)



KBPC

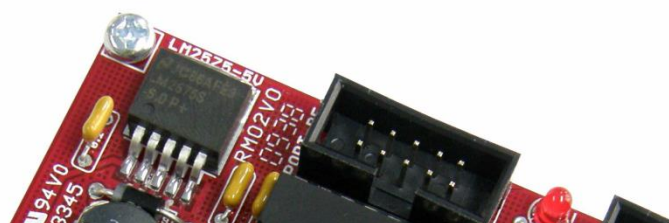
KBPC-W

Dim	KBPC		KBPC-W	
	Min	Max	Min	Max
A	28.40	28.70	28.40	28.70
B	10.97	11.23	10.97	11.23

คู่มือการใช้งานบอร์ดไมโครคอนโทรลเลอร์รุ่น ET-BASE dsPIC30F2010/4011

ETT

ET-BASE dsPIC30F2010/4011





TC4420/TC4429

6A High-Speed MOSFET Drivers

Features

- Latch-Up Protected: Will Withstand $>1.5A$ Reverse Output Current
- Logic Input Will Withstand Negative Swing Up To 5V
- ESD Protected: 4 kV
- Matched Rise and Fall Times:
 - 25 ns (2500 pF load)
- High Peak Output Current: 6A
- Wide Input Supply Voltage Operating Range:
 - 4.5V to 18V
- High Capacitive Load Drive Capability: 10,000 pF
- Short Delay Time: 55 ns (typ.)
- CMOS/TTL Compatible Input
- Low Supply Current With Logic '1' Input:
 - 450 μA (typ.)
- Low Output Impedance: 2.5 Ω
- Output Voltage Swing to Within 25 mV of Ground or V_{DD}
- Space-Saving 8-Pin SOIC and 8-Pin 6x5 DFN Packages

Applications

- Switch-Mode Power Supplies
- Motor Controls
- Pulse Transformer Driver
- Class D Switching Amplifiers

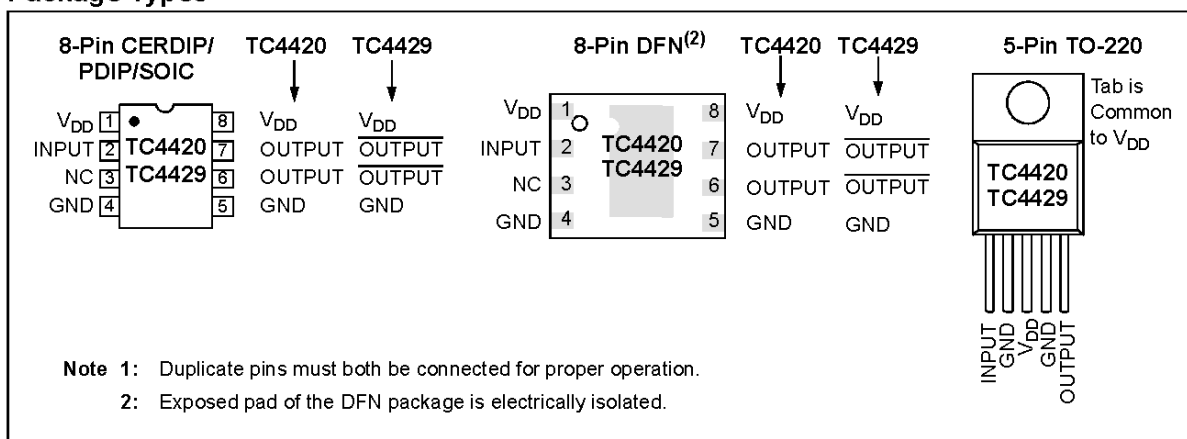
General Description

The TC4420/TC4429 are 6A (peak), single-output MOSFET drivers. The TC4429 is an inverting driver (pin-compatible with the TC429), while the TC4420 is a non-inverting driver. These drivers are fabricated in CMOS for lower power and more efficient operation versus bipolar drivers.

Both devices have TTL/CMOS compatible inputs that can be driven as high as $V_{DD} + 0.3V$ or as low as $-5V$ without upset or damage to the device. This eliminates the need for external level-shifting circuitry and its associated cost and size. The output swing is rail-to-rail, ensuring better drive voltage margin, especially during power-up/power-down sequencing. Propagational delay time is only 55 ns (typ.) and the output rise and fall times are only 25 ns (typ.) into 2500 pF across the usable power supply range.

Unlike other drivers, the TC4420/TC4429 are virtually latch-up proof. They replace three or more discrete components, saving PCB area, parts and improving overall system reliability.

