

ระบบประจุไฟฟ้าเคลื่อนที่สำหรับยานยนต์ไฟฟ้า
Mobile Charger for Electric Vehicle

โดย

นายปรัชญา

นายพงศกร

นายพงษ์ไทย

นายพิสิทธิ์

โควิ

ประถมพงษ์

การเที่ยง

กิจประเสริฐ

ปริญญานิพนธ์นี้เป็นส่วนหนึ่งของการศึกษาตามหลักสูตรวิศวกรรมศาสตรบัณฑิต
ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์
สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง
ปีการศึกษา 2565

Mobile Charger for Electric Vehicle



THIS PROJECT SUBMITTED IN PARTIAL FULFILLMENT OF THE REQUIREMENT
FOR THE BACHELOR DEGREE IN ELECTRICAL ENGINEERING
DEPARTMENT OF ELECTRICAL ENGINEERING SCHOOL OF ENGINEERING
KING MONGKUT'S INSTITUTE OF TECHNOLOGY LADKRABANG

2022

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปีการศึกษา 2565

ระบบประจุไฟฟ้าเคลื่อนที่สำหรับยานยนต์ไฟฟ้า

Mobile Charger for Electric Vehicle



อาจารย์ที่ปรึกษา

ดร.สมภพ ผลไม้

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ปริญญาานิพนธ์ปีการศึกษา 2565

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า

คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

เรื่องระบบประจุไฟฟ้าเคลื่อนที่สำหรับยานยนต์ไฟฟ้า

ผู้จัดทำ

- | | | | |
|-----------------|-------------|--------------|----------|
| 1. นาย ปรัชญา | โควิ | รหัสนักศึกษา | 62010534 |
| 2. นาย พงศกร | ประถมพงษ์ | รหัสนักศึกษา | 62010576 |
| 3. นาย พงษ์ไทย | การเที่ยง | รหัสนักศึกษา | 62010584 |
| 4. นาย พิสิทธิ์ | กิจประเสริฐ | รหัสนักศึกษา | 62010644 |



..... อาจารย์ที่ปรึกษา

(ดร.สมภพ ผลไม้)

ระบบประจุไฟฟ้าเคลื่อนที่สำหรับยานยนต์ไฟฟ้า

นาย ปรัชญา โควิ
นาย พงศกร ประถมพงษ์
นาย พงษ์ไทย การเที่ยง
นาย พิสิทธิ์ กิจประเสริฐ
ดร.สมภพ ผลไม้ อาจารย์ที่ปรึกษา
ปีการศึกษา 2565

บทคัดย่อ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบระบบประจุไฟฟ้าเคลื่อนที่สำหรับยานยนต์ไฟฟ้า มุ่งเน้นไปที่การพัฒนาออกแบบ Bi-directional CLLC DC-DC converter ให้สามารถจ่ายกำลังได้ตามความต้องการยานยนต์ไฟฟ้า ในปริญญาานิพนธ์นี้ได้ทำการเพิ่มช่วงแรงดันในการทำงานจากตัวต้นแบบเดิม เป็นที่ช่วง 700 V - 1000 V เพื่อให้รองรับแนวโน้มความต้องการแรงดันไฟฟ้าที่สูงขึ้น ซึ่งได้ทำการจำลองการทำงานผ่านโปรแกรม PSIM และนำผลการจำลองมาออกแบบเพื่อเปลี่ยนอุปกรณ์ภายในวงจรให้เหมาะสมซึ่งประกอบไปด้วยหม้อแปลงความถี่สูง ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กทรอไลต์ ตัวเก็บประจุแบบฟิล์ม และ MOSFET จากการจำลองพบว่า Bi-directional CLLC DC-DC Converter ที่ออกแบบมีประสิทธิภาพที่พิกัดกำลังมากกว่า 98% ทั้งสองทิศทาง ใกล้เคียงกับตัวต้นแบบอ้างอิง สามารถนำไปพัฒนาต่อในการทำระบบประจุไฟฟ้าเคลื่อนที่สำหรับยานยนต์ไฟฟ้าเพื่อเป็นทางเลือกและอำนวยความสะดวกให้กับผู้ใช้ยานยนต์ไฟฟ้า และแก้ปัญหาความแออัดของสถานีประจุไฟฟ้าและปัญหาแบตเตอรี่หมดก่อนถึงสถานีชาร์จได้

Mobile Charger for Electric Vehicle

Mr. Prachaya Kowi

Mr. Phongsagorn Prathomphong

Mr. Pongthai Kanteang

Mr. Pisit Kitprasert

Dr. Sompob Polmai Advisor

ABSTRACT

This project presents the design of mobile charging for electric vehicles that focuses on the design and development of bi-directional CLLC DC-DC converter for supplying electric power required by electric vehicles. In this project, the operating voltage range was increased from the prototype to the range 700 V - 1000 V to accommodate the high voltage trend of modern EV. The design change has been simulated using PSIM program and the simulation results were applied to redesign of key components including high-frequency transformer, resonant inductors, electrolytic capacitors, film capacitors and MOSFET. From the simulation results, it was found that the redesigned bi-directional CLLC DC-DC Converter had rated power efficiency of more than 98% in both direction comparable to those of the reference design. The new designed converter can be further realized and developed for electric vehicle mobile charger as an alternative and convenient way for electric vehicle users and can solve the problem of crowded station as well as empty battery before reaching charging station situation.

กิตติกรรมประกาศ

ปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้สำเร็จลุล่วงไปได้ด้วยดี ด้วยการช่วยเหลือจากหลายท่านโดยเฉพาะอย่างยิ่งต้องขอขอบคุณ ดร.สมภพ ผลไม้ อาจารย์ที่ปรึกษา ที่ได้กรุณาให้ข้อเสนอแนะและข้อคิดเห็นต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อโครงการมาด้วยดีตลอด และได้กรุณาตรวจแก้ไขปริญญาานิพนธ์จนสำเร็จเรียบร้อยเป็นอย่างดี

ขอขอบคุณพี่ๆ ปริญญาโทในห้องปฏิบัติการ Pearl Lab ที่ให้ความช่วยเหลือและให้ความอนุเคราะห์ในการช่วยเหลือแก้ปัญหาต่างๆ รวมถึงให้คำแนะนำและข้อคิดเห็นต่างๆ ที่มีประโยชน์ต่อโครงการ

ขอขอบคุณคุณณัฐพล มฤคทัต เจ้าหน้าที่ฝ่ายสนับสนุนวิชาการ ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า และพี่ๆ ในห้องเขียว ที่ให้ความอนุเคราะห์ในการเปิดอุปกรณ์และขอใช้เครื่องมือต่างๆ

ขอขอบคุณคุณนครศักดิ์ แสงศรี เจ้าหน้าที่ห้องปฏิบัติการภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า ที่ให้ความช่วยเหลือในการใช้ห้องปฏิบัติการในการทดสอบ และให้คำแนะนำในการใช้อุปกรณ์ต่างๆ ภายในห้องปฏิบัติการ

ท้ายนี้คณะผู้จัดทำ ขอกราบขอบพระคุณบิดามารดาและครอบครัว ผู้ซึ่งเปิดโอกาสให้ได้รับการศึกษา ตลอดจนให้การสนับสนุนในด้านการเงินและให้กำลังใจระหว่างการดำเนินการ รวมทั้งเพื่อนๆ ที่ให้ความช่วยเหลือทางความคิดเห็น จัดหาอุปกรณ์ต่างๆ ที่เป็นประโยชน์ต่อปริญญาานิพนธ์ฉบับนี้จนสำเร็จไปได้ด้วยดี จึงขอขอบคุณไว้ ณ ที่นี้ด้วย

คณะผู้จัดทำ

สารบัญ

เรื่อง	หน้า
บทคัดย่อ	I
ABSTRACT	II
กิตติกรรมประกาศ	III
สารบัญ	IV
สารบัญรูปภาพ	VII
สารบัญตาราง	IX
บทที่ 1 บทนำ	
1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา	1
1.2 วัตถุประสงค์	5
1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการ	6
1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน	6
1.5 ผลที่คาดว่าจะได้รับ	7
บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง	
2.1 ส่วนประกอบและหลักการทำงานของ Bi-directional CLLC DC-DC converter	8
2.2 สมการที่เกี่ยวข้องในการคำนวณและออกแบบ	10
2.2.1 การประมาณด้วยฮาร์โมนิกแรก (First Harmonic Approximation, FHA)	10
2.2.2 สารแม่เหล็ก	12
2.2.3 ทฤษฎีพื้นฐานสำหรับอุปกรณ์แม่เหล็ก	12
2.2.4 ทฤษฎีพื้นฐานอุปกรณ์แม่เหล็ก	15
2.2.5 ทฤษฎีพื้นฐานหม้อแปลงไฟฟ้า	16
2.2.6 วงรอบฮีสเทอรีซิส และกำลังไฟฟ้าสูญเสียในอุปกรณ์แม่เหล็ก	17
2.3 หลักการพื้นฐานในการออกแบบอุปกรณ์แม่เหล็ก	22
2.4 การออกแบบอุปกรณ์แม่เหล็กโดยใช้เงื่อนไขการอิ่มตัว	23
2.5 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าและตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงด้วยวิธีผลคูณพื้นที่	27
2.5.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำด้วยวิธีผลคูณพื้นที่	30

สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง	หน้า
2.5.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำด้วยวิธีผลคูณพื้นที่สำหรับแกนเฟอร์ไรต์	30
บทที่ 3 การออกแบบและสร้างอุปกรณ์	
3.1 การศึกษาและการจำลองการทำงานของวงจร	34
3.2 การพัฒนาออกแบบและการจำลองการทำงานของวงจร	36
3.2.1 การหาค่าพารามิเตอร์ในวงจร	37
3.2.2 การจำลองการทำงานของวงจร	39
3.3 การออกแบบและสร้างอุปกรณ์	40
3.3.1 การออกแบบหม้อแปลง	40
3.3.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ	41
3.3.3 MOSFETs	44
3.3.4 ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์	45
3.4 การควบคุมกระแสไฟฟ้าขาออก (Output current control)	46
บทที่ 4 การจำลองและผลการทดลอง	
4.1 บทนำ	47
4.2 ผลการจำลองการทำงานในโหมด Forward 1000V-700V (Buck)	47
4.3 ผลการจำลองการทำงานในโหมด Reverse 700V-1000V (boost)	49
บทที่ 5 สรุปผลการทดลอง	
5.1 บทสรุป	51
5.2 ข้อเสนอแนะและข้อควรระวัง	51
5.3 แนวทางการพัฒนา	51
เอกสารอ้างอิง	52
ภาคผนวก	
ภาคผนวก ก	54
ภาคผนวก ข บทความทางวิชาการ	64

สารบัญ (ต่อ)

เรื่อง
ประวัติผู้เขียน

หน้า
69



สารบัญรูปภาพ

รูปที่	หน้า
1.1 "Carbon neutrality" และ "Net zero emissions"	1
1.2 นโยบาย 30@30 แนวทางการส่งเสริมยานยนต์ไฟฟ้า (EV)	2
1.3 สถานีชาร์จรถไฟฟ้า 2565 ในไทย	3
1.4 ประเทศสิงคโปร์ให้บริการชาร์จรถ EV เคลื่อนที่	4
1.5 Mobile Charger Concept	5
2.1 ส่วนประกอบต่างๆ ภายในตัว Converter	8
2.2 ส่วนการทำงานของวงจร	8
2.3 วงจรสมมูลของ FHA CLLC	12
2.4 (ก) อุปกรณ์แม่เหล็กไฟฟ้า (ข) วงจรแม่เหล็กไฟฟ้า	14
2.5 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางปฏิบัติ	17
2.6 การเรียงตัวของโดเมนภายในสารแม่เหล็กเมื่อได้รับการทำแม่เหล็ก	18
2.7 วงรอบฮีสเทอรีซิสไฟฟ้ากระแสตรง	18
2.8 แผนผังเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าสูญเสียของอุปกรณ์แม่เหล็กความถี่ต่ำและความถี่สูง	19
2.9 ปปรากฏการณ์ทางผิว (Skin effect)	21
2.10 ตัวอย่างรูปทรงแกนแม่เหล็กที่ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง	27
2.11 ตัวอย่างนิยามของ A_c และ A_w สำหรับแกนแม่เหล็กแบบต่างๆ	28
3.1 วงจร Buck 700 V – 550 V (Forward)	35
3.2 วงจร Buck 800 V – 550 V (Forward)	35
3.3 วงจร Boost 550 V – 700 V (Reverse)	36
3.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายของแรงดันกับ f_n	38
3.5 วงจร Buck 1000 V – 700 V (Forward)	39
3.6 วงจร Boost 700 V – 1000 V (Reverse)	39
3.7 การตะไบแกนเฟโรไรต์เพื่อสร้าง Air gap	40
3.8 ตารางค่าสายทองแดง	42

สารบัญรูปภาพ (ต่อ)

รูปที่	หน้า
3.9 สายไฟที่ทำการพันที่พร้อมนำไปใช้งาน	42
3.10 ตัวเหนี่ยวนำที่ได้จากการออกแบบสร้าง	43
3.11 หม้อแปลงความถี่สูงที่ได้จากการออกแบบสร้าง	43
3.12 การวัดค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงความถี่สูงที่ออกแบบสร้าง (ก) หม้อแปลงตัวที่ 1 (ข) หม้อแปลงตัวที่ 2	43
3.13 การวัดค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำที่ออกแบบสร้าง (ก) L1 (ข) L2	44
3.14 SiC 1700 V Power MOSFETs จากบริษัท Microsemi	44
3.15 ตัวเก็บประจุแบบอีเล็กโทรไลต์จากบริษัท Vishay	45
3.16 Block Diagram ของ PI Controller ที่ใช้ควบคุมกระแสไฟฟ้าขาออก	46
4.1 กระแสปฐมภูมิ กระแสทุติยภูมิ แรงดันปฐมภูมิของหม้อแปลง แรงดันทุติยภูมิของหม้อแปลง แรงดันคร่อม MOSFETs และแรงดันผ่าน MOSFETs ในโหมด Forward	47
4.2 รูปคลื่น I_{Q1} , I_{Q2} , V_{DS1} , V_{DS2} ของ V_{GS1} , V_{GS2} ในโหมด Forward	47
4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าและความถี่ f_s ในโหมด Forward	48
4.4 ประสิทธิภาพการทำงานในโหมด Forward	48
4.5 กระแสปฐมภูมิ กระแสทุติยภูมิ แรงดันปฐมภูมิของหม้อแปลง แรงดันทุติยภูมิของหม้อแปลง แรงดันคร่อม MOSFETs และแรงดันผ่าน MOSFETs ในโหมด Reverse	49
4.6 รูปคลื่น I_{Q1} , I_{Q2} , V_{DS1} , V_{DS2} ของ V_{GS1} , V_{GS2} ในโหมด Reverse	49
4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าและความถี่ f_s ในโหมด Reverse	50
4.8 ประสิทธิภาพการทำงานในโหมด Reverse	50
ก.1 วงจร Buck 1000 V – 700 V (Forward) จากโปรแกรม PSIM	60
ก.2 วงจร Boost 1000 V – 700 V (Reverse) จากโปรแกรม PSIM	61
ก.3 11 kW Bi-directional CLLC DC-DC converter with 1200V and 1700V CoolSiCTM MOSFETs จากบริษัท Infineon	62

สารบัญตาราง

ตารางที่	หน้า
1.1 การทำงานตลอดทั้งโครงการ	6
2.1 เปรียบเทียบวงจรไฟฟ้าเทียบกับวงจรแม่เหล็ก	13
3.1 พารามิเตอร์ของ 11 kW Bi-directional CLLC DC-DC converter reference design	34
3.2 ค่าพารามิเตอร์ของ Infineon CoolSiC™ 1200 V SiC MOSFETs	35
3.3 ค่าจากการคำนวณที่ใช้ในการจำลองการทำงาน	36
3.4 ค่าพารามิเตอร์ของ SiC 1700 V Power MOSFETs ของ Microsemi	37
3.5 ค่าพารามิเตอร์ของ SiC 1700 V Power MOSFETs ของ Microsemi	45



บทที่ 1

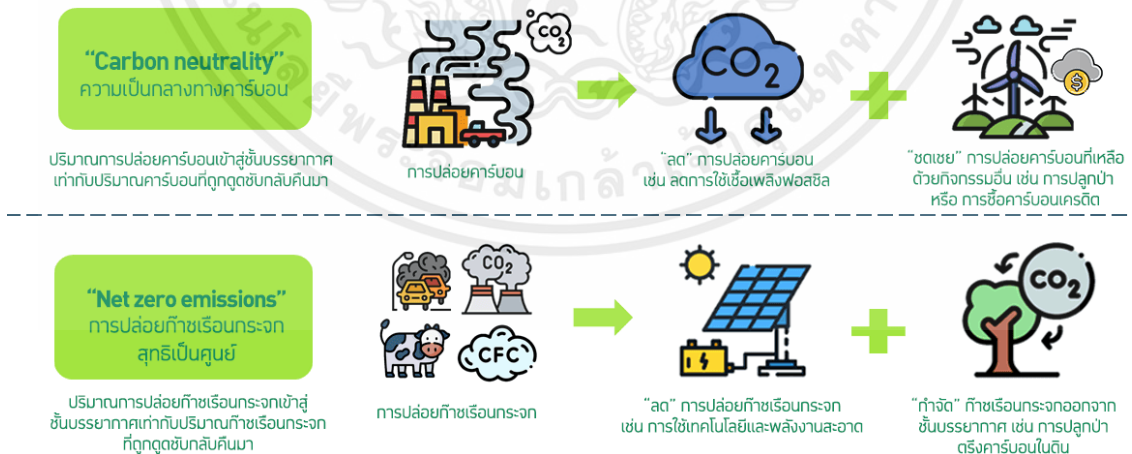
บทนำ

1.1 ความเป็นมาและความสำคัญของปัญหา

ในปัจจุบันทั่วโลกประสบปัญหาโลกร้อน อาทิ การใช้พลังงานถ่านหินทำให้เกิดมลพิษที่ส่งผลต่อสิ่งแวดล้อมเป็นอย่างมาก เกิดการปล่อยก๊าซเรือนกระจก ซึ่งทำให้เกิดปัญหาภาวะโลกร้อนตามมา อีกทั้งความต้องการน้ำมันเป็นจำนวนมาก ส่งผลให้สถานการณ์ราคาน้ำมันปรับตัวเพิ่มสูงขึ้นอย่างต่อเนื่อง ทำให้หลายประเทศเริ่มมีการพัฒนาและใช้งานยานยนต์ไฟฟ้ามากขึ้น

ปัญหาความผันผวนของค่าน้ำมันและราคาพลังงาน ต้นทุนทั้งการบำรุงรักษาและมลพิษของรถยนต์สันดาบ ตลอดจนความตระหนักรู้ต่อความสำคัญของสิ่งแวดล้อม ทำให้ผู้คนหันมาให้ความสนใจโลกและธรรมชาติมากขึ้น จึงทำให้นานาประเทศต่างประกาศเป้าหมายมุ่งสู่ความเป็นกลางทางคาร์บอน (Carbon Neutrality) และการปล่อยก๊าซเรือนกระจกสุทธิเป็นศูนย์ (Net Zero Emissions) เพื่อเป็นส่วนหนึ่งในการหยุดยั้งภัยอันตรายของมวลมนุษยชาติ และประเทศไทยได้แสดงเจตนารมณ์ลดการปล่อยก๊าซเรือนกระจก โดยได้ประกาศเป้าหมายการเข้าสู่ความเป็นกลางทางคาร์บอน ภายในปี ค.ศ. 2050 และเป้าหมายการปล่อยก๊าซเรือนกระจกสุทธิเป็นศูนย์ ภายในปี ค.ศ. 2065

Carbon neutrality และ Net zero emissions คืออะไร?