Package Types⁽¹⁾



TC4420/TC4429

1.0 ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Absolute Maximum Ratings†

Supply Voltage	+20V
Input Voltage	- 5V to $V_{DD} + 0.3V$
Input Current ($V_{IN} > V_{DD}$).....	50 mA
Power Dissipation ($T_A \leq 70^\circ C$)	
5-Pin TO-220	1.6W
CERDIP	800 mW
DFN	Note 2
PDIP	730 mW
SOIC	470 mW
Package Power Dissipation ($T_A \leq 25^\circ C$)	
5-Pin TO-220 (With Heatsink)	12.5W
Thermal Impedances (To Case)	
5-Pin TO-220 $R_{\theta J-C}$	10°C/W

† Stresses above those listed under "Absolute Maximum Ratings" may cause permanent damage to the device. These are stress ratings only and functional operation of the device at these or any other conditions above those indicated in the operation sections of the specifications is not implied. Exposure to Absolute Maximum Rating conditions for extended periods may affect device reliability.

DC CHARACTERISTICS

Electrical Specifications: Unless otherwise noted, $T_A = +25^\circ C$ with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$.						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Input						
Logic '1', High Input Voltage	V_{IH}	2.4	1.8	—	V	
Logic '0', Low Input Voltage	V_{IL}	—	1.3	0.8	V	
Input Voltage Range	V_{IN}	-5	—	$V_{DD}+0.3$	V	
Input Current	I_{IN}	-10	—	+10	μA	$0V \leq V_{IN} \leq V_{DD}$
Output						
High Output Voltage	V_{OH}	$V_{DD} - 0.025$	—	—	V	DC TEST
Low Output Voltage	V_{OL}	—	—	0.025	V	DC TEST
Output Resistance, High	R_{OH}	—	2.1	2.8	Ω	$I_{OUT} = 10 \text{ mA}$, $V_{DD} = 18V$
Output Resistance, Low	R_{OL}	—	1.5	2.5	Ω	$I_{OUT} = 10 \text{ mA}$, $V_{DD} = 18V$
Peak Output Current	I_{PK}	—	6.0	—	A	$V_{DD} = 18V$
Latch-Up Protection Withstand Reverse Current	I_{REV}	—	> 1.5	—	A	Duty cycle $\leq 2\%$, $t \leq 300 \mu\text{sec}$
Switching Time (Note 1)						
Rise Time	t_R	—	25	35	ns	Figure 4-1, $C_L = 2,500 \text{ pF}$
Fall Time	t_F	—	25	35	ns	Figure 4-1, $C_L = 2,500 \text{ pF}$
Delay Time	t_{D1}	—	55	75	ns	Figure 4-1
Delay Time	t_{D2}	—	55	75	ns	Figure 4-1
Power Supply						
Power Supply Current	I_S	—	0.45	1.5	mA	$V_{IN} = 3V$
		—	55	150	μA	$V_{IN} = 0V$
Operating Input Voltage	V_{DD}	4.5	—	18	V	

Note 1: Switching times measured by design.

TC4420/TC4429

DC CHARACTERISTICS (OVER OPERATING TEMPERATURE RANGE)

Electrical Specifications: Unless otherwise noted, over operating temperature range with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$.						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Input						
Logic '1', High Input Voltage	V_{IH}	2.4	—	—	V	
Logic '0', Low Input Voltage	V_{IL}	—	—	0.8	V	
Input Voltage Range	V_{IN}	-5	—	$V_{DD} + 0.3$	V	
Input Current	I_{IN}	-10	—	+10	μA	$0V \leq V_{IN} \leq V_{DD}$
Output						
High Output Voltage	V_{OH}	$V_{DD} - 0.025$	—	—	V	DC TEST
Low Output Voltage	V_{OL}	—	—	0.025	V	DC TEST
Output Resistance, High	R_{OH}	—	3	5	Ω	$I_{OUT} = 10 \text{ mA}$, $V_{DD} = 18V$
Output Resistance, Low	R_{OL}	—	2.3	5	Ω	$I_{OUT} = 10 \text{ mA}$, $V_{DD} = 18V$
Switching Time (Note 1)						
Rise Time	t_R	—	32	60	ns	Figure 4-1, $C_L = 2,500 \text{ pF}$
Fall Time	t_F	—	34	60	ns	Figure 4-1, $C_L = 2,500 \text{ pF}$
Delay Time	t_{D1}	—	50	100	ns	Figure 4-1
Delay Time	t_{D2}	—	65	100	ns	Figure 4-1
Power Supply						
Power Supply Current	I_S	—	0.45	3	mA	$V_{IN} = 3V$
		—	60	400	μA	$V_{IN} = 0V$
Operating Input Voltage	V_{DD}	4.5	—	18	V	

Note 1: Switching times ensured by design.

TEMPERATURE CHARACTERISTICS

Electrical Specifications: Unless otherwise noted, all parameters apply with $4.5V \leq V_{DD} \leq 18V$.						
Parameters	Sym	Min	Typ	Max	Units	Conditions
Temperature Ranges						
Specified Temperature Range (C)	T_A	0	—	+70	$^{\circ}C$	
Specified Temperature Range (I)	T_A	-25	—	+85	$^{\circ}C$	
Specified Temperature Range (E)	T_A	-40	—	+85	$^{\circ}C$	
Specified Temperature Range (V)	T_A	-40	—	+125	$^{\circ}C$	
Maximum Junction Temperature	T_J	—	—	+150	$^{\circ}C$	
Storage Temperature Range	T_A	-65	—	+150	$^{\circ}C$	
Package Thermal Resistances						
Thermal Resistance, 5L-TO-220	θ_{JA}	—	71	—	$^{\circ}C/W$	
Thermal Resistance, 8L-CERDIP	θ_{JA}	—	150	—	$^{\circ}C/W$	
Thermal Resistance, 8L-6x5 DFN	θ_{JA}	—	33.2	—	$^{\circ}C/W$	Typical four-layer board

WIMA MKP 10



Polypropylene (PP) Capacitors for Pulse Applications with Double-Sided Metallized Electrodes in PCM 7.5 mm to 52.5 mm. Capacitances from 1000 pF to 47 µF. Rated Voltages from 100 VDC to 3000 VDC.

Special Features

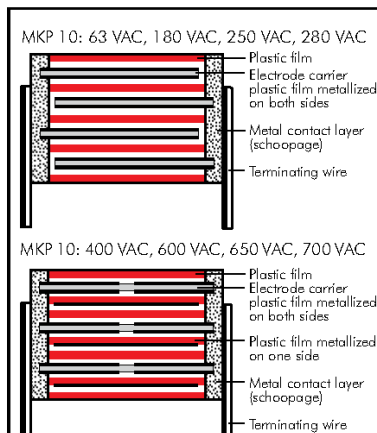
- Pulse duty construction
- Self-healing
- Very low dissipation factor
- Negative capacitance change versus temperature
- According to RoHS 2011/65/EU

Typical Applications

- For pulse applications e.g.
- Switch mode power supplies
 - TV and monitor sets
 - Lighting
 - Audio/video equipment

Construction

Dielectric: Polypropylene (PP) film
Capacitor electrodes: Double-sided metallized plastic film
Internal construction:



Electrical Data

Capacitance range: 1000 pF to 47 µF (E12-values on request)
Rated voltages: 100 VDC, 250 VDC, 400 VDC, 630 VDC, 1000 VDC, 1600 VDC, 2000 VDC, 2500 VDC, 3000 VDC
Capacitance tolerances: ±20%, ±10%, ±5%
Operating temperature range: -55° C to +100° C
Insulation resistance at +20° C:
 C ≤ 0.33 µF: ≥ 1 x 10⁵ MΩ (mean value: 5 x 10⁵ MΩ)
 C > 0.33 µF: ≥ 30 000 sec (MΩ x µF) (mean value: 100 000 sec)
 Measuring voltage: 100 V/1 min.
Test voltage: 2 sec.

L	≤ 2000 VDC	2500 VDC	≥ 3000 VDC
< 41.5	1.6 U _r	1.4 U _r	1.2 U _r
41.5	1.4 U _r	1.4 U _r	1.2 U _r
57	1.2 U _r	1.2 U _r	1.2 U _r

Climatic test category:

55/100/56 in accordance with IEC

Dielectric absorption: 0.05%

Voltage derating:

A voltage derating factor of 1.35 % per K must be applied from +85° C for DC voltages and from +75° C for AC voltages.

Reliability:

Operational life > 300 000 hours
 Failure rate < 1 fit 10.5 x U_r and 40° C

Specific dissipation:

Box size* WxHxL in mm	Specific dissipation in Watts per K above the ambient temperature
35 x 50 x 57	0.132
45 x 55 x 57	0.164
45 x 65 x 57	0.184

* other box sizes see page 11.