รูปที่ 1.1 "Carbon neutrality" และ "Net zero emissions"

ที่มา : <https://www.pier.or.th/blog/2022/0301> , ธนิสา ทวีขศรี

ความเป็นกลางทางคาร์บอน (Carbon Neutrality)

ปริมาณการปล่อยก๊าซเรือนกระจกสู่ชั้นบรรยากาศเท่ากับปริมาณก๊าซเรือนกระจกที่ถูกดูดกลับคืนมา โดยผ่าน 3 กลไก ได้แก่

1. “ลด” การปล่อยก๊าซเรือนกระจก เช่น การใช้พลังงานหมุนเวียนแทนการใช้เชื้อเพลิงฟอสซิล (Fossil Fuel)

2. “ดูดกลับ” ก๊าซเรือนกระจกจากชั้นบรรยากาศ เช่น การปลูกป่าเพื่อเพิ่มแหล่งสะสมก๊าซคาร์บอนไดออกไซด์ตามธรรมชาติ (Carbon Sink) การใช้เทคโนโลยีในการดักจับก๊าซคาร์บอนไดออกไซด์ และนำกลับมากักเก็บใต้พื้นดิน หรือใช้ในอุตสาหกรรมอื่น ๆ

3. “ชดเชย” การปล่อยก๊าซเรือนกระจกด้วยการซื้อคาร์บอนเครดิต (Carbon Credit Offset)
การปล่อยก๊าซเรือนกระจกสุทธิเป็นศูนย์ (Net Zero Emissions)

การที่ปริมาณการปล่อยก๊าซเรือนกระจกมีความสมดุล เท่ากับก๊าซเรือนกระจกที่ถูกดูดซับออกจากชั้นบรรยากาศ ซึ่งในสภาวะสมดุลนี้ก็ไม่เพิ่มปริมาณก๊าซเรือนกระจกในบรรยากาศ และหากทุกประเทศทั่วโลกสามารถบรรลุเป้า net zero emissions ได้ ก็แปลว่าเราสามารถหยุดการปล่อยก๊าซเรือนกระจก ส่วนเกิน ที่ส่งผลให้เกิดปรากฏการณ์โลกร้อนได้

จากนโยบายดังกล่าวส่งผลให้ Electric Vehicle (EV) หรือ ยานยนต์ไฟฟ้าเป็นตัวเลือกหนึ่ง โดยเฉพาะในช่วงที่สถานการณ์น้ำมันปรับตัวเพิ่มสูงขึ้นเป็นอย่างมากและทั้งโลกเริ่มมีการรณรงค์ลดการปล่อยคาร์บอนช่วยการลดมลพิษทางอากาศ โดยในปี 2565 ที่ผ่านมา ตลาดรถยนต์ในไทยมีการเปลี่ยนแปลงอย่างมาก จากรถยนต์ที่ขับเคลื่อนด้วยเครื่องยนต์สันดาปภายในแบบดั้งเดิมมาสู่ตลาดรถยนต์ที่ขับเคลื่อนด้วยแบตเตอรี่ จากผลของราคาน้ำมันที่พุ่งขึ้น และมาตรการส่งเสริมตลาดรถยนต์ไฟฟ้า ส่งผลให้มีจำนวนยานยนต์ไฟฟ้าเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่องตั้งแต่ต้นปี ทำให้ประเทศไทยคาดว่า ยอดขายรถยนต์ไฟฟ้าปี 2565 อยู่ที่ประมาณ 12,000 คัน



รูปที่ 1.2 นโยบาย 30@30 แนวทางการส่งเสริมยานยนต์ไฟฟ้า (EV)

ที่มา : <https://thai-smartgrid.com/ev-3030-plan>

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

แนวทางการส่งเสริมยานยนต์ไฟฟ้า (EV) ของประเทศไทย ด้วยการตั้งเป้าผลิตรถ ZEV (Zero Emission Vehicle) หรือ รถยนต์ที่ปล่อยมลพิษเป็นศูนย์ให้ได้อย่างน้อย 30% ของการผลิตยานยนต์ทั้งหมดในปี ค.ศ. 2030 นอกจากนี้ยังส่งเสริมให้ไทยเป็นฐานการผลิตยานยนต์ไฟฟ้าและชิ้นส่วน ส่งเสริมการใช้ยานยนต์ไฟฟ้า ทั้งมาตรการทางภาษีและที่ไม่ใช่ภาษี รวมถึงเตรียมความพร้อมระบบนิเวศยานยนต์ไฟฟ้ารอบด้าน เพื่ออำนวยความสะดวกให้ผู้ขับขี่ยานยนต์ไฟฟ้าให้ใช้บริการสถานีอัดประจุไฟฟ้าได้อย่างรวดเร็วและมีประสิทธิภาพมากยิ่งขึ้น ด้วยการพัฒนาสถานีอัดประจุไฟฟ้า ถือเป็นอีกหนึ่งนโยบายที่จะนำพาประเทศไทยเข้าสู่การเป็นสังคมคาร์บอนต่ำ (Low-carbon Society) ในอนาคต

จากนโยบายที่กล่าวมาาก่อนนี้ ผู้วิจัยได้สังเกตเห็นถึงจำนวนยานยนต์ไฟฟ้า (EV) ในประเทศไทยนั้น ได้รับเป็นที่นิยม อุตสาหกรรมการผลิตยานยนต์ไฟฟ้าในไทยเติบโตขึ้นในทุกๆปี เมื่อมีจำนวนผู้ใช้งานรถยนต์ไฟฟ้า ที่เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ จำเป็นต้องมีการเพิ่มจำนวนสถานีชาร์จประจุยานยนต์ไฟฟ้าให้เพิ่มมากขึ้น ทำให้ผู้ประกอบการสถานีชาร์จประจุยานยนต์ไฟฟ้า ต่างก็เร่งลงทุนเพิ่มจำนวนสถานีชาร์จไฟฟ้าให้มีมากขึ้น เพิ่มรองรับจำนวนคนใช้ยานยนต์ไฟฟ้า



รูปที่ 1.3 สถานีชาร์จรถไฟฟ้า 2565 ในไทย

ที่มา : <https://www.thansettakij.com/economy>

สำนักงานนโยบายและแผนพลังงาน (สนพ.) กระทรวงพลังงาน เผยถึงจำนวนสถานีชาร์จยานยนต์ไฟฟ้าในปัจจุบัน (ข้อมูล ณ วันที่ 4 มีนาคม 2565) ว่ามีจำนวน 944 สถานี ซึ่งเมื่อเทียบกับประเทศใกล้เคียงอย่างสิงคโปร์แล้ว ประเทศไทยยังตามหลังในด้านของการสนับสนุนข้อกฎหมายจากทางรัฐบาล และเรื่องของสถานีชาร์จที่ยังถือว่าน้อยกว่าจำนวนรถ EV โดยเว็บไซต์ Arcadis ได้ศึกษาและพบว่า ใน

ประเทศไทยมีอัตราส่วนรถ EV ต่อสถานีชาร์จอยู่ที่ 12.1:1 หรือรถ EV 12.1 คันต่อสถานีชาร์จ 1 จุด และภายในปี 2025 จะมีจำนวนผู้ใช้รถ EV อยู่ที่ 90 คนใน 1,000 คน (หรือประมาณ 9%)

การอัดประจุยานยนต์ไฟฟ้าเป็นสิ่งที่จำเป็นสำหรับผู้ใช้ซึ่งต้องการเรื่องของเวลาและคุณภาพในการอัดประจุและมีการอัดประจุที่ได้มาตรฐานโดยงานวิจัยนี้มุ่งเน้นในเรื่องการสร้างเครื่องอัดประจุพลังงานไฟฟ้าที่สามารถถ่ายโอนพลังงานระหว่างรถยนต์ไฟฟ้าได้และสามารถควบคุมการจ่ายแรงดันได้ตามความต้องการที่เหมาะสมสำหรับยานยนต์ไฟฟ้า



รูปที่ 1.4 ประเทศสิงคโปร์ให้บริการชาร์จรถ EV เคลื่อนที่

ที่มา : <https://www.brandbuffet.in.th> , power up tech charging ev on demand

ในรูปที่ เป็นตัวอย่างการให้บริการชาร์จยานยนต์ไฟฟ้าเคลื่อนที่ในประเทศสิงคโปร์ ซึ่งมีพื้นที่จำกัด จำเป็นต้องใช้พื้นที่ในการติดตั้งจุดชาร์จไฟสำหรับยานยนต์ไฟฟ้าไว้ที่บ้าน หรือตามคอนโดมิเนียมด้วยเหตุนี้ บริษัท Power Up Tech (P.UP) ของสิงคโปร์ เปิดให้บริการชาร์จไฟรถแบบเคลื่อนที่สำหรับลูกค้าที่พักอาศัยในคอนโดหรืออาคารสูงซึ่งจะไม่มีจุดชาร์จไฟฟ้า บริการผู้ใช้นยนต์ไฟฟ้าในชื่อ “Power Up Tech”

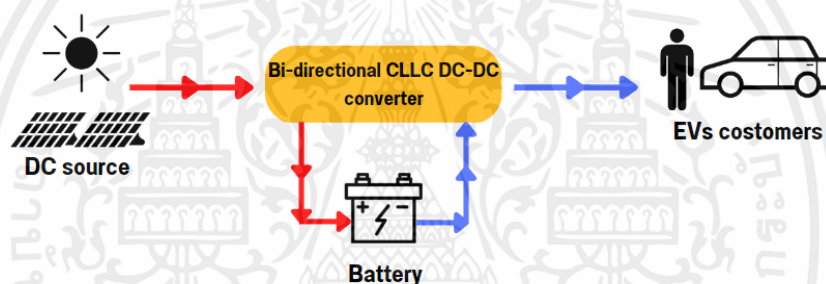
การให้บริการชาร์จไฟฟ้าของ Power Up Tech (P.UP) จะรองรับความความเร็วในการอัดประจุสูงสุดที่ 50 kWh สำหรับการชาร์จแบบเร็วผ่านหัวชาร์จแบบ CHAdeMO หรือ CCS Type 2 ใช้เวลาชาร์จไฟฟ้าวาว 30 นาที-หนึ่งชั่วโมง จากปริมาณไฟฟ้าในแบตเตอรี่ 20%-80%

EV Charger เป็นเครื่องชาร์จยานยนต์ไฟฟ้าที่ทำหน้าที่เป็นตัวอัดประจุไฟฟ้าให้กับแบตเตอรี่ยานยนต์ที่ใช้พลังงานไฟฟ้า โดยสามารถแบ่งการชาร์จออกเป็น 2 ประเภท คือ Normal Charge เครื่องชาร์จยานยนต์ไฟฟ้ากระแสสลับ (EV AC Charger) และ Quick Charge เครื่องชาร์จยานยนต์ไฟฟ้ากระแสตรง (EV DC Charger) ในการติดตั้งสถานีชาร์จไฟฟ้าตามสถานที่ต่างๆ จะเลือกตามความเหมาะสมของเวลาที่

ใช้ในการชาร์จ ถ้าต้องการตั้งเป็นสถานีชาร์จไฟฟ้าที่ต้องการความเร็วในการชาร์จ มักนิยมเลือกเป็นการชาร์จยานยนต์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยองค์ประกอบที่สำคัญของสถานีชาร์จ คือ อุปกรณ์แปลงสัญญาณหรือตัวแปลงสัญญาณ (Converter) เพราะในการชาร์จแต่ละครั้งยานยนต์ไฟฟ้าแต่ละชนิดจะรับกระแสที่ไม่เท่ากัน โดยผู้วิจัยได้ทำการออกสถานีอัดประจุดังนี้

1. เครื่องอัดประจุโดยแบตเตอรี่โดยใช้ 11 kW Bi-directional CLLC DC-DC converter with 1200 V and 1700 V CoolSic MOSFETs เป็น Converter แบบสองทิศทางพัฒนาโดยบริษัท Infineon ซึ่ง Bi-directional DC-DC converter ชนิดนี้ใช้เทคโนโลยี CLLC Resonant ในการทำงานที่ให้ประสิทธิภาพที่สูง

2. สามารถปรับแรงดันเพื่อการทำหน้าที่เพิ่มและลดแรงดันให้กับการยานยนต์ไฟฟ้าได้อย่างเหมาะสม



รูปที่ 1.5 Mobile Charger Concept

จากรูปที่ 1.5 ในการทำงานของ Mobile Charger ผู้วิจัยได้ทำการศึกษาการทำงานของระบบชาร์จประจุ โดยได้ทำการนำ Bi-directional CLLC DC-DC converter มาศึกษาการทำงาน จากนั้นจึงเป็นการพัฒนาออกแบบ Bi-directional CLLC DC-DC converter ให้สามารถทำงานควบคุมการจ่ายแรงดันได้ตามต้องการและเหมาะสม แล้วจึงจะนำไปต่อยอดในการทำระบบประจุไฟฟ้าเคลื่อนที่สำหรับยานยนต์ไฟฟ้าต่อไป

1.2 วัตถุประสงค์ของโครงการ

การวิจัยนี้มีวัตถุประสงค์เพื่อศึกษาและจำลองการทำงานของ Bi-directional CLLC DC-DC converter และพัฒนาออกแบบ Bi-directional CLLC DC-DC converter ให้สามารถควบคุมการจ่ายแรงดันและลดแรงดันในการอัดหรือคายประจุของแบตเตอรี่ได้ตามแรงดันที่ต้องการและเหมาะสมสำหรับยานยนต์ไฟฟ้า และออกแบบเป็นระบบประจุไฟฟ้าเคลื่อนที่สำหรับชาร์จยานยนต์ไฟฟ้า

1.3 ขอบเขตและข้อกำหนดของโครงการงาน

- 1) ศึกษาและจำลองการทำงานของ Bi-directional CLLC DC-DC converter ผ่านโปรแกรม PSIM
- 2) พัฒนาและออกแบบ Bi-directional CLLC DC-DC converter ให้สามารถควบคุมการจ่ายแรงดันจากตัวต้นแบบเดิมเป็นที่ช่วง 700 V - 1000 V
- 3) ปรับเปลี่ยนอุปกรณ์ภายในวงจรตามค่าจากการจำลองการทำงานและการคำนวณ เพื่อให้ได้ประสิทธิภาพที่สูงขึ้น

1.4 ขั้นตอนและวิธีการดำเนินงาน

ทางผู้จัดทำได้ทำการศึกษาค้นคว้าข้อมูลและทำความเข้าใจในทฤษฎี ตลอดจนงานวิจัยที่เกี่ยวข้องต่าง ๆ ทั้งภายในประเทศและนอกประเทศพร้อมทั้งดำเนินงานในส่วนของการทดลองและออกแบบ โดยมีระยะเวลาดำเนินการตั้งแต่ สิงหาคม 2565 ถึง เมษายน 2566 รวมเป็นเวลา 9 เดือน โดยมีแผนการดำเนินงานวิจัยดังนี้

ตารางที่ 1.1 แผนการทำงานตลอดทั้งโครงการงาน

หัวข้อ	เทอม 1				เทอม 2			
	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ม.ค.	ก.พ.	มี.ค.	เม.ย.
1. พูดคุยปรึกษากับอาจารย์ที่ปรึกษาถึงเรื่องโครงการงานและสิ่งที่จะทำ	↔							
2. ศึกษาข้อมูลเกี่ยวกับ EV Charger	↔↔							
3. ศึกษาการทำงานของ Bi-directional CLLC DC-DC converter	↔↔							
4. ออกแบบและจำลองการทำงานของ Bi-directional CLLC DC-DC converter ในโปรแกรม PSIM		↔↔↔						
5. ทำการทดลองและออกแบบ Bi-directional CLLC DC-DC converter ของจริง						↔↔↔↔		

ตารางที่ 1.1 แผนการทำงานตลอดทั้งโครงการ (ต่อ)

หัวข้อ	เทอม 1				เทอม 2			
	ส.ค.	ก.ย.	ต.ค.	พ.ย.	ม.ค.	ก.พ	มี.ค	เม.ย
6. ออกแบบระบบประจุไฟฟ้าเคลื่อนที่สำหรับยานยนต์ไฟฟ้า						←→		
7. สรุปเกี่ยวกับโครงการ ปัญหา และแนวทางการแก้ไข				↔				↔
8. เขียนรายงานสรุปผลการทำโครงการ				↔				↔

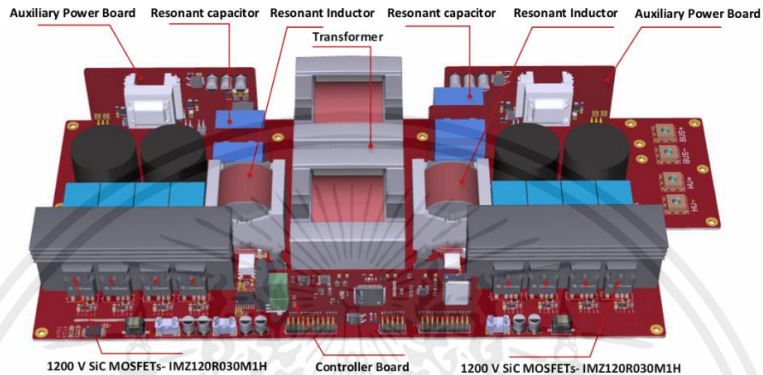
1.5 ผลที่คาดว่าจะได้รับ

จากการทำโครงการวิจัยนี้ คาดว่าประโยชน์ที่จะได้รับ สามารถนำการทดลองและพัฒนาสามารถมาประยุกต์ใช้ได้ในชีวิตประจำวัน ซึ่งแบ่งได้หลายปัจจัย คือ

1. สามารถจำลองการทำงานของเครื่องแปลงแรงดันเพื่อนำไปพัฒนาต่อยอดได้
2. สามารถควบคุมการจ่ายแรงที่เหมาะสมให้กับยานยนต์ไฟฟ้าได้อย่างมีประสิทธิภาพ
3. สามารถสร้างวงจรแปลงแรงดันได้
4. สามารถออกแบบระบบประจุไฟฟ้าเคลื่อนที่สำหรับขาร์จยานยนต์ไฟฟ้าได้

บทที่ 2 ทฤษฎีที่เกี่ยวข้อง

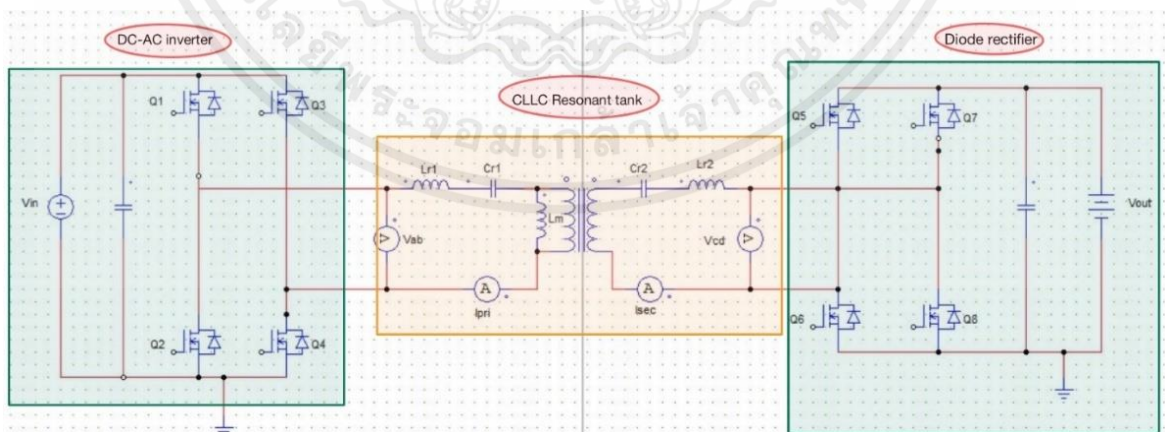
2.1 ส่วนประกอบและหลักการทำงานของ Bi-directional CLLC DC-DC converter



รูปที่ 2.1 ส่วนประกอบต่างๆ ภายในตัว Converter

ส่วนประกอบภายในของ Converter สามารถแบ่งได้เป็น 3 ส่วนหลักๆ คือ ส่วนของ Main power board, ส่วนของ Auxiliary power board และส่วนของ Controller board ดังรูปข้างต้น

ในส่วนของหลักการทำงาน เพื่อการทำหน้าที่เพิ่มและลดแรงดันนั้นจะอาศัยการทำงานของวงจรที่จะประกอบไปด้วย 3 ส่วน คือ DC to AC inverter, CLLC Resonant tank และ Diode rectifier



รูปที่ 2.2 ส่วนการทำงานของวงจร

2.1.1 DC to AC inverter

MOSFETs ฝั่ง Primary จะทำหน้าที่เป็นสวิตช์ปิดเปิดตาม Duty circle และ Frequency ที่กำหนด โดย MOSFETs Q1 และ Q4 จะเปิดทำงานก่อนและเปลี่ยนเป็น Q3 และ Q2 ทำงานพร้อมกันต่อไป มีผลทำให้แรงดันอินพุตกระแสตรง (V_{in}) ถูกเปลี่ยนเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่เป็น Square wave โดยมี $V_{p-p} = 2V_{in}$ ที่ตำแหน่ง V_{ab}

2.1.2 CLLC Resonant tank

จาก V_{ab} ที่ได้มานั้นซึ่งเป็นแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่เป็น Square wave จะดำเนินการใช้วิธี FHA (First Harmonic Approximation) เพื่อทำให้ได้กราฟแรงดันไฟฟ้าที่ตำแหน่ง V_{ab} ใกล้เคียงกับกราฟ Sine wave มากที่สุด จากนั้นเมื่อได้แรงดัน V_{ab} จะส่งกระแส Primary (i_{pri}) ผ่าน C_{r1} , L_{r1} และผ่านหม้อแปลงเป็นกระแส Secondary (i_{sec}) เมื่อกระแสไฟฟ้ากระแสสลับผ่านตัวเก็บประจุและขดลวดเหนี่ยวนำ จะทำให้เกิดความต้านทาน (X_L และ X_C) ขึ้น เพื่อลดการเกิดกำลังสูญเสียจาก Switching loss ที่จะมีผลต่อกำลังไฟฟ้าให้น้อยที่สุดนั้น จะต้องมีการสร้าง Zero Voltage Switching (ZVS) และ Zero Current Switching (ZCS) ขึ้นเพื่อให้เกิดเป็นภาวะ Soft switching

ที่ความถี่เท่ากับความถี่ Resonant ความต้านทาน X_L และ X_C จะเท่ากัน ทำให้หักล้างกันไป ส่งผลให้อิมพีแดนซ์ถูกมองเป็นโหนดความต้านทาน ทำให้เฟสของกระแส Primary และ Secondary ตรงกับเฟสของแรงดัน V_{ab} และ V_{cd} ทำให้ MOSFETs เกิดภาวะ Soft switching

ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ Resonant อิมพีแดนซ์จะถูกมองเป็นคาปาซิทีฟโหนด ทำให้เฟสของกระแส Primary และ Secondary นำหน้าเฟสของแรงดัน V_{ab} และ V_{cd} หรือคลื่นกระแสเกิดขึ้นก่อนจุดตัด Zero crossing ของคลื่นแรงดันทำให้ MOSFETs เกิดภาวะ Hard switching ซึ่งเป็นภาวะที่เกิด ZVS หรือ ZCS อย่างใดอย่างหนึ่ง โดยจะมีผลในการเพิ่มกำลังสูญเสียในวงจรได้

ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ Resonant อิมพีแดนซ์จะถูกมองเป็นอินดักทีฟโหนด ทำให้เฟสของกระแส Primary และ Secondary ตามหลังเฟสของแรงดัน V_{ab} และ V_{cd} หรือคลื่นกระแสเกิดหลังจุดตัด Zero crossing ของคลื่นแรงดัน ทำให้ MOSFETs เกิดภาวะ Hard switching

2.1.3 Diode rectifier

Q5, Q6, Q7 และ Q8 จะทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสเพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่จุด V_{cd} ให้มาเป็นแรงดันไฟฟ้าขาออกกระแสตรง (V_{out})

2.2 สมการที่เกี่ยวข้องในการคำนวณและออกแบบ

2.2.1 การประมาณด้วยฮาร์โมนิกแรก (First Harmonic Approximation, FHA) [2]

จากหลักการ First Harmonic Approximation (FHA) จะใช้กับคอนเวอเตอร์รีโซแนนท์ที่ทำงานใกล้ๆกับความถี่ธรรมชาติ (ความถี่เรโซแนนท์) โดยการประมาณรูปคลื่นสี่เหลี่ยมด้วยรูปคลื่นไซน์ฮาร์โมนิกแรกและเขียนวงจรสมมูลได้ดังรูป 2.3 โดยจากรูป 2.3 สามารถหาความสัมพันธ์ของปริมาณต่างๆ ได้ดังนี้

$$v_{ab_FHA}(t) = \frac{4}{\pi} V_{in} \sin(2\pi f_s t) \quad (2.1)$$

$$v_{cd_FHA}(t) = \frac{4}{\pi} V_o \sin(2\pi f_s t - \phi) \quad (2.2)$$

$$i_{sr_FHA}(t) = \sqrt{2} I_{sr_FHA} \sin(2\pi f_s t - \phi) \quad (2.3)$$

โดยกำหนดให้

$$V_{ab_FHA} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_{in} \quad (2.4)$$

$$V_{cd_FHA} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} V_o \quad (2.5)$$

$$i_{sr_FHA} = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} I_o \quad (2.6)$$

เป็นค่า RMS ของฮาร์โมนิกแรกของแรงดัน V_{ab_FHA} , V_{cd_FHA} และ i_{sr_FHA} ตามลำดับและ I_o คือค่ากระแสขาออกเฉลี่ยของวงจรเรียงกระแสเต็มคลื่นหาความต้านทานสมมูล R_{eq} ได้

$$R_{o_eq} = \frac{V_{cd_FHA}}{I_{sr_FHA}} = \frac{8V_o}{\pi^2 I_o} \quad (2.7)$$

โดยอ้างอิง R_{eq} มาฝั่ง Primary ได้เป็น

$$R_{eq} = \frac{8n^2}{\pi^2} \times \frac{V_o}{I_o} = \frac{8n^2}{\pi^2} \times \frac{V_o^2}{P_{sx}} \quad (2.8)$$

และจากสมการ Q, k, fr, fn

$$\text{Quality factor: } Q = \frac{\sqrt{\frac{L_{r1}}{C_{r1}}}}{R_{eq}} \quad (2.9)$$

$$\text{Inductance ratio: } k = \frac{L_m}{L_{r1}} \quad (2.10)$$

$$\text{Resonant frequency: } f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{r1}C_{r1}}} \quad (2.11)$$

$$\text{Normalized frequency: } f_n = \frac{f_s}{f_r} \quad (2.12)$$

ค่าของ Resonant inductors และ Resonant capacitors สามารถหาได้ดังนี้ [6]

$$L_m = \frac{Tt_d}{16C_{oss}} \quad (2.13)$$

โดยที่

$$k = \frac{L_m}{L_{r1}} \quad (2.14)$$

จะได้เป็น

$$L_{r1} = \frac{L_m}{k} \quad (2.15)$$

และ

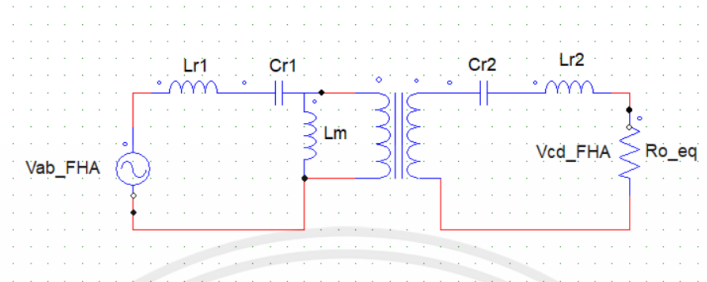
$$C_{r1} = \frac{1}{L_{r1}(2\pi f_r)^2} \quad (2.16)$$

สามารถหา L_{r2} และ C_{r2} จากสมการ

$$L_{r2} = \frac{L_{r1}}{n^2} \quad (2.17)$$

$$C_{r2} = n^2 C_{r1} \quad (2.18)$$

จากสมการ (2.17) และ (2.18) จะเห็นได้ว่าความถี่รีโซแนนซ์ของฝั่งปฐมภูมิและทุติยภูมิเป็นความถี่เดียวกันและมีค่า Q เท่ากันจึงเป็นคอนเวอเตอร์รีโซแนนซ์ที่มีความสมมาตรของอิมพีแดนซ์ทั้งสองทิศทาง



รูปที่ 2.3 วงจรสมมูลของ FHA CLLC

2.2.2 สารแม่เหล็ก [8]

สารแม่เหล็กโดยทั่วไปสามารถแบ่งได้ 3 ชนิด ได้แก่

1. ไดอแมกเนติก (Diamagnetic) คือ สารที่ไม่สามารถซึมซาบสนามแม่เหล็กได้ ($\mu_r < 1$) เช่น ทองแดง เงิน ทอง
2. พาราแมกเนติก (Paramagnetic) คือ สารที่สามารถซึมซาบสนามแม่เหล็กได้เล็กน้อย ($\mu_r > 1$) เช่น อากาศ อะลูมิเนียม
3. เฟอร์โรแมกเนติก (ferromagnetic) คือ สารที่ซึมซาบแม่เหล็กได้มาก ($\mu_r \gg 1$) เช่น เหล็ก เฟอร์ไรต์

ค่าความซึมสนามแม่เหล็ก (H) สำหรับวัสดุหนึ่งๆจะขึ้นอยู่กับความสัมพันธ์ระหว่างอิเล็กตรอนที่อยู่ในวัสดุนั้นๆ กับความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (B) โดยจัดให้อยู่ในรูปสมการจะได้ $B = \mu H$ โดย μ คือ ความซึมซาบแม่เหล็ก และที่สุญญากาศจะได้ความซึมซาบจะได้ว่า $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ (H/m) นิยามค่าความซึมซาบแม่เหล็กสัมพัทธ์ (μ_r) ได้จากความสัมพันธ์ $\mu = \mu_0 \mu_r$

2.2.3 ทฤษฎีพื้นฐานสำหรับอุปกรณ์แม่เหล็ก

2.2.3.1 กฎของแอมแปร์ (Ampere's Law)

เมื่อมีกระแสไฟฟ้าไหลผ่านตัวนำทองแดงจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็กหรือความซึมสนามแม่เหล็กหน่วยคือ A/m แสดงในรูปสมการดังนี้

$$\oint H dl = \sum i_{\text{enclosed}} \quad (2.19)$$

2.2.3.2 กฎมือขวา (Right Hand Rule)

กระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านในตัวนำทองแดงจะทำให้เกิดสนามแม่เหล็ก กำมือคล้ายๆ กต ถูกใจเปรียบเทียบให้กระแสไฟฟ้าไหลไปตามทิศทางของทั้ง 4 นิ้ว และทิศทางสนามแม่เหล็กจะพุ่งตาม นิ้วโป้ง

2.2.3.3 ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก

ความเข้มสนามแม่เหล็ก (H) มีความสัมพันธ์กับความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (B) ดังนี้

$$B = \mu H \quad (2.20)$$

$$\mu = \mu_0 \mu_r \quad (2.21)$$

เมื่อ B มีหน่วยเป็น Wb/m^2 หรือ เทสลา (T) และ μ คือ ความซึมซาบแม่เหล็ก หน่วยเป็น H/m μ_0 ความซึมซาบสุญญากาศจะเท่ากับ $4\pi \times 10^{-7}$ H/m และ μ_r คือ ความซึมซาบสัมพัทธ์

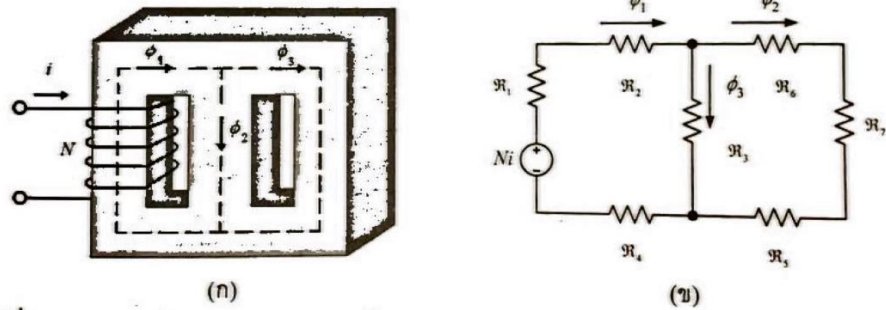
2.2.3.4 ความต้านทานแม่เหล็กและวงจรมแม่เหล็ก

ค่าความต้านทานแม่เหล็กจะขึ้นอยู่กับคุณสมบัติของสารแม่เหล็กและโครงสร้างของแกนแม่เหล็กในรูปความยาวเฉลี่ยของเส้นแรงแม่เหล็ก (l_m) และพื้นที่หน้าตัดของแกนแม่เหล็ก (A) ดังสมการ

$$R = \frac{l_m}{\mu A} \quad (2.22)$$

ตารางที่ 2.1 เปรียบเทียบวงจรไฟฟ้าเทียบกับวงจรมแม่เหล็ก

วงจรไฟฟ้า	วงจรมแม่เหล็ก
แรงเคลื่อนแม่เหล็ก (Ni)	แรงดันไฟฟ้า (V)
เส้นแรงแม่เหล็ก (ϕ)	กระแสไฟฟ้า (I)
ความต้านทานแม่เหล็ก (R)	ความต้านทานไฟฟ้า (R)



รูปที่ 2.4 (ก) อุปกรณ์แม่เหล็กไฟฟ้า (ข) วงจรแม่เหล็กไฟฟ้า

2.2.3.5 กฎการเหนี่ยวนำแรงเคลื่อนไฟฟ้าของฟาราเดย์

จากกฎฟาราเดย์แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นจากขดลวดทองแดงซึ่งมีสนามแม่เหล็กเกี่ยวค้องที่มีการเปลี่ยนแปลงตามเวลาจะมีค่าแปรผันตรงกับจำนวนรอบของขดลวดทองแดง (N) และอัตราการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็ก (Φ) ดังสมการ

$$e = -N \frac{d\Phi}{dt} = -\frac{d\lambda}{dt} \quad (2.23)$$

และจากกฎของเลนส์กล่าวว่า แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะต้องมีทิศทางที่ต้านการเปลี่ยนแปลงของเส้นแรงแม่เหล็กเกี่ยวข้อง

2.2.3.6 ค่าความเหนี่ยวนำ

จากกฎของแอมแปร์

$$H_{\text{core}} l_{\text{core}} + H_{\text{air}} l_{\text{air}} = Ni \quad (\text{พิจารณาเมื่อมี Air gap}) \quad (2.24)$$

และจาก (2.20) จะได้

$$\frac{B_{\text{core}}}{\mu_{\text{core}}} l_{\text{core}} + \frac{B_{\text{air}}}{\mu_{\text{air}}} l_{\text{air}} = Ni \quad (2.25)$$

เมื่อความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กคงที่ (B) จะได้ $\Phi = BA$ เมื่อ A คือพื้นที่หน้าตัดจะได้สมการ

$$\frac{\Phi_{\text{core}} l_{\text{core}}}{\mu_{\text{core}} A_{\text{core}}} + \frac{\Phi_{\text{air}} l_{\text{air}}}{\mu_{\text{air}} A_{\text{air}}} = Ni \quad (2.26)$$

เมื่อเปรียบเทียบกับ $\frac{1}{\mu A}$ เสมือนความต้านทานแม่เหล็กจะเขียนสมการใหม่ได้

$$\Phi_{\text{core}} R_{\text{core}} + \Phi_{\text{air}} R_{\text{air}} = Ni \quad (2.27)$$

จากกฎของเกาส์ ทำให้ทราบว่า $\Phi_{\text{core}} = \Phi_{\text{air}} = \Phi$ ซึ่งมีพฤติกรรมคล้ายกับกระแสไฟฟ้าในวงจรกระแสตรงและกำหนดให้ $R_{\text{core}} + R_{\text{air}} = R_{\text{total}}$ เมื่อเขียนสมการใหม่จะได้

$$\Phi R_{\text{total}} = Ni \quad (2.28)$$

ทำการหาค่าอนุพันธ์ของสมการจะได้

$$R_{\text{total}} \frac{d\Phi}{dt} = N \frac{di}{dt} \quad (2.29)$$

คูณ N ทั้งสมการและจัดรูป

$$N \frac{d\Phi}{dt} = \frac{N^2}{R_{\text{total}}} \cdot \frac{di}{dt} \quad (2.30)$$

เมื่อเทียบกับสมการ

$$e = L \frac{di}{dt} \quad (2.31)$$

จะนิยามความเหนี่ยวนำได้ว่า

$$L = \frac{N^2}{R} = \frac{N\Phi}{i} = \frac{\lambda}{i} \quad (2.32)$$

2.2.4 ทฤษฎีพื้นฐานอุปกรณ์แม่เหล็ก

โดยทั่วไปอุปกรณ์แม่เหล็กแบ่งออกเป็น 3 ชนิด คือ แม่เหล็กถาวร หม้อแปลงไฟฟ้า และตัวเหนี่ยวนำ โดยแม่เหล็กถาวร คือ อุปกรณ์แม่เหล็กที่ทำให้เกิดสนามแม่เหล็กได้โดยไม่ต้องรับการทำให้

แม่เหล็ก(Magnetization) ส่วนหม้อแปลงไฟฟ้า คือ อุปกรณ์ที่ทำหน้าที่ถ่ายเทพลังงานไฟฟ้าจากอีกด้าน ไปสู่อีกด้านหนึ่งและจะไม่มีในการสะสมพลังงานในตัวเองแต่ในทางการปฏิบัติเป็นไปได้ที่จะไม่มีกำลัง สูญเสียในหม้อแปลงเลย และตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า คือ อุปกรณ์แม่เหล็กที่ทำหน้าที่เก็บสะสมและคาย พลังงานไฟฟ้า