Dissipation factors

 at +20° C: tan δ

at f	C ≤ 0.1 µF	0.1 µF < C ≤ 1.0 µF	C > 1.0 µF
1 kHz	≤ 6 x 10 ⁻⁴	≤ 6 x 10 ⁻⁴	≤ 6 x 10 ⁻⁴
10 kHz	≤ 6 x 10 ⁻⁴	≤ 6 x 10 ⁻⁴	-
100 kHz	≤ 15 x 10 ⁻⁴	-	-

Maximum pulse rise time

 for pulses equal to the rated voltage

Capacitance pF/µF	max. pulse rise time V/µsec at T _A < 40° C									
	100VDC	250VDC	400VDC	630VDC	1000VDC	1600VDC	2000VDC	2500VDC	3000VDC	
1000 ... 2200	1250	2300	2300	2300	3500	7000	11500	11500	-	
3300 ... 6800	1150	1500	1500	1500	3500	7000	11500	11500	-	
0.01 ... 0.022	900	1400	1500	1500	2700	3800	4400	11500	-	
0.033 ... 0.068	500	1000	1150	1400	2700	2700	2700	2700	2700	
0.1 ... 0.22	250	650	650	1150	1800	1800	1800	1800	1800	
0.33 ... 0.68	130	390	500	900	1150	1150	1150	1150	1150	
1.0 ... 2.2	90	250	250	500	500	650	650	650	500	
2.2 ... 4.7	45	100	120	190	220	220	220	220	220	

WIMA MKP 10



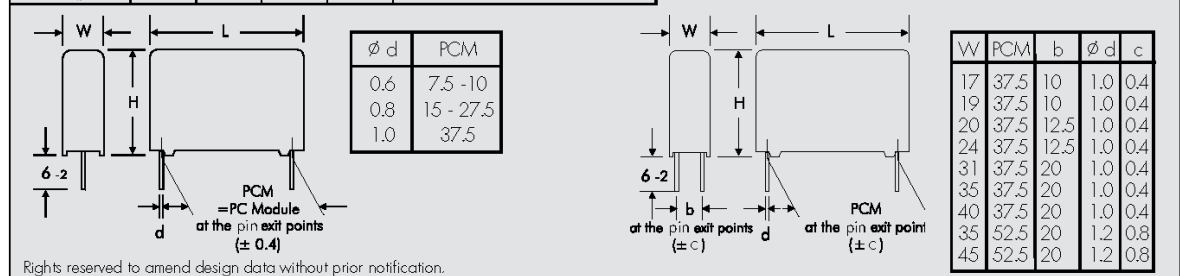
Continuation

General Data

Capacitance	3000 VDC/700 VAC*				
	W	H	L	PCM**	Part number
0.01 μ F	8.5	18.5	26.5	22,5	MKP1W021005F_
0.015 "	10.5	19	26.5	22,5	MKP1W021505G_
0.022 "	11	21	26.5	22,5	MKP1W022205I_
0.033 "	11	21	26.5	22,5	MKP1W023305L_
	9	19	31.5	27.5	MKP1W023306A_
0.047 "	11	21	31.5	27.5	MKP1W024706B_
0.068 "	13	24	31.5	27.5	MKP1W026806D_
0.1 μ F	15	26	31.5	27.5	MKP1W031006F_
	13	24	41.5	37.5	MKP1W031007C_
0.15 "	17	34.5	31.5	27.5	MKP1W031506L_
	15	26	41.5	37.5	MKP1W031507D_
0.22 "	19	32	41.5	37.5	MKP1W032207F_
0.33 "	24	45.5	41.5	37.5	MKP1W033307H_
0.47 "	31	46	41.5	37.5	MKP1W034707I_
0.68 "	35	50	41.5	37.5	MKP1W036807J_
1.0 μ F	40	55	41.5	37.5	MKP1W041007K_
	35	50	57	52.5	MKP1W041009F_
1.5 "	45	55	57	52.5	MKP1W041509H_

* AC voltage: $f \leq 1000 \text{ Hz}; 1.4 \times U_{\text{rms}} + \text{UDC} \leq U_r$
 New box sizes
 ** PCM = Printed circuit module = pin spacing
 Dims. in mm.
 The box sizes according to the main catalogue 2015 are still available on request

Part number completion:	
Version code:	2-pin = 00
	4-pin = D4
Tolerance:	20 % = M
	10 % = K
	5 % = J
Packing:	bulk = S
Pin length:	6-2 = SD
Taped version see page 145.	



Rights reserved to amend design data without prior notification.