2.2.5 ทฤษฎีพื้นฐานหม้อแปลงไฟฟ้า

หม้อแปลงประกอบด้วยขดลวดทองแดงสองขดพันรอบแกนแม่เหล็ก โดยขด ลวดทองแดงด้านที่รับพลังงานไฟฟ้าจากแหล่งจ่ายพลังงานจะเรียกว่า ขดลวดปฐมภูมิ (Primary) ในขณะที่ขดลวดทองแดงที่ต่อกับโหลดจะเรียกว่า ขดลวดทุติยภูมิ (Secondary) อาศัยแม่เหล็กเป็นตัวกลางใน การถ่ายเทพลังงานไฟฟ้าสามารถเขียนสมการวงจรแม่เหล็กได้เป็น

$$N_1 i_1 - \phi R = N_2 i_2 \quad (2.33)$$

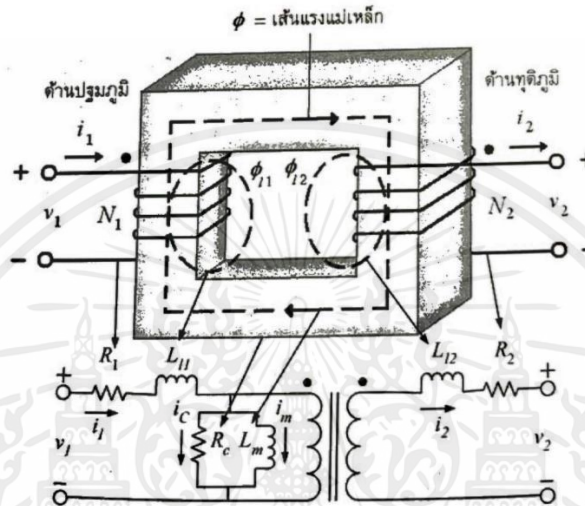
แม่เหล็กจะมีค่าเป็นอนันต์จะส่งผลทำให้ความต้านทานแม่เหล็กมีค่าเป็นศูนย์ทำให้ได้ $N_1 i_1 = N_2 i_2$ และจากกฎฟาราเดย์จะได้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ขดลวดปฐมภูมิคือ $v_1 = e_1 = N_1 \left(\frac{d\phi}{dt}\right)$ ส่วนแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่ขดลวดทุติยภูมิคือ $v_2 = e_2 = N_2 \left(\frac{d\phi}{dt}\right)$ จะได้ turn ratio ของ หม้อแปลงดังนี้

$$\frac{v_1}{v_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{i_2}{i_1} \text{ โดย } \frac{d\phi}{dt} \neq 0 \quad (2.34)$$

และเมื่อกำหนดกระแสไฟฟ้าด้านทุติยภูมิมีค่าเป็นศูนย์จะได้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (Magnetizing inductance: L_m) มีค่าเท่ากับ $L_m = \frac{N_1^2}{R}$ และทางปฏิบัติค่าความซึมซาบแม่เหล็กไม่ เท่ากับอนันต์ทำให้เส้นแรงแม่เหล็กบางส่วนที่ไม่ไหลผ่านแกนแม่เหล็ก แต่จะไหลวนผ่านอากาศแทน ดังนั้นที่ขดลวดปฐมภูมิจะได้เส้นแรงแม่เหล็กเท่ากับ $\phi_1 = \phi_{11} + \phi$ โดยที่ ϕ_{11} คือ เส้นแรงแม่เหล็กรั่ว ผ่านอากาศ ในขณะที่ ϕ คือ เส้นแรงแม่เหล็กที่ไหลผ่านแกนแม่เหล็กและตัดผ่านขดลวดทองแดงทุติยภูมิ ทำให้ได้ความเหนี่ยวนำรั่วด้านปฐมภูมิเท่ากับ

$$L_{l1} = \frac{N_1^2}{R_{leak}} \quad (2.35)$$

ซึ่งหุติยภูมิก็หาได้ทำนองเดียวกัน นอกจากนั้นค่ากำลังสูญเสียในวงจรสมมูลยังประกอบด้วยกำลังสูญเสียในขดลวดทองแดงที่ใช้พันรอบปฐมภูมิแทนด้วย R_1 กำลังสูญเสียในขดลวดทองแดงที่ใช้พันรอบทุติยภูมิแทนด้วย R_2 และ R_c แทนค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกน (Core loss) ดังรูป



รูปที่ 2.5 หม้อแปลงไฟฟ้าและวงจรสมมูลทางปฏิบัติ

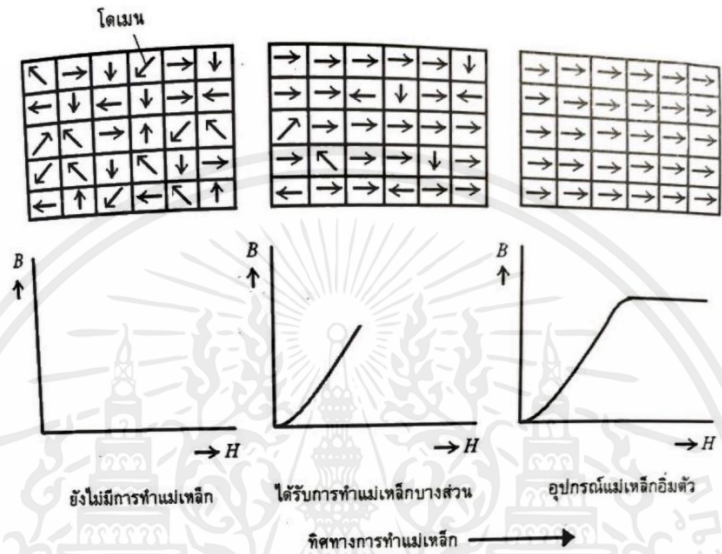
โดยทั่วไปในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าจะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (L_m) มีค่ามากๆ เพื่อให้กระแสทำแม่เหล็กมีค่าน้อยเมื่อเทียบกับกระแสไฟฟ้าของโหลด

2.2.6 วงรอบฮิสเทอรีซิส และกำลังไฟฟ้าสูญเสียในอุปกรณ์แม่เหล็ก

2.2.6.1 วงรอบฮิสเทอรีซิส (Hysteresis Loop)

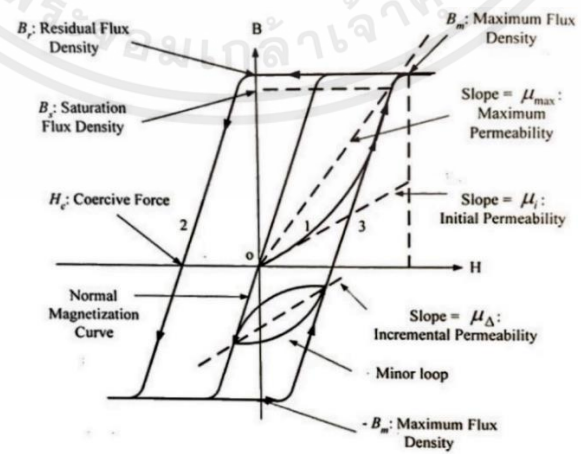
ภายในเนื้อสารเฟอร์โรแมกเนติกจะประกอบไปด้วยพื้นที่เล็กๆ ที่เรียกว่าโดเมน (Domain) ซึ่งในแต่ละพื้นที่เล็กๆดังกล่าวจะมีการเรียงตัวของโมเมนต์แม่เหล็ก (Magnetic moment) ในทิศทางเดียวกันทำให้สนามแม่เหล็กมีค่าสูง คุณสมบัติความเป็นแม่เหล็กของสารจำพวกเฟอร์โรแมกเนติกจะขึ้นอยู่กับอุณหภูมิซึ่งมักจะนิยมเรียกกันว่าอุณหภูมิคูรี (T: Curie temperature) ซึ่งถ้าอุณหภูมิใช้งานมีค่าสูงกว่าอุณหภูมิคูรีก็จะมีผลทำให้การเรียงตัวของโมเมนต์แม่เหล็กกระจัดกระจายไม่เรียงตัวไปในทิศทางเดียวกันเป็นผลทำให้มีคุณสมบัติความเป็นแม่เหล็กแบบพาราแมกเนติกแทน และถ้าเฟอร์โรแมกเนติกดังกล่าวเย็นลง การเรียงตัวของโมเมนต์แม่เหล็ก จะเรียงตัวกันใหม่แต่ในทิศทางที่ไม่แน่นอนทำให้ผลรวมของสนามแม่เหล็กที่ได้จะมีค่าเป็นศูนย์ ดังนั้นถ้าทำให้วัสดุเฟอร์โรแมกเนติกสูงกว่าอุณหภูมิคูรีก็จะหมายถึงการล้างแม่เหล็ก (Demagnetize) วัสดุเฟอร์โรแมกเนติก

ในกรณีที่ทำการป้อนสนามแม่เหล็กจากภายนอกให้แก่เนื้อสารเฟอร์โรแมกเนติก การเรียงโดเมนส่วนใหญ่จะมีทิศทางตามสนามแม่เหล็กจากภายนอกซึ่งเป็นผลทำให้มีความซึมซาบมีค่าสูงจนกระทั่งโดเมนส่วนใหญ่เรียงไปตามทิศทางเดียวกันและเมื่อโดเมนทั้งหมดเรียงไปตามทิศทางเดียวกันจะเป็นผลทำให้ค่าความเนื้อสารนั้นเกิดการอิ่มตัว (Saturate)



รูปที่ 2.6 การเรียงตัวของโดเมนภายในสารแม่เหล็กเมื่อได้รับการทำแม่เหล็ก

นอกจากนั้นการทำแม่เหล็กโดยการป้อนแรงแม่เหล็กให้กับสารเฟอร์โรแมกเนติกจนกระทั่งเกิดการอิ่มตัว หลังจากนั้นถ้าทำการลดค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าและทำการวาดกราฟ B-H จะได้รูปดังรูปที่ 2.7 จะเห็นว่ากราฟจะไม่ย้อนกลับมาที่เดิม พฤติกรรมดังกล่าวเรียกว่า ฮิสเตอรีซิส

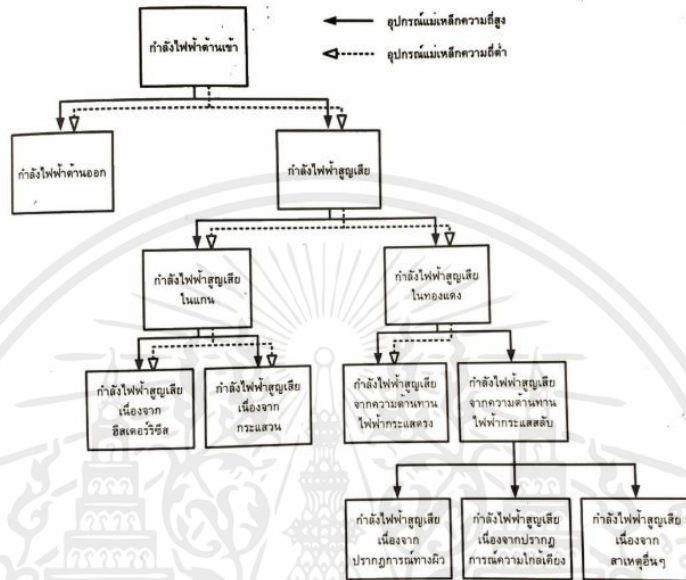


รูปที่ 2.7 วงรอบฮิสเตอรีซิสไฟฟ้ากระแสตรง

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

2.2.6.2 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในอุปกรณ์แม่เหล็ก

ระบบอิเล็กทรอนิกส์กำลังควรมีค่ากำลังสูญเสียเนื่องจากอุปกรณ์แม่เหล็กประมาณ 1% - 5% รายละเอียดของกำลังสูญเสียแสดงดังรูป



รูปที่ 2.8 แผนผังเปรียบเทียบกำลังไฟฟ้าสูญเสียของอุปกรณ์แม่เหล็กความถี่ต่ำและความถี่สูง

2.2.6.3 กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกน

สำหรับกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนจะประกอบด้วยกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮิสเทอรีซิส (Hysteresis loss) และกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสวนภายในแกนแม่เหล็ก (Eddy current loss) โดยกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากฮิสเทอรีซิส (P_h) หาได้จากสมการนี้

$$P_h = \frac{B_m^2 V_c f}{2\mu} \quad (w) \quad (2.36)$$

จากนั้นสมการทำให้ทราบได้ว่า ถ้ากำหนดให้ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็ก (B) ปริมาตรแกน (V) ค่าความถี่ใช้งาน (f) มีค่าคงที่ กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากฮิสเทอรีซิสก็จะขึ้นอยู่กับค่าความซาบซึมแม่เหล็ก โดยถ้าเลือกแกนแม่เหล็กที่มีค่าความซาบซึมได้สูงๆ ก็จะทำให้ค่าความสูญเสียจากฮิสเทอรีซิสมีค่าต่ำ และในทำนองกลับกันถ้าเลือกแกนแม่เหล็กที่มีค่าความซาบซึมได้ต่ำก็จะทำให้ค่าความสูญเสียจากฮิสเทอรีซิสมีค่าสูง สำหรับค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากค่ากระแสวน (P_e) สามารถหาได้จาก

$$P_e = K_e f^2 B_m^2 (w) \quad (2.37)$$

โดย K_e คือค่าคงที่ขึ้นอยู่กับวัสดุที่นำมาเป็นแกน

วิธีในการลดผลของกระแสวนภายในแกนแม่เหล็กดังกล่าวสามารถทำได้โดยการเพิ่มค่าความต้านทานในจุดที่เกิดกระแสวน ซึ่งทำได้โดยแบ่งแกนแม่เหล็กออกเป็นแผ่นย่อยๆ หลายแผ่นมาประกบกัน (Laminations) ทำให้ค่าความต้านทานไฟฟ้าเพิ่มขึ้นและเป็นผลทำให้เส้นแรงแม่เหล็กจะแบ่งเป็นส่วนย่อยๆ ในแต่ละแผ่นย่อยนั้นๆ แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำโดยรวมที่เกิดขึ้นภายในแกนแม่เหล็กจึงมีขนาดน้อยลงอย่างไรก็ตามด้วยวิธีแบ่งเป็นแผ่นย่อยๆ ดังกล่าวจะใช้กันแต่เฉพาะในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่ต่ำเท่านั้นเพราะถึงแม้จะแบ่งแกนแม่เหล็ก (Metal core) ออกเป็นแผ่นย่อยแล้วก็ตามแต่ที่ความถี่สูงกว่า 100 kHz จะไม่สามารถแก้ปัญหาด้วยวิธีดังกล่าวได้ดังนั้นที่ความถี่สูงจึงนิยมใช้วิธีการเลือกแกนแม่เหล็กที่มีคุณสมบัติความต้านทานไฟฟ้าสูงถึงแม้จะมีโครงสร้างแบบตัน เช่น แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite cores) ซึ่งมีโครงสร้างตันและไม่จำเป็นที่จะต้องทำให้เป็นแผ่นบางๆ ประกบกันซึ่งใช้ได้ดีตั้งแต่ย่านความถี่ 10 kHz จนถึง 10 MHz เป็นต้นโดยที่การเลือกใช้แกนแม่เหล็กที่มีโครงสร้างตันและมีความต้านทานไฟฟ้าสูงจะนิยมใช้ในหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง

2.2.6.4 กำลังไฟฟ้าสูญเสียจากความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับ (Winding AC loss)

ความต้านทานไฟฟ้ากระแสสลับจะแตกต่างจากความต้านทานไฟฟ้าของตัวนำทองแดงที่ใช้เฉพาะกับไฟฟ้ากระแสตรง เพราะสนามแม่เหล็กที่เกิดจากไฟฟ้ากระแสสลับจะเหนี่ยวนำทำให้เกิดค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำภายในตัวนำทองแดงซึ่งเป็นผลทำให้เกิดกระแสวนภายในตัวนำทองแดงดังกล่าวทำให้เกิดปรากฏการณ์ที่กระแสไฟฟ้าจะไหลเฉพาะบริเวณผิวของตัวนำทองแดงนั้น ซึ่งจะนิยามได้ว่าเป็น "ปรากฏการณ์ทางผิว" (Skin effect)

2.2.6.5 กำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากปรากฏการณ์ทางผิว (Skin effect)

เนื่องจากสนามแม่เหล็กที่เกิดจากกระแสไฟฟ้าในสายตัวนำทองแดง จะไม่ได้ปรากฏล้อมรอบสายตัวนำทองแดงเท่านั้นแต่จะปรากฏภายในสายตัวนำทองแดงด้วยเช่นกันและถ้ากำหนดให้กระแสไฟฟ้าที่ไหลในสายตัวนำทองแดงเป็นไฟฟ้ากระแสตรงที่มีความสม่ำเสมอ (Uniform current) หรือหมายถึงค่าความต้านทานมีความเท่ากันสม่ำเสมอตลอดพื้นผิวของตัวนำทองแดงจะได้ว่าค่าความเหนี่ยวนำภายในสายตัวนำทองแดง (L_{int}) จะมีค่าน้อยลงเมื่อรัศมี (r) เพิ่มขึ้น กล่าวอีกนัยหนึ่งก็คือค่ากระแสไฟฟ้าที่จุดศูนย์กลางของตัวนำทองแดงจะมีค่าน้อยที่สุด เพราะความต้านทานมีค่าเท่ากันตลอดพื้นที่ผิวของตัวนำทองแดงในขณะที่ค่าความเหนี่ยวนำมีค่าสูงสุดที่จุดศูนย์กลางของตัวนำทองแดงทำให้ได้ค่าอิมพีแดนซ์ที่จุดศูนย์กลางของสายตัวนำทองแดงจะมีค่ามากที่สุดนั่นเองและค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลในสายตัวนำทองแดงจะมีค่าเพิ่มขึ้นเมื่อห่างจากจุดศูนย์กลางของตัวนำทองแดงเป็นลำดับนอกจากนั้น

สำหรับกรณีไฟฟ้ากระแสสลับจะแตกต่างจากกรณีไฟฟ้ากระแสตรงโดยที่ค่าความหนาแน่นของกระแสไฟฟ้าแปรตามค่าความถี่ใช้งานและเนื่องจากค่าของความเหนี่ยวนำภายในมีค่าสูงสุดที่จุดกึ่งกลางของตัวนำทองแดงเป็นผลทำให้แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำจะมีค่าสูงสุดที่จุดกึ่งกลางของสายตัวนำทองแดงเช่นกันโดยที่แรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำที่เกิดขึ้นภายในสายตัวนำทองแดงดังกล่าวจะมีทิศทางตรงข้ามกับทิศทางของกระแสไฟฟ้าหลักและยิ่งความถี่ที่ใช้งานมีค่ามากก็จะยิ่งทำให้กระแสไฟฟ้าจะอยู่เฉพาะบริเวณผิวของตัวนำทองแดงมากยิ่งขึ้น ทำให้ค่ากระแสไฟฟ้าจะไม่มีค่าสม่ำเสมอตลอดพื้นที่ผิวของตัวนำทองแดงซึ่งผลที่เกิดขึ้นดังกล่าวจะเรียกว่า “ปรากฏการณ์ทางผิว” (Skin effect)



รูปที่ 2.9 ปรากฏการณ์ทางผิว (Skin effect)

Skin depth (δ) สามารถหาได้จากสมการนี้

$$\delta = \sqrt{\frac{\rho}{\pi f \mu_r \mu_0}} \quad (2.38)$$

โดยที่ δ = Skin depth

ρ = Resistivity

f = Frequency

μ_r = Relative permeability

$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$

ถ้าทำให้ค่าเส้นผ่านศูนย์กลางของตัวนำทองแดง ที่ใช้มีค่าเท่ากับหรือน้อยกว่าสองเท่าของความหนาของผิวตัวนำทองแดงกระแสหรือ ($d < 2\delta$) ($d = 2\delta$) ก็จะทำให้ผลของปรากฏการณ์ทางผิวของตัวนำทองแดงมีค่าน้อยมากจนสามารถละเว้นไม่นำมาพิจารณาได้นอกจากนั้น การเลือกใช้ตัวนำทองแดงที่มีพื้นที่หน้าตัดของสายตัวนำทองแดงมีขนาดใหญ่กว่าความหนาของผิวตัวนำทองแดงกระแสก็จะมี

ประโยชน์ในการนำกระแสไฟฟ้าเลยเพราะว่าไฟฟ้าโดยส่วนใหญ่จะไหลแต่เฉพาะบริเวณผิวของตัวนำทองแดงเท่านั้น ในทางปฏิบัติจึงนิยมใช้ตัวนำทองแดงที่มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับความหนาของผิวตัวนำทองแดงกระแสจำนวนหลายๆ เส้นโดยที่แต่ละเส้นจะเคลือบฉนวนแยกจากกันและตีเกลียวรวมกัน หรือขนาบกันจนได้ขนาดเส้นผ่านศูนย์กลางเท่ากับตัวนำทองแดงแบบตัน ซึ่งจะเรียกสายดังกล่าวว่า เส้นลวดตีขนาบ (Litzendraht: Litz wire) อย่างไรก็ตามเส้นลวดตีขนาบจะใช้งานได้เมื่อความถี่ใช้งานมีค่าต่ำกว่า 500 kHz เท่านั้น เพราะที่ความถี่ใช้งานมีค่าสูงกว่า 500 kHz ผลของตัวเก็บประจุแฝง (Interstand capacitance) จะทำให้เส้นลวดตีขนาบดังกล่าวมีประสิทธิภาพลดลง

2.3 หลักการพื้นฐานในการออกแบบอุปกรณ์แม่เหล็ก

โดยทั่วไปอุปกรณ์แม่เหล็กที่ไม่มีการเคลื่อนที่ (Static magnetic devices) จะสามารถแบ่งออกแม่เหล็กถาวร (Permanent magnets) หม้อแปลงไฟฟ้า (Transformers) และตัวเหนี่ยวนำ (Inductors) ซึ่งแต่ละแบบมีรายละเอียดดังนี้

2.3.1 แม่เหล็กถาวร

โดยทั่วไปจะนิยมเรียกว่า เหล็กแข็ง (Hard iron) ในขณะที่สารแม่เหล็กอื่นๆ จะเรียกว่า เหล็กอ่อน (Soft iron) คุณสมบัติของแม่เหล็กถาวรคือจะสามารถสร้างเส้นแรงแม่เหล็กได้มอเตอร์ไฟฟ้าถึงแม้ว่าจะไม่ได้ป้อนแรงเคลื่อนแม่เหล็กก็ตาม ซึ่งแม่เหล็กถาวรดังกล่าวนิยมใช้ในเครื่องกำเนิดไฟฟ้า และอุปกรณ์ตรวจจับ (Sensing devices) เป็นต้น นอกจากนั้นคุณสมบัติที่สำคัญของสารแม่เหล็กที่จะทำแม่เหล็กถาวรคือ ค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กตกค้าง B_r และ H_c (Coercive force) จะมีค่าสูงและเพื่อให้ค่าทั้งสองมีค่าสูง ดังนั้นวัสดุส่วนใหญ่ที่นำมาทำแม่เหล็กถาวรจะมีวงรอบฮิสเทอรีซิสที่เกือบจะเป็นรูปสี่เหลี่ยม ซึ่งวัสดุดังกล่าวได้แก่ โลหะอัลลอยด์ (Alloys of iron) นิกเกิล (Nickel) โคบอลต์ (Cobalt) ซามาเรียม-โคบอลต์ (Samarium-cobalt) และนีโอดิเมียม-เหล็ก-โบรอน (Neodymium-Iron-Boron) เป็นต้นโดยเฉพาะอย่างยิ่งสารแม่เหล็ก Samarium-Cobalt และ Neodymium-Iron-Boron จะมีข้อดีคือ มีค่า H_c สูง และ B_r จะมีค่าสูงเช่นกันคือมีค่ามากกว่า 0.5 เทสลา นอกจากนั้นวงรอบฮิสเทอรีซิสของสารแม่เหล็กดังกล่าวจะไม่ใช่สี่เหลี่ยม เหมือนกับคุณสมบัติของสารที่ใช้ทำแม่เหล็กถาวรทั่วไปโดยจะมีค่าความสูญเสียฮิสเทอรีซิสต่ำถึงแม้ว่าจะมีค่า H_c และ B_r สูงก็ตาม สาเหตุที่เป็นดังนี้เพราะวงรอบทั้งทางด้านซีกบวกและซีกลบจะค่อนข้างเป็นเชิงเส้นมากซึ่งสารแม่เหล็กดังกล่าวคาดว่าจะน่าจะเป็นสารที่นิยมแพร่หลายในการทำแม่เหล็กถาวรภายในมอเตอร์ไฟฟ้าเป็นต้น

2.3.2 หม้อแปลงไฟฟ้า

คุณสมบัติของหม้อแปลงไฟฟ้า คือ จะต้องมีความซาบซึมได้สูง เพื่อลดค่าเส้นแรงแม่เหล็กรั่วและเพื่อจะให้ค่ากระแสทำแม่เหล็กมีค่าน้อยที่สุดเท่าที่จะเป็นไปได้ นอกจากนั้นค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียจะต้องมีค่าต่ำ โดยที่สารแม่เหล็กที่นิยมใช้ทำเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าจะแสดงกราฟความสัมพันธ์ของ

ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กกับความเข้มสนามแม่เหล็ก (B-H curve) ให้มีลักษณะแคบเท่าที่จะเป็นไปได้เพื่อลดกำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากวงรอบฮิสเทอรีซิส

2.3.3 ตัวเหนี่ยวนำ

คุณสมบัติของตัวเหนี่ยวนำที่ดีก็คือ กราฟความสัมพันธ์ของความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กกับความเข้มสนามแม่เหล็กมีความเป็นเชิงเส้น (Linearity) อย่างไรก็ตามสารเฟอร์โรแมกเนติกจะมีคุณสมบัติไม่เป็นเชิงเส้น แต่มีค่าความซาบซึมได้สูง ในขณะที่แกนอากาศหรือแกนที่ทำจากสารที่ไม่ใช่เฟอร์โรแมกเนติก ค่าความซาบซึมได้จะมีค่า $\mu = \mu_0$ ซึ่งจะมีความเป็นเชิงเส้นสูง แต่จะทำให้ได้ค่าความเหนี่ยวนำต่ำและด้วยข้อจำกัดดังกล่าวจึงทำให้เป็นการยากในทางปฏิบัติที่จะออกแบบตัวเหนี่ยวนำที่มีค่าความเหนี่ยวนำคงที่ได้ อย่างไรก็ตาม วิธีการแก้ปัญหาดังกล่าวในทางปฏิบัติก็คือเพิ่มช่องอากาศในแกนแม่เหล็ก ทำให้แกนแม่เหล็กที่ทำจากสารเฟอร์โรแมกเนติกให้ค่าความซาบซึมได้ที่สูง ในขณะที่ช่องอากาศจะมีผลทำให้ค่าความซาบซึมได้มีค่าคงที่ โดยที่ช่องอากาศที่เพิ่มเข้าไปในแกนเฟอร์ไรต์ นอกจากจะใช้ในการสะสมพลังงานแม่เหล็กเท่านั้น แต่ยังทำให้ค่าความเหนี่ยวนำมีความเป็นเชิงเส้นอีกด้วยนอกจกสารเฟอร์โรแมกเนติกแล้ว ยังมีสารแกนโลหะแบบผง (Powder metal core) ซึ่งเป็นสารแม่เหล็กที่มีช่องอากาศกระจายอยู่ภายในซึ่งจะให้ผลเหมือนกับการเพิ่มช่องอากาศเข้าไปในแกนเฟอร์ไรต์นั่นเอง ซึ่งผลกระทบของช่องอากาศจะประกอบไปด้วย

1. ทำให้ค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็ก (L_m) มีค่าคงที่
2. ลดค่าความเหนี่ยวนำทำแม่เหล็กลง
3. สามารถเพิ่มค่ากระแสไฟฟ้าที่ไหลผ่านได้
4. ลดค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กตกค้างลง
5. หลีกเลี่ยงการอิมตัวเนื่องจากไฟฟ้ากระแสตรง

2.4 การออกแบบอุปกรณ์แม่เหล็กโดยใช้เงื่อนไขการอิมตัว

เมื่อสารแม่เหล็กเกิดการอิมตัวซึ่งจะหมายถึงวงรอบฮิสเทอรีซิสสูงถึงค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กสูงสุดเป็นผลทำให้ค่าความซึมซาบลดลงรวดเร็วจนมีค่าเท่ากับค่าความซึมซาบของอากาศและถ้ายังคงป้อนแรงเคลื่อนแม่เหล็กซึ่งหมายถึงการเพิ่มค่า B แต่เนื่องจากค่าความซึมซาบได้ลดลงอย่างมาก ($\approx \mu_0$) ทำให้ได้อัตราการเพิ่มขึ้นของค่า B จะต่ำมาก ดังนั้นโรงงานผู้ผลิตสารแม่เหล็กจึงมักจะระบุค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กอิมตัว (B_{sat}) เช่น สำหรับสารเหล็ก (Magnetic steel) จะประมาณเท่ากับ 2 เทสลา ในขณะที่สำหรับสารเฟอร์ไรต์จะมีค่าประมาณเท่ากับ 0.3 เทสลา ประเภทโลหะที่เป็นผงอัด (Powdered iron) และสารแม่เหล็กอัลลอยด์ (Magnetic alloys) จะมีค่าต่ำกว่า 1 เทสลาเป็นต้น

โดยทั่วไปแล้วจะพยายามหลีกเลี่ยงไม่ให้สารแม่เหล็กเกิดการอิมตัว เพราะถ้าสารแม่เหล็กเกิดการอิมตัวในหม้อแปลงไฟฟ้าหรือตัวเหนี่ยวนำจะเป็นผลทำให้แกนแม่เหล็กที่ใช้ไม่มีความหมายเนื่องจาก ค่า

ความเป็นตัวนำทองแดงทางแม่เหล็กหรือค่าความซึมซาบได้มีค่าไม่แตกต่างจากอากาศและในกรณีหม้อแปลงไฟฟ้าสมการความสัมพันธ์ของหม้อแปลงไฟฟ้าจะไม่สามารถนำมาใช้ได้เพราะเส้นแรงแม่เหล็กทั้งหมดจะมีเส้นแรงแม่เหล็กรั่ว (Leakage flux) สูงมาก ดังนั้นเพื่อหลีกเลี่ยงการอิ่มตัวของสารแม่เหล็กจะต้องมีทราบค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กของแกนแม่เหล็กนั้น ยกตัวอย่างเช่น

- กรณีตัวเหนี่ยวนำ

สำหรับตัวเหนี่ยวนำที่พันขดลวดทองแดงเพียงขดเดียวจะได้เส้นแรงแม่เหล็กที่มีค่าเท่ากับ

$\emptyset = \frac{Ni}{R}$ ความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กจะเท่ากับ $B = \frac{Ni}{RA}$ หรือถ้าเป็นกรณีพันด้วยขดลวดทองแดงหลายขดจะได้ $B = \frac{(Ni)_{net}}{RA}$ และถ้าต้องการที่จะไม่ให้แกนแม่เหล็กเกิดการอิ่มตัวจะต้องทำให้ $B < B_{sat}$ ซึ่งหมายถึงการจำกัดค่ากระแส หรือที่ถูกต้องคือค่าแรงเคลื่อนแม่เหล็กจะได้ $Ni < B_{sat}RA$

โดยทั่วไปการจำกัดแรงเคลื่อนแม่เหล็กมักจะเรียกว่า Ampere-turn limit ซึ่งจะเป็นผลทำให้พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ (Inductor's stored energy) เท่ากับ $\frac{Li^2}{2} = \frac{(Ni)^2}{2R}$ ถ้ากำหนดให้ค่าแรงเคลื่อนแม่เหล็กมีค่าสูงสุด ก็จะทำให้ได้ค่าพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำสูงสุดเช่นกัน ซึ่งเท่ากับ

$$W_{max} = \frac{B_{sat}^2}{2\mu} l_{core} A_{core} \quad (2.39)$$

จะเห็นว่าค่าพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำจะแปรผันโดยตรงกับปริมาตรของแกนแม่เหล็ก และจะแปรผกผันกับค่าความซึมซาบแม่เหล็กเพราะฉะนั้นในทางปฏิบัตินิยมเพิ่มพลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำโดยการเพิ่มช่องอากาศให้กับวงจรแม่เหล็ก อาจทำได้ด้วยการเพิ่มพื้นที่หน้าตัดหรือความยาว

- กรณีหม้อแปลงไฟฟ้า

เนื่องจากผลรวมแรงเคลื่อนแม่เหล็ก (MMF) ของหม้อแปลงไฟฟ้าจะมีค่าเท่ากับศูนย์หรือ $N_1 i_1 + N_2 i_2 = 0$ ซึ่งในกรณีดังกล่าวการหาค่า B จะแตกต่างออกไปจากกรณีตัวเหนี่ยวนำโดยจากกฎของฟาราเดย์จะได้ค่าแรงเคลื่อนไฟฟ้าเหนี่ยวนำเท่ากับ $v = N \cdot \left(\frac{d\emptyset}{dt}\right)$ หรือได้เท่ากับ $\int v dt = \lambda = N\phi = NBA$ เพราะฉะนั้นการจำกัดให้ค่า $\int v dt < NB_{sat}A$ จะไม่ทำให้แกนแม่เหล็กเกิดการอิ่มตัว (ผลรวมของแรงเคลื่อนแม่เหล็กสุทธิเท่ากับศูนย์) และพิจารณาจากเงื่อนไขดังกล่าว ถ้าป้อนไฟฟ้ากระแสตรงให้แก่หม้อแปลงไฟฟ้าจะทำให้แกนแม่เหล็กเกิดการอิ่มตัว ในกรณีที่ผลรวมของแรงเคลื่อนแม่เหล็กสุทธิไม่เท่ากับศูนย์จะได้

$$\frac{\int v dt}{NA} + \frac{Ni_{dc}}{RA} < B_{sat}$$

โดยที่ $\int v dt$ จะเรียกว่าผลคูณแรงดันกับเวลา (Vol-second product) โดยที่ $\frac{\int v dt}{N}$ จะนิยมเรียกว่าพิกัดสูงสุดของผลคูณแรงดันกับเวลา (Maximum vol-second rating) สำหรับกรณีมีเฉพาะแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับจะได้

$$\frac{V_0 \sin(\omega t)}{\omega NA} < B_{sat}$$

พิจารณาเฉพาะค่าสูงสุดของแรงดันไฟฟ้า จะได้ข้อจำกัดของเงื่อนไขที่ต้องใช้ในการออกแบบเท่ากับ $\frac{V_0}{\omega NA} < B_{sat}$ ซึ่งความสัมพันธ์ดังกล่าวจะเรียกว่า แรงดันไฟฟ้าต่อรอบสูงสุด (Maximum volts per turn) ที่จะใช้สำหรับออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า ตัวอย่างผลกระทบของการที่ทำให้เกิดความไม่สมดุลของค่าแรงดันไฟฟ้าต่อเวลา (Volt-second) แก่ขดลวดทองแดง คือ แกนแม่เหล็กจะเกิดการอิ่มตัวซึ่งเป็นผลทำให้ค่าความซึมซาบและค่าความเหนี่ยวนำลดลง เช่นกรณีวงจรแปลงผันไฟฟ้ากระแสตรงเป็นไฟฟ้ากระแสตรง ผลของการที่อุปกรณ์แม่เหล็กเกิดการอิ่มตัวอาจจะทำให้วงจรดังกล่าวทำงานในโหมดนำกระแสไฟฟ้าไม่ต่อเนื่อง (Discontinuous mode) ซึ่งการทำงานในโหมดการทำงานดังกล่าวจะทำให้ค่ากระแสไฟฟ้าเพิ่มขึ้นอย่างรวดเร็ว ทำให้กำลังไฟฟ้าสูญเสียเพิ่มขึ้นและประสิทธิภาพลดลง เป็นต้น

2.4.1 แกนแม่เหล็กความถี่สูง

แกนแม่เหล็กมีหน้าที่หลักคือเป็นเส้นทางเดินหลักสำหรับเส้นแรงแม่เหล็กในการเชื่อมโยงระหว่างอุปกรณ์แม่เหล็กอาจจะกล่าวได้ว่าทำหน้าที่เป็นเส้นทางเชื่อมต่อระหว่างแหล่งพลังงานแม่เหล็กกับโหลดทางแม่เหล็กนั่นเอง เช่น สำหรับในกรณีหม้อแปลงไฟฟ้า แหล่งจ่ายระหว่างอุปกรณ์แม่เหล็กพลังงานแม่เหล็กได้แก่ขดลวดทองแดงทางด้านปฐมภูมิซึ่งหมายรวมถึงแหล่งจ่ายไฟฟ้ากระแสสลับและโหลดทางแม่เหล็กได้แก่ขดลวดทองแดงทางด้านทุติยภูมิ ท้าวไปหม้อแปลงไฟฟ้าที่ใช้ในอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะแบ่งออกเป็นสองประเภทได้แก่ หม้อแปลงความถี่สูงและหม้อแปลงความถี่ต่ำโดยที่ความแตกต่างระหว่างหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่ต่ำและหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงคือความถี่ต่ำ (50/60 Hz) และหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูง (kHz หรือมากกว่า) จะอยู่ที่ชนิดเนื้อสารของแกนแม่เหล็กที่ใช้โดยที่หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่ต่ำจะใช้แกนเหล็ก (Iron core) ในขณะที่หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจะใช้แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite core) เป็นต้น สารแม่เหล็กที่ใช้ทำเป็นแกนแม่เหล็กในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังจะต้องมีคุณสมบัติที่มีค่าความซึมซาบสัมพัทธ์สูงๆ สารแม่เหล็กที่นิยมใช้ทำเป็นแกนแม่เหล็กชนิดต่างๆ ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลังซึ่งแบ่งออกได้เป็น 3 ชนิดด้วยกัน ได้แก่

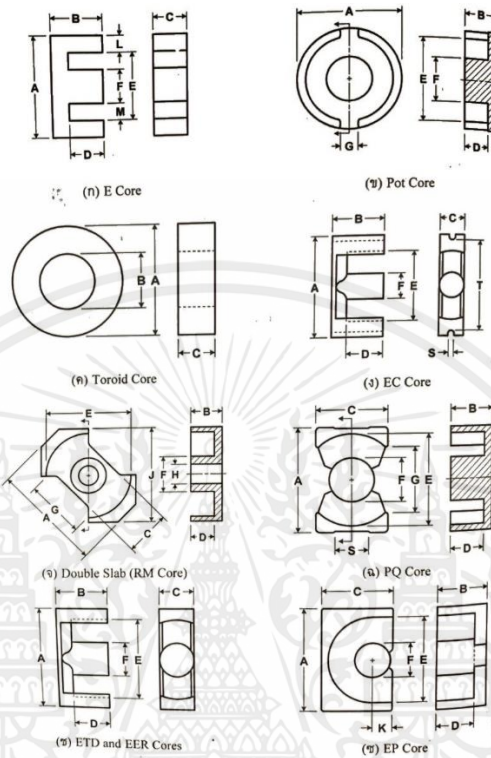
2.4.1.1 เฟอร์โรแมกเนติก หรืออาจจะเรียกได้ว่าโลหะแม่เหล็ก (Magnetic metals) จะแบ่งออกเป็นสองแบบ ได้แก่ แบบแข็ง (Hard materials) ซึ่งนิยมใช้ทำแม่เหล็กถาวรและแบบอ่อน (Soft

materials) ซึ่งจะนิยมใช้ทำเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าและตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า โดยเฟอร์โรแมกเนติกจะมีคุณสมบัติได้แก่ มีค่าความหนาแน่นสนามแม่เหล็กอิ่มตัวสูง (7,000 ~ 23,000 เกาส์: โดยที่ 1 เกาส์ เท่ากับ 10 เทสลา) และมีความซึมซาบสัมพัทธ์สูง (1,000 ~ 200,000) ค่าความนำไฟฟ้ามีค่าสูงด้วย จึงจำเป็นที่จะต้องทำให้เป็นแผ่นบางๆ ประกอบกัน (Laminated or tape form) เพื่อลดค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องจากกระแสวนรูปทรงของแกนแม่เหล็กมีจนกระทั่งถึงขนาดใหญ่ๆ และด้วยคุณสมบัติที่มีค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กอิ่มตัวสูง จึงเป็นที่นิยมใช้ในอุปกรณ์แม่เหล็กที่ใช้กับความถี่สูง (50 ~ 400 Hz) อย่างไรก็ตาม เนื่องจากปัญหาค่ากำลังไฟฟ้าสูญเสียเนื่องกระแสวน ทำให้ไม่สามารถใช้ในงานความถี่สูงได้ (< 200 kHz) เฟอร์ไรต์จะสามารถแบ่งออกได้เป็นแบบแข็ง ซึ่งนิยมใช้ทำแม่เหล็กถาวรนิยมใช้ทำเป็นหม้อแปลงไฟฟ้าและตัวเหนี่ยวนำไฟฟ้า เหมือนกับกรณีเฟอร์โรแมกเนติก ด้วยกรรมวิธีการผลิตแกนเฟอร์ไรต์ที่ทำให้มีความต้านทานไฟฟ้าสูงและด้วยคุณสมบัติดังกล่าวทำให้เฟอร์ไรต์จะมีค่ากระแสวนภายในต่ำที่ความถี่สูง

2.4.1.2 ซุปเปอร์พาราแมกเนติก (Super paramagnetic) หรืออาจจะเรียกได้ว่า ผงโลหะอัด (Powdered metal) ด้วยกรรมวิธีการผลิตจะทำให้มีค่าความซึมซาบสัมพัทธ์ต่ำ (8 ~ 80 ยกเว้นกรณี ผงโลหะอัดชนิดโมตีเพอมาลอยด์ (Moly Permalloy Powder core: MPP) ที่มีค่าสูงถึง 550) และใช้กับไฟฟ้ากระแสตรงได้จึงนิยมประยุกต์ใช้งานเป็นตัวเหนี่ยวนำของระบบกรองในย่านความถี่ประมาณ 1 kHz - 100 kHz

2.4.1.3 แกนเฟอร์ไรต์ (Ferrite Cores) กรรมวิธีการผลิตเฟอร์ไรต์จะมีความแตกต่างจากสารแม่เหล็กชนิดอื่นๆ (Raw materials) โดยจะมาจากออกไซด์ของโลหะชนิดต่างๆ (Oxides of various metals) เช่น เหล็ก (Iron) แมงกานีส (Manganese) สังกะสี (Zinc) ซึ่งโดยทั่วไปออกไซด์จะทำหน้าที่เป็นฉนวน เป็นผลทำให้เฟอร์ไรต์มีความต้านทานไฟฟ้าสูงกว่ากรณีใช้อัลลอยด์ (Magnetic alloys) ทำให้เหมาะกับงานที่ใช้กับความถี่สูงๆจนกระทั่งถึงย่านเมกะเฮิรตซ์ และด้วยกรรมวิธีการผลิตโดยการเผาส่วนผสมจากออกไซด์ของเหล็ก (Iron oxide) ร่วมกับออกไซด์หรือคาร์บอนเนตของแมงกานีสและสังกะสี หรืออาจจะร่วมกับออกไซด์หรือคาร์บอนเนตของนิเกิลและสังกะสีเป็นต้น ทำให้แกนเฟอร์ไรต์มีลักษณะเป็นสารเซรามิก (Ceramic material) โดยที่ MnZn Ferrite จะใช้กับงานที่มีความถี่ใช้งานสูงถึง 1 - 2 MHz ซึ่งหมายรวมถึง Power ferrite materials ที่นิยมใช้ในแหล่งจ่ายกำลังสวิตชิง ในขณะที่ NiZn Ferrite ซึ่งจะมีค่าความซึมซาบได้ต่ำและมีค่าความต้านทานไฟฟ้าสูงทำให้มีกำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนต่ำซึ่งนิยมใช้ตั้งแต่ความถี่ 1 MHz จนกระทั่งถึงหลายร้อยเมกะเฮิรตซ์โดยทั่วไป ค่าความซึมซาบสัมพัทธ์ของเฟอร์ไรต์จะมีค่าอยู่ระหว่าง 1,500 - 3,000 นอกจากนี้แกนเฟอร์ไรต์ยังสามารถประยุกต์ใช้งานเป็นได้ทั้งตัวเหนี่ยวนำและหม้อแปลงไฟฟ้า เหตุผลที่แกนเฟอร์ไรต์เป็นที่นิยมใช้งานในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

เพราะว่ามีราคาถูก กำลังไฟฟ้าสูญเสียในแกนจะมีค่าต่ำกว่าแกนที่ทำจากสารแม่เหล็กชนิดอื่นๆ และรูปทรงของแกนแม่เหล็กยังมีหลากหลายแบบ



รูปที่ 2.10 ตัวอย่างรูปทรงแกนแม่เหล็กที่ใช้ในวงจรอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

อย่างไรก็ตามข้อเสียหลักของแกนเฟอร์ไรต์คือการเป็นเซรามิกนั้นก็หมายถึงโครงสร้างของแกนเฟอร์ไรต์จะเปราะและแตกหักง่ายและความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กอิมิตัวมีค่าต่ำกว่าแกนแม่เหล็กชนิดอื่นๆ โดยเมื่อเปรียบเทียบกับ Powder cores กับเฟอร์ไรต์จะเห็นได้ว่าค่าความหนาแน่นเส้นแรงแม่เหล็กสูงสุดของ Powder cores (0.8 เทสลา) จะมีค่าสูงกว่าของเฟอร์ไรต์ (0.3 เทสลา) ซึ่งทำให้ขนาดของตัวเหนี่ยวนำที่ได้จากแกน Powder cores จะมีขนาดเล็กกว่าแกนเฟอร์ไรต์ ซึ่งตัวเหนี่ยวนำความถี่ใช้งานสูงกว่า 100 kHz จะนิยมใช้แกนเฟอร์ไรต์มากกว่าแกนแม่เหล็กชนิดอื่นๆ เพราะเรื่องความสูญเสียในแกน Powder cores จะมีค่า k สูงมากเมื่อความถี่ที่ใช้มีค่าสูงกว่า 100 kHz และปัญหาในเรื่องการพันขดลวดทองแดง

2.5 การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าและตัวเหนี่ยวนำความถี่สูงด้วยวิธีผลคูณพื้นที่ (High Frequency Transformer and Inductor Design using Area Product Design)

หม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงเป็นอุปกรณ์แม่เหล็กพื้นฐานที่ใช้ในวงจรแปลงกำลังไฟฟ้า สำหรับในหัวข้อนี้จะกล่าวถึงการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงโดยเฉพาะสำหรับแหล่งจ่ายกำลังสวิตชิ่งและ

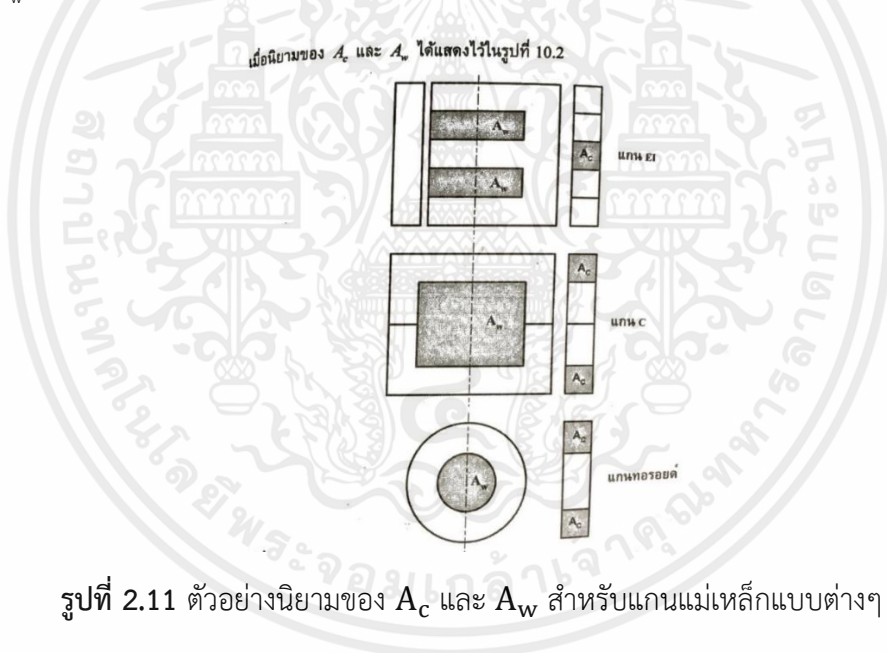
ด้วยหลักการพื้นฐานเดียวกันสามารถประยุกต์ใช้ในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงสำหรับงานอื่นๆ ได้ วงจรพื้นฐานที่ใช้ในแหล่งจ่ายกำลังสวิตชิงจะได้แก่ วงจรฟอร์เวิร์ดคอนเวอร์เตอร์ (Forward converter) วงจรฮาร์ฟบริดจ์และวงจรถูกบริดจ์คอนเวอร์เตอร์ (Half bridge and Full bridge converter) วงจรพุช-พูลคอนเวอร์เตอร์ (Push pull converter) วงจรฟลายแบ็คคอนเวอร์เตอร์ (Flyback converter) โดยทั่วไปแล้วในการออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้าความถี่สูงจะนิยมใช้วิธีผลคูณพื้นที่ (Area product) ซึ่งนิยามได้ด้วยสมการ ดังนี้

$$A_p = A_c \times A_w \quad (2.40)$$

โดยที่ A_p หมายถึง ผลคูณพื้นที่ (Area product)

A_c หมายถึง พื้นที่หน้าตัดของแกน (Core area)

A_w หมายถึง พื้นที่ภายในกรอบว่างของแกน (Window area)



จากสมการแรงดันเหนี่ยวนำย้อนกลับของหม้อแปลงไฟฟ้าซึ่งมีค่าเท่ากับ

$$E_{rms} = 4K_f N f B_m A_c \quad (2.41)$$

โดยที่ K_f มีค่า 1 สำหรับกรณีรูปคลื่นแรงดันสี่เหลี่ยม

K_f มีค่า 1.11 สำหรับกรณีรูปคลื่นแรงดันไซน์

N คือ จำนวนรอบขดลวด

f คือ ความถี่ (Hz)

B_m คือ ค่าความหนาแน่นเส้นแแกนแม่เหล็ก (Wb/m²)

A_c คือ พื้นที่หน้าตัดของแกน (m²)

จะได้ค่าจำนวนรอบด้านปฐมภูมิและทุติยภูมิมีค่าเท่ากับ

$$N_1 = \frac{E_1}{4K_f f B_m A_c} \text{ และ } N_2 = \frac{E_2}{4K_f f B_m A_c} \quad (2.42)$$

กระแสไฟฟ้าจะมีค่าเท่ากับ

$$I = J a_{\text{wire}} \quad (2.43)$$

โดยที่ J หมายถึง ความหนาแน่นกระแส (A/m²)

a หมายถึง พื้นที่หน้าตัดของตัวนำซึ่งกระแสไหลผ่าน (m²)

และถ้ากำหนดให้ขดลวดตัวนำด้านปฐมภูมิ (N_1) มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ a_1 และขดลวดตัวนำด้านทุติยภูมิ (N_2) มีพื้นที่หน้าตัดเท่ากับ a_2 ดังนั้นพื้นที่หน้าตัดของตัวนำทั้งหมดจะมีค่าเท่ากับ $N_1 a_1 + N_2 a_2$ ซึ่งในทางทฤษฎีพื้นที่หน้าตัดของตัวนำทั้งหมดควรจะพอดีกับพื้นที่หน้าต่าง (A_w) อย่างไรก็ตาม ในทางปฏิบัติ ขดลวดไม่ได้ประกอบด้วยตัวนำเท่านั้น แต่จะประกอบด้วย เช่น ฉนวนของขดลวด กระจาดฉนวนระหว่างขดลวดและช่องว่างอากาศเพื่อการระบายความร้อนเป็นต้น และถ้า K_w นิยามว่าหมายถึง Window utilization factor ซึ่งเป็นแฟกเตอร์ที่ใช้ในการชดเชยผลดังกล่าวและโดยทั่วไปมีค่าน้อยกว่าหนึ่ง เขียนเป็นสมการได้ดังนี้

$$K_w A_w = N_1 a_1 + N_2 a_2 \quad (2.44)$$

แทน (2.43) ลงในสมการ (2.44) จะได้

$$K_w A_w J = N_1 I_1 + N_2 I_2 \quad (2.45)$$

โดยที่ I_1 หมายถึง ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของกระแสปฐมภูมิ (A)

I_2 หมายถึง ค่ารากของกำลังสองเฉลี่ยของกระแสทุติยภูมิ (A)

N_1 หมายถึง จำนวนรอบของขดลวดปฐมภูมิ

N_2 หมายถึง จำนวนรอบของขดลวดทุติยภูมิ

แทนค่า N_1 และ N_2 ในสมการ (2.45) จะได้

$$K_w A_w J = \frac{E_1 I_1 + E_2 I_2}{4 K_f B_m A_c}$$

$$A_p = A_c A_w = \frac{E_1 I_1 + E_2 I_2}{4 J K_w K_f B_m} \quad (2.46)$$

2.5.1 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำด้วยวิธีผลคูณพื้นที่

ความแตกต่างของตัวเหนี่ยวนำกับหม้อแปลงไฟฟ้าที่สำคัญคือ

- **กรณีหม้อแปลงไฟฟ้า** เส้นแรงแม่เหล็กในแกนแม่เหล็กจะขึ้นอยู่กับกระแสไฟฟ้าที่ทำกับแม่เหล็กเท่านั้น (Magnetizing current) โดยที่กระแสไหลจะไม่มีผลต่อเส้นแรงแม่เหล็กในแกนแม่เหล็กแต่อย่างใด

- **กรณีตัวเหนี่ยวนำ** เส้นแรงแม่เหล็กในแกนแม่เหล็กจะขึ้นอยู่กับกระแสไหลจากความแตกต่างดังกล่าวจะเห็นได้ว่า เมื่อกระแสไหลที่ไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำมีค่าเพิ่มขึ้น อาจมีผลทำให้แกนแม่เหล็กเกิดการอิ่มตัวได้และเมื่อแกนแม่เหล็กเกิดการอิ่มตัว ก็จะทำให้ค่าความเหนี่ยวนำในแกนแม่เหล็กมีค่าลดลง ดังนั้นในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำ จำเป็นที่จะต้องมีการระบุค่ากระแสไหลสูงสุด เพื่อสามารถทำการออกแบบเลือกแกนแม่เหล็กที่จะไม่เกิดการอิ่มตัวได้ และด้วยสาเหตุดังกล่าวทำให้ ในกรณีที่กระแสไหลมีค่าสูงขนาดของแกนแม่เหล็กก็จะมีขนาดใหญ่มากขึ้นด้วยเช่นกัน อย่างไรก็ตามขนาดของแกนแม่เหล็กสามารถมีขนาดลดลงได้ด้วยการเพิ่มช่องอากาศ (Air gap) ที่เหมาะสมในแกนแม่เหล็กดังกล่าว สำหรับรายละเอียดเนื่องจากผลกระทบของช่องอากาศได้แสดงไว้ในบทที่ 3

2.5.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำด้วยวิธีผลคูณพื้นที่สำหรับแกนเฟอร์ไรต์

สำหรับวิธีการออกแบบตัวเหนี่ยวนำในทางปฏิบัติจะมีหลายวิธีด้วยกันแต่ที่จะกล่าวถึงในที่นี้ได้แก่ วิธีผลคูณพื้นที่สำหรับตัวเหนี่ยวนำที่ใช้แกนเฟอร์ไรต์ในการออกแบบเท่านั้น

2.5.2.1 คำนวณหาค่าความเหนี่ยวนำ

สำหรับขั้นตอนแรกในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำคือการกำหนดค่าความเหนี่ยวนำ โดยที่จะใช้กฎแรงดันไฟฟ้าของฟาราเดย์ (2.23) ในการหาค่าความเหนี่ยวนำของวงจรใดๆ แต่สำหรับวงจรเรโซแนนท์ ค่าความเหนี่ยวนำจะหาได้จากความถี่เรโซแนนท์ (Resonant frequency) และค่าตัวประกอบคุณภาพ (Quality factor: Q) ของวงจร

2.5.2.2 ผลคูณพื้นที่ (A_p)

พลังงานที่สะสมอยู่ในตัวเหนี่ยวนำจะมีค่าเท่ากับ

$$E = \frac{1}{2} LI_m^2 \quad (2.47)$$

โดยที่ E หมายถึง พลังงานที่สะสมในตัวเหนี่ยวนำ (Joules)

L หมายถึง ค่าความเหนี่ยวนำ (H)

I_m หมายถึง กระแสยอดของวงจร (A)

โดยพื้นที่ในการพันขดลวดจะต้องเหมาะสมกับจำนวนรอบ (N) และพื้นที่หน้าตัดของขดลวด (a) ดังนี้

$$K_w A_w = N \cdot a \quad (2.48)$$

แทนค่า $a = \frac{I}{J}$ ลงในสมการที่ (2.48) จะได้

$$K_w A_w = N \cdot \frac{I}{J} \quad (2.49)$$

เนื่องจากนิยาม Crest factor: K จะได้ว่า

$$K_c = \frac{I_m}{I} \quad (2.50)$$

แทนค่า $I = \frac{I_m}{K_c}$ ลงในสมการ (2.50) จะได้

$$K_w K_e A_w J = N \cdot I_m \quad (2.51)$$

และจากสมการแรงดันไฟฟ้าของฟาราเดย์จะได้

$$e = L \frac{di}{dt} = N \frac{d\phi}{dt} = N A_c \frac{dB}{dt} \quad \text{และ} \quad LI_m = N A_c B_m \quad (2.52)$$

แทนค่าสมการที่ (2.52) ลงในสมการที่ (2.47) จะได้

$$E = \frac{1}{2} N I_m A_c B_m \quad (2.53)$$

แทนค่า I_m ในสมการที่ (2.52) ลงในสมการที่ (2.47) จะได้

$$A_p = A_w A_e = \frac{2E}{K_w K_c J B_m} \quad (2.54)$$

และเนื่องจากตัวเหนี่ยวนำมีขดลวดมีแค่หนึ่งชุด เพราะฉะนั้น K_w จะเลือกให้มีค่าเท่ากับ 0.6

2.5.2.3 จำนวนรอบในการพันตัวเหนี่ยวนำ

จำนวนรอบในการพันตัวเหนี่ยวนำจะสามารถหาได้จาก

$$N = \frac{L I_m}{A_c B_m} \quad (2.55)$$

2.5.2.4 ขนาดของขดลวดตัวนำ

พื้นที่หน้าตัดของขดลวดตัวนำสามารถคำนวณหาได้จากสมการ

$$a = \frac{I}{J} \quad (2.56)$$

สำหรับขดลวดตัวนำจะต้องทำการเลือกโดยให้พื้นที่หน้าตัด (a) ที่ต้องมีค่ามากกว่าค่าที่ได้จากการคำนวณ

2.5.2.5 ช่องอากาศ

จากสมการแรงดันไฟฟ้าของฟาราเดย์จะได้

$$e = N \frac{d\phi}{dt} = L \frac{di}{dt} \quad \text{และ} \quad B = \frac{LI}{NA_c} \quad (2.57)$$

โดยที่ $B = \frac{\phi}{A_c}$

จากกฎของแอมแปร์จะได้

$$H = \frac{NI}{l_m} \quad (2.58)$$

ดังนั้น

$$B = \mu \frac{NI}{l_m} \quad (2.59)$$

จากสมการที่ (2.58) และ (2.59) จะได้

$$\frac{I_m}{\mu A_c} = \frac{N^2}{L} \quad (2.60)$$

โดยที่ $\frac{I_m}{\mu A_c}$ หมายถึง ค่าความต้านทานแม่เหล็กซึ่งจะมีค่า เท่ากับ

$$\frac{I_m}{\mu A_c} = \frac{I_c}{\mu_0 \mu_r A_c} + \frac{I_g}{\mu_0 A_c} \quad (2.61)$$

โดยที่ I_c หมายถึง เส้นทางเดินแม่เหล็ก (m)

I_g หมายถึง ระยะห่างของช่องอากาศ (m)

A_c หมายถึง พื้นที่หน้าตัดของแกนแม่เหล็ก (m^2)

ถ้าแกนแม่เหล็กมีค่าความซาบซึมแม่เหล็กสูง จะทำให้ค่าความต้านทานแม่เหล็กที่เกิดจากช่องอากาศจะมีค่าสูงมากเมื่อเทียบกับความต้านทานแม่เหล็กของแกนแม่เหล็ก

$$\frac{I_c}{\mu_0 \mu_r A_c} \ll \frac{I_g}{\mu_0 A_c}$$

ดังนั้นจากสมการ (2.61) สามารถจัดรูปสมการใหม่เพื่อหา I_g ได้ดังนี้

$$I_g = \frac{\mu_0 N^2 A_c}{L} \quad (2.62)$$

ในการคำนวณเพื่อหาระยะห่างของช่องอากาศจะทำการสมมติค่า N และ B ซึ่งจะไม่เท่ากับค่าที่เป็นจริงของ B ในแกนแม่เหล็ก ทำให้ช่องอากาศที่คำนวณได้อาจจะไม่เที่ยงตรง ดังนั้นในทางปฏิบัติค่าความเหนี่ยวนำที่ต้องการ อาจจะต้องมีการปรับแต่งด้วยการปรับระยะช่องอากาศ

บทที่ 3

การออกแบบและสร้างอุปกรณ์

3.1 การศึกษาและการจำลองการทำงานของวงจร

ในการจำลองการทำงานของวงจรนี้ จะใช้ค่าในการจำลองโดยอ้างอิงจากเอกสารอ้างอิง 11 kW Bi-directional CLLC DC-DC converter with 1200 V and 1700 V CoolSiC™ MOSFETs [1] จากบริษัท Infineon และทำการจำลองด้วยโปรแกรม PSIM

โดยทำการจำลองวงจร แบ่งเป็นวงจร Buck Converter (Forward) ที่ความถี่ Resonant และสูงกว่าความถี่ Resonant และวงจร Boost Converter (Reverse) ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ Resonant

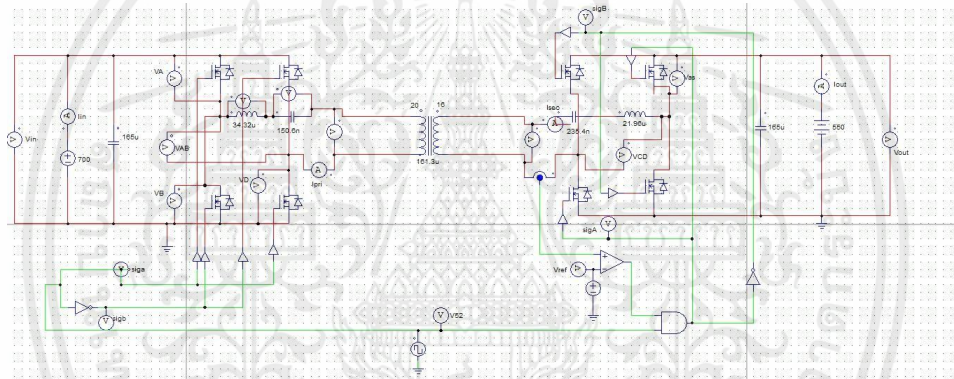
ตารางที่ 3.1 พารามิเตอร์ของ 11 kW Bi-directional CLLC DC-DC converter reference design

Infineon 11 kW Bi-directional CLLC DC-DC converter reference design specifications	
Input voltage	$V_{in_min} = 700 \text{ V}$
	$V_{in_nom} = 700 \text{ V}$
	$V_{in_max} = 800 \text{ V}$
Output voltage	$V_{o_min} = 550 \text{ V}$
	$V_{o_nom} = 550 \text{ V}$
	$V_{o_max} = 800 \text{ V}$
Output power	$P_r = 11 \text{ kW}$
Resonant frequency	$f_r = 70 \text{ kHz}$
Switch frequency	$f_{s_min} = 40 \text{ kHz}$
	$f_{s_max} = 200 \text{ kHz}$

ตารางที่ 3.2 ค่าพารามิเตอร์ของ Infineon CoolSiC™ 1200 V SiC MOSFETs

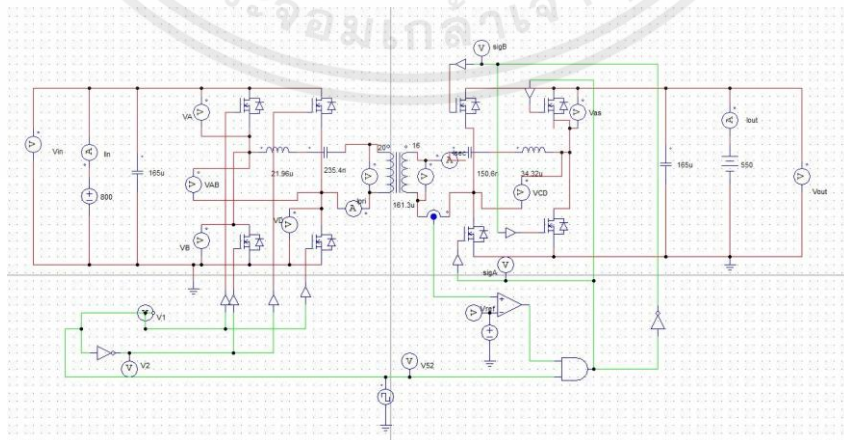
ค่าพารามิเตอร์ของ Infineon CoolSiC™ 1200 V SiC MOSFET	
Coss	116 pF
Ciss	2120 pF
Crss	13 pF
V _{gs(th)}	4.5 V
R _{ds(th)}	30 mΩ
t _d	> 48.1 ns

- วงจร Buck Converter ที่ความถี่ Resonant



รูปที่ 3.1 วงจร Buck 700 V – 550 V (Forward)

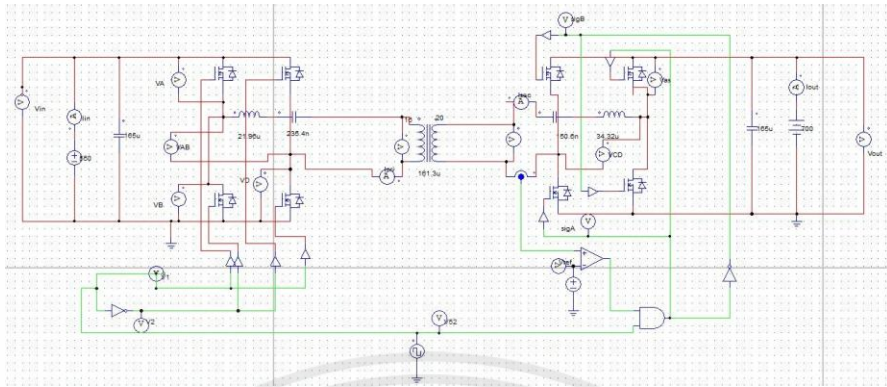
- วงจร Buck Converter ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ Resonant



รูปที่ 3.2 วงจร Buck 800 V – 550 V (Forward)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- วงจร Boost Converter ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ Resonant



รูปที่ 3.3 วงจร Boost 550 V – 700 V (Reverse)

3.2 การพัฒนาออกแบบและการจำลองการทำงานของวงจร

ในการออกแบบจะนำวงจรที่ทำการศึกษาและจำลองการทำงานและสมการที่เกี่ยวข้องในการคำนวณและออกแบบจากเอกสารอ้างอิงข้างต้น มาทดลองเพิ่มระดับของแรงดันในการทำงานและปรับปรุงค่าพารามิเตอร์ต่างๆ ในวงจรเพื่อควบคุมการจ่ายแรงดันตามความต้องการที่เหมาะสม

ตารางที่ 3.3 ค่าจากการคำนวณที่ใช้ในการจำลองการทำงาน

New 11 kW Bi-directional CLLC DC-DC converter specifications	
Input voltage	$V_{in_min} = 950 \text{ V}$
	$V_{in_nom} = 1000 \text{ V}$
	$V_{in_max} = 1050 \text{ V}$
Output voltage	$V_{o_min} = 650 \text{ V}$
	$V_{o_nom} = 700 \text{ V}$
	$V_{o_max} = 750 \text{ V}$
Output power	$P_r = 11 \text{ kW}$
Resonant frequency	$f_r = 70 \text{ kHz}$
Switch frequency	$f_{s_min} = 40 \text{ kHz}$
	$f_{s_max} = 150 \text{ kHz}$

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้าไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.4 ค่าพารามิเตอร์ของ Microsemi 1700 V SiC Power MOSFETs

ค่าพารามิเตอร์ของ Microsemi 1700 V SiC Power MOSFET	
C _{oss}	150 pF
C _{iss}	3300 pF
C _{rss}	10 pF
V _{gs(th)}	3.25 V
R _{ds(th)}	35 mΩ
t _d	> 46 ns

3.2.1 การหาค่าพารามิเตอร์ในวงจร

หา Turn ratio ของหม้อแปลงจาก

$$n = \frac{V_{in_nom}}{V_{o_nom}} = \frac{1000}{700} = 1.43 \approx 1.4$$

จากแรงดันไฟฟ้าขาเข้าและแรงดันขาออก สามารถหาอัตราขยายของแรงดันสูงสุดและต่ำสุด

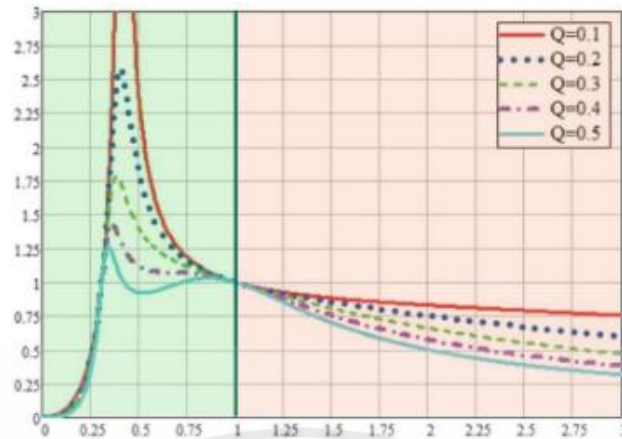
$$M_{min} = \frac{n \times V_{o_min}}{V_{in_max}} = \frac{1.4 \times 650}{1050} = 0.86$$

$$M_{max} = \frac{n \times V_{o_max}}{V_{in_min}} = \frac{1.4 \times 750}{950} = 1.11$$

ต่อมาทำการเลือกค่า k โดยจากกราฟเส้นโค้งอัตราขยายของแรงดันที่เมื่อค่า Quality factor (Q) ลดลง ส่งผลให้อัตราขยายของแรงดันที่ความถี่สูงสุดจะเพิ่มขึ้น ดังนั้นเมื่อ Converter ไม่มีโหลดที่จำเป็นระหว่างการทำงาน จะกำหนดให้ค่า Q = 0 ดังนั้นค่า k สูงสุดจะเท่ากับ

$$f_{n_max} = \frac{f_{s_max}}{f_r} = \frac{150}{70} = 2.14$$

$$k_{max} = \frac{M_{min}}{1 - M_{min}} \times \frac{f_{n_max}^2 - 1}{f_{n_max}^2} = \frac{0.89}{1 - 0.89} \times \frac{2.14^2 - 1}{2.14^2} = 4.8$$



รูปที่ 3.4 กราฟความสัมพันธ์ระหว่างอัตราขยายของแรงดันกับ f_n

การเลือกค่า Q เมื่อค่า k คงที่อัตราขยายของแรงดันจะลดลงเมื่อค่า Q เพิ่มขึ้น ดังนั้นเมื่อ Converter มีโหลดเต็มกำลัง ค่า Q ที่รับได้ คือ

$$Q_{\max} = \frac{\sqrt{1+k}}{k \times M_{\max}} = \frac{\sqrt{1+4.8}}{4.8 \times 1.12} = 0.45$$

ในการออกแบบตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์และตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ เราจำเป็นต้องทราบ L_m ที่สามารถหาได้จาก

$$L_m = \frac{Tt_d}{16C_{\text{oss}}} \quad (3.1)$$

เมื่อ $t_d = 100 \text{ ns}$ จะได้ $L_m = 600 \mu\text{H}$

ดังนั้น ค่าของตัวเหนี่ยวนำเรโซแนนซ์และตัวเก็บประจุจะเท่ากับ

$$L_{r1} = \frac{L_m}{k} = 126.60 \mu\text{H}$$

$$C_{r1} = \frac{1}{L_{r1}(2\pi f_r)^2} = 40.80 \text{ nF}$$

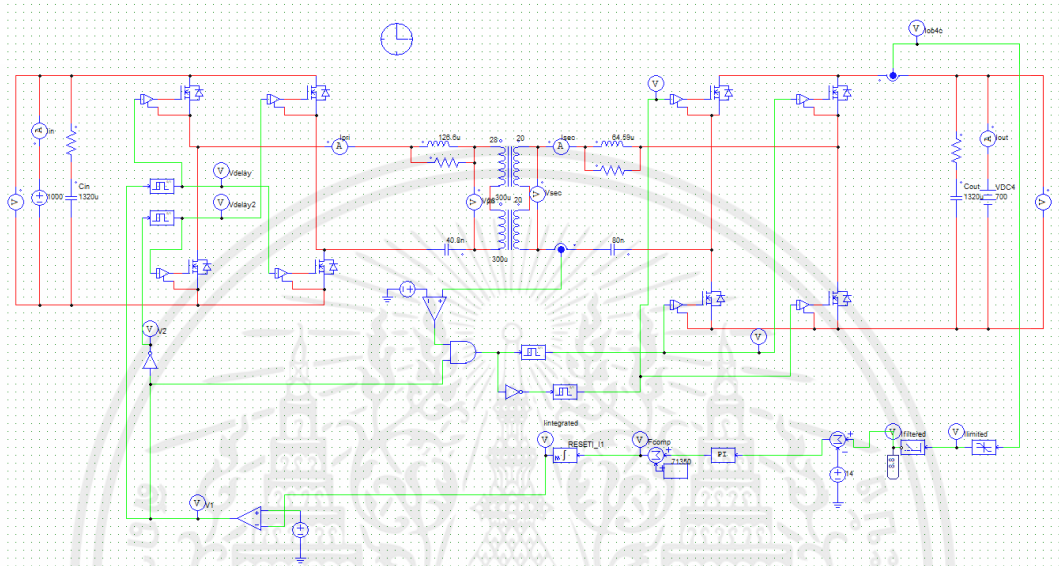
$$L_{r2} = \frac{L_{r1}}{n^2} = 64.59 \mu\text{H}$$

$$C_{r2} = n^2 C_{r1} = 80 \text{ nF}$$

3.2.2 การจำลองการทำงานของวงจร

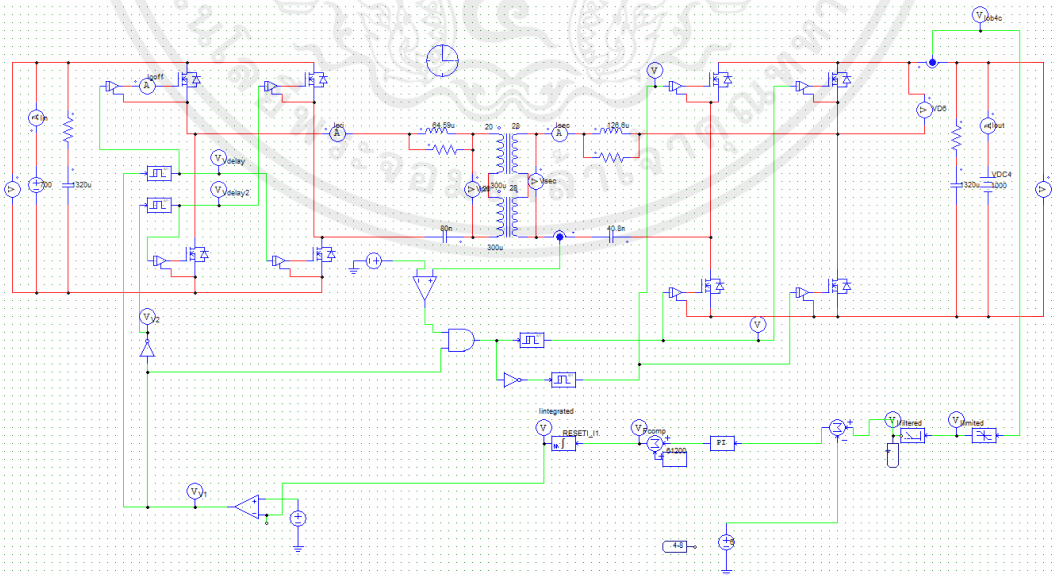
นำค่าที่ได้จากคำนวณมาทำการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSIM โดยจำลองเป็นวงจร Buck Converter (Forward) และ Boost Converter (Reverse)

- วงจร Buck Converter 1000 V – 700 V (Forward)



รูปที่ 3.5 วงจร Buck 1000 V – 700 V (Forward)

- วงจร Boost Converter 700 V – 1000 V (Reverse)



รูปที่ 3.6 วงจร Boost 700 V – 1000 V (Reverse)

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3 การออกแบบและการสร้างอุปกรณ์

3.3.1 การออกแบบหม้อแปลง

การหาขอบของหม้อแปลงจะหาได้โดยใช้สมการ (2.42) และ (2.43) โดยกำหนดให้

$$E_1 = 1000 \text{ V} \quad E_2 = 700 \text{ V} \quad K_f = 1.11 \text{ (สำหรับกรณีรูปคลื่นแรงดันไซน์)}$$

$$f = 70 \text{ kHz} \quad B_m = 0.3 \text{ T} \quad A_c = 5.97 \times 10^{-4} \text{ m}^2$$

จะได้ค่า $N_1 = 18$ รอบ และ $N_2 = 13$ รอบ (ซึ่งเป็นรอบขั้นต่ำ)

เพื่อให้ turn ratio ใกล้เคียง 1.4 จึงกำหนดให้ค่า

$$N_1 = 28 \text{ รอบ และ } N_2 = 20 \text{ รอบ}$$

จากนั้นนำมาตรวจเช็คความอิ่มตัวของแม่เหล็กจากสมการ

$$\frac{V}{\omega N A_c} < B_{sat} \quad (3.2)$$

โดยกำหนดให้

$$B_{set} = 0.3 \text{ T}, \omega = 2\pi f \quad ; \quad f = 70 \text{ kHz}, A_c = 5.97 \times 10^{-4} \text{ m}^2$$

เมื่อ $V_1 = 1000 \text{ V}$ จะทำให้ได้ว่า $N_1 = 18$ ค่า $N_1 = 28$ ที่เลือกใช้ เป็นจริง

$V_2 = 700 \text{ V}$ จะทำให้ได้ว่า $N_2 > 10$ ค่า $N_2 = 20$ ที่เลือกใช้ เป็นจริง

แบ่งเป็นหม้อแปลง 2 ลูกต่อกัน จะทำให้ได้จำนวนรอบของแต่ละหม้อแปลงดังนี้

$$N_1 = 14 \text{ รอบ และ } N_2 = 10 \text{ รอบ}$$

จากนั้นนำไปตะไบแกนเฟอร์ไรต์ออกให้ได้เป็น Air gap เพื่อให้ได้ค่า $L_m = 600 \mu\text{H}$



รูปที่ 3.7 การตะไบแกนเฟอร์ไรต์เพื่อสร้าง Air gap

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

3.3.2 การออกแบบตัวเหนี่ยวนำ

การหารอบของตัวเหนี่ยวนำจะหาได้โดยใช้สมการ (2.56) โดยกำหนดให้

$$I_{m1} = 11.32 \text{ A}, I_{m2} = 15.68 \text{ A}, A_c = 201 \times 10^{-6} \text{ m}^2, B_m = 0.3 \text{ T}$$

เมื่อ $L_1 = 126.60 \text{ } \mu\text{H}$ จะได้ $N_1 = 30$ รอบ

$L_2 = 64.59 \text{ } \mu\text{H}$ จะได้ $N_2 = 21$ รอบ

เนื่องจากขนาดของแกนนั้นมีจำกัดและค่า L มีค่าน้อย จึงต้องใส่ air gap เข้าไป โดยขนาดของ air gap สามารถคำนวณหาได้จากสมการ (2.63) โดยกำหนดให้

$$\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}, A_c = 201 \times 10^{-6} \text{ m}^2$$

เมื่อ $N_1 = 30$ และ $L_1 = 126.60 \text{ } \mu\text{H}$ จะได้ $l_g = 1.80 \text{ mm}$

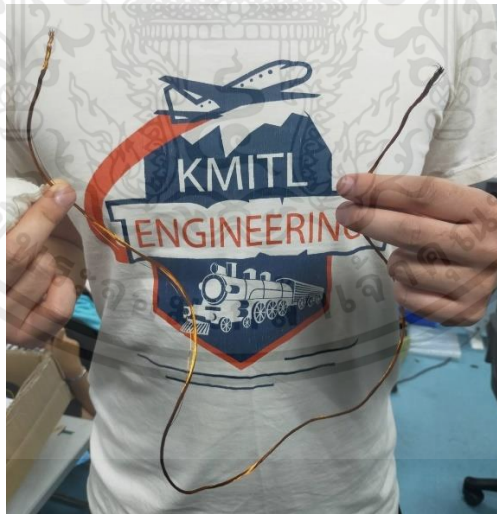
$N_2 = 21$ และ $L_2 = 64.59 \text{ } \mu\text{H}$ จะได้ $l_g = 1.72 \text{ mm}$

คำนวณหา Skin depth (δ) สำหรับสายไฟพันหม้อแปลงและตัวเหนี่ยวนำจากสมการ (2.38) โดยใช้วัสดุเป็นทองแดง มีค่า $\rho = 1.678 \text{ } \mu\Omega \cdot \text{cm}$, $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ และ $\mu_r = 0.999991$ เมื่อให้ $f = 70 \text{ kHz}$ จะได้ค่า $\delta = 0.25 \text{ mm}$

ดังนั้นจึงเลือกใช้สาย AWG30 ที่มีพื้นที่เพียงพอก็ไม่ทำให้เกิด Skin effect และเพื่อให้รับกระแสสูงสุดจากการ Simulation จึงต้องคำนวณหาจำนวนที่จะนำมาตีเกลียวสายไฟ โดยนำกระแสสูงสุดมาหารกับกระแสสูงสุดที่ AWG30 นั้นรับกระแสได้โดยสาย AWG30 รับกระแสสูงสุดได้คือ 0.86 A ดังนั้นจำนวนสายไฟที่นำมาพันเกลียวกันคือ $\frac{15.68 \text{ A}}{0.86 \text{ A}} = 28$ เส้น

AWG gauge	Conductor Diameter Inches	Conductor Diameter mm	Conductor cross section in mm ²	Ohms per 1000 ft.	Ohms per km	Maximum amps for chassis wiring	Maximum amps for power transmission	Maximum frequency for 100% skin depth for solid conductor copper	Breaking force Soft Annealed Cu 37000
0000	0.46	11.684	107	0.049	0.16072	380	302	125 Hz	6120 lbs
000	0.4096	10.40384	84.9	0.0618	0.202704	328	239	160 Hz	4860 lbs
00	0.3648	9.26592	67.4	0.0779	0.255512	283	190	200 Hz	3860 lbs
0	0.3249	8.25246	53.5	0.0983	0.322424	245	150	250 Hz	3060 lbs
1	0.2893	7.34822	42.4	0.1239	0.406392	211	119	325 Hz	2430 lbs
2	0.2576	6.54304	33.6	0.1563	0.512664	181	94	410 Hz	1930 lbs
3	0.2294	5.82676	26.7	0.197	0.64616	158	75	500 Hz	1530 lbs
4	0.2043	5.18922	21.1	0.2485	0.81508	135	60	650 Hz	1210 lbs
5	0.1819	4.62026	16.8	0.3133	1.027624	118	47	810 Hz	960 lbs
6	0.162	4.1148	13.3	0.3951	1.295928	101	37	1100 Hz	760 lbs
7	0.1443	3.66522	10.6	0.4982	1.634096	89	30	1300 Hz	605 lbs
8	0.1285	3.2639	8.37	0.6282	2.060496	73	24	1650 Hz	480 lbs
9	0.1144	2.90576	6.63	0.7921	2.598088	64	19	2050 Hz	380 lbs
10	0.1019	2.58826	5.26	0.9989	3.276392	55	15	2600 Hz	314 lbs
11	0.0907	2.30378	4.17	1.26	4.1328	47	12	3200 Hz	249 lbs
12	0.0808	2.05232	3.31	1.588	5.20864	41	9.3	4150 Hz	197 lbs
13	0.072	1.8288	2.63	2.003	6.56984	35	7.4	5300 Hz	150 lbs
14	0.0641	1.62814	2.08	2.525	8.282	32	5.9	6700 Hz	119 lbs
15	0.0571	1.45034	1.65	3.184	10.44352	28	4.7	8250 Hz	94 lbs
16	0.0508	1.29032	1.31	4.016	13.17248	22	3.7	11 k Hz	75 lbs
17	0.0453	1.15062	1.04	5.064	16.60992	19	2.9	13 k Hz	59 lbs
18	0.0403	1.02362	0.823	6.385	20.9428	16	2.3	17 kHz	47 lbs
19	0.0359	0.91186	0.653	8.051	26.40728	14	1.8	21 kHz	37 lbs
20	0.032	0.8128	0.519	10.15	33.292	11	1.5	27 kHz	29 lbs
21	0.0285	0.7239	0.412	12.8	41.984	9	1.2	33 kHz	23 lbs
22	0.0253	0.64516	0.327	16.14	52.9392	7	0.92	42 kHz	18 lbs
23	0.0226	0.57404	0.259	20.36	66.7808	4.7	0.729	53 kHz	14.5 lbs
24	0.0201	0.51054	0.205	25.67	84.1976	3.5	0.577	68 kHz	11.5 lbs
25	0.0179	0.45466	0.162	32.37	106.1736	2.7	0.457	85 kHz	9 lbs
26	0.0159	0.40386	0.128	40.81	133.8568	2.2	0.361	107 kHz	7.2 lbs
27	0.0142	0.36068	0.102	51.47	168.8216	1.7	0.288	130 kHz	5.5 lbs
28	0.0126	0.32004	0.080	64.9	212.872	1.4	0.226	170 kHz	4.5 lbs
29	0.0113	0.28702	0.0647	81.83	268.4024	1.2	0.182	210 kHz	3.6 lbs
30	0.01	0.254	0.0507	103.2	338.496	0.86	0.142	270 kHz	2.75 lbs
31	0.0089	0.22606	0.0401	130.1	426.728	0.7	0.113	340 kHz	2.25 lbs

รูปที่ 3.8 ตารางค่าสายทองแดง



รูปที่ 3.9 สายไฟที่ทำการพันที่พร้อมนำไปใช้งาน

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



รูปที่ 3.10 ตัวเหนี่ยวนำที่ได้จากการออกแบบสร้าง



รูปที่ 3.11 หม้อแปลงความถี่สูงที่ได้จากการออกแบบสร้าง



(ก)



(ข)

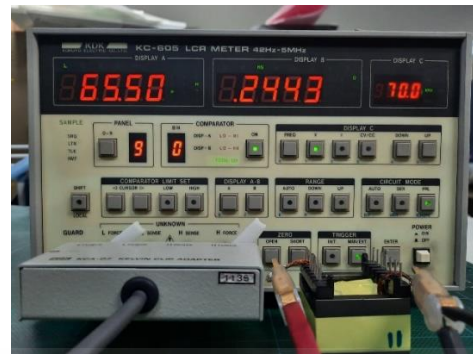
รูปที่ 3.12 การวัดค่าความเหนี่ยวนำของหม้อแปลงความถี่สูงที่ออกแบบสร้าง (ก) หม้อแปลงตัวที่ 1

(ข) หม้อแปลงตัวที่ 2

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



(ก)



(ข)

รูปที่ 3.13 การวัดค่าความเหนี่ยวนำของตัวเหนี่ยวนำที่ออกแบบสร้าง (ก) L1 (ข) L2

3.3.3 MOSFETs

ทำการเปลี่ยน MOSFETs ให้สามารถรองรับแรงดันในระดับ 1000 V ได้โดยเปลี่ยนจาก CoolSiC™ 1200 V SiC Trench Silicon Carbide MOSFETs จากบริษัท Infineon เป็น SiC 1700 V Power MOSFETs จากบริษัท Microsemi



รูปที่ 3.14 SiC 1700 V Power MOSFETs จากบริษัท Microsemi

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ตารางที่ 3.5 ค่าพารามิเตอร์ของ SiC 1700 V Power MOSFETs ของ Microsemi

พารามิเตอร์	ค่า
Coss	150 pF
Ciss	3300 pF
Crss	10 pF
$V_{gs(th)}$	3.25 V
$R_{ds(on)}$	35 m Ω
t_d	> 46 ns

3.3.4 ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์

ทำการเปลี่ยนตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์ให้สามารถรองรับแรงดันในระดับ 1000 V ได้โดยเปลี่ยนจากตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์ขนาด 330 μ F 570 V จากบริษัท TDK เป็นตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์ขนาด 330 μ F 570 V จากบริษัท Vishay

VISHAY
www.vishay.com

193 PUR-SI Solar
Vishay BCcomponents

Aluminum Electrolytic Capacitors
Power Ultra High Ripple Current Snap-In for Solar

FEATURES

- Tailored design for solar PV inverters
- Specified for higher voltage, up to 600 V at specific operation conditions
- Long useful life: 6000 h at +105 °C
- > 25 years 24/7 application life at 60 °C
- High ripple current capability
- High reliability
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912

LINKS TO ADDITIONAL RESOURCES

APPLICATIONS

- Solar PV inverters
- Industrial motor control
- Power supply

QUICK REFERENCE DATA

DESCRIPTION	VALUE
Nominal case size (D x L in mm)	35 x 30 to 35 x 60
Rated capacitance range, C_R	220 μ F to 600 μ F
Tolerance on C_R	$\pm 20\%$
Rated voltage, U_R	500 V 570 V
Rated temperature range	-40 °C to +50 °C -40 °C to +80 °C

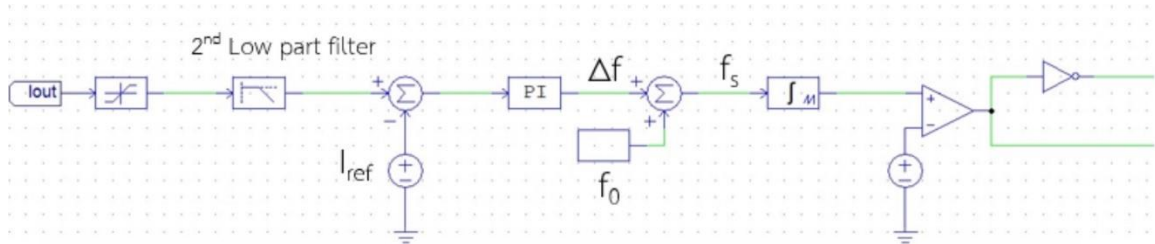
MARKING

The capacitors are marked (where possible) with the following information:

- Rated capacitance (in μ F)
- Tolerance code on rated capacitance, code letter in accordance with IEC 60062 ($\pm 20\%$)

รูปที่ 3.15 ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์จากบริษัท Vishay

3.4 การควบคุมกระแสไฟฟ้าขาออก (Output current control)



รูปที่ 3.16 Block Diagram ของ PI Controller ที่ใช้กระแสไฟฟ้าขาออก

เป็นการควบคุมกระแสขาออกที่เกิดขึ้น โดยการใช้ PI Controller รับค่ากระแสขาออกเพื่อมาควบคุมปรับค่าความถี่ เพื่อให้ได้ค่ากำลังไฟฟ้าตามที่ต้องการ

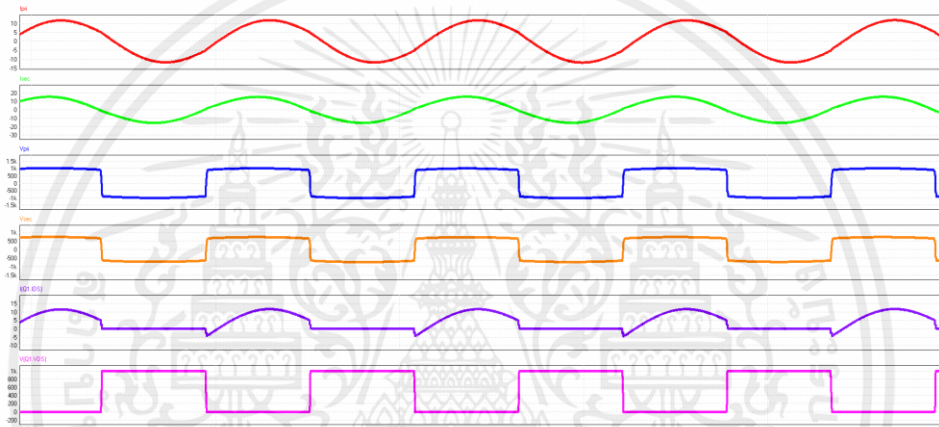
บทที่ 4

การจำลองและผลการจำลอง

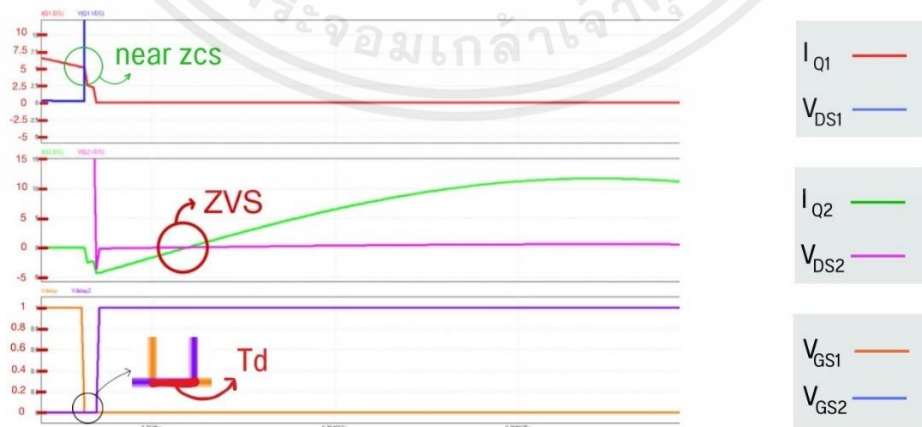
4.1 บทนำ

บทนี้จะแสดงผลการจำลองการทำงานจากโปรแกรม PSIM ในโหมดการทำงาน Buck (Forward) และโหมดการทำงาน Boost (Reverse)

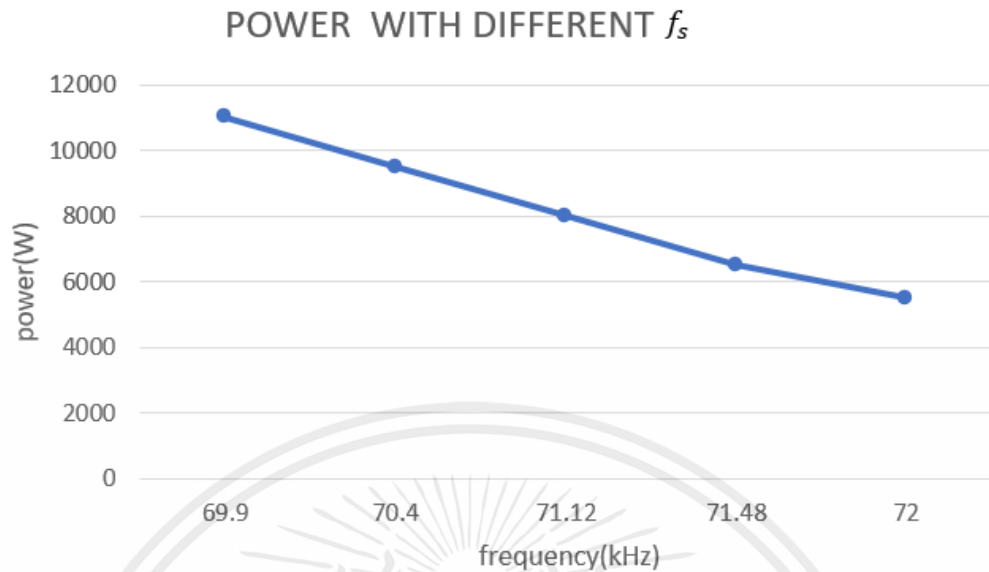
4.2 ผลการจำลองการทำงานในโหมด Forward 1000 V – 700 V (buck)



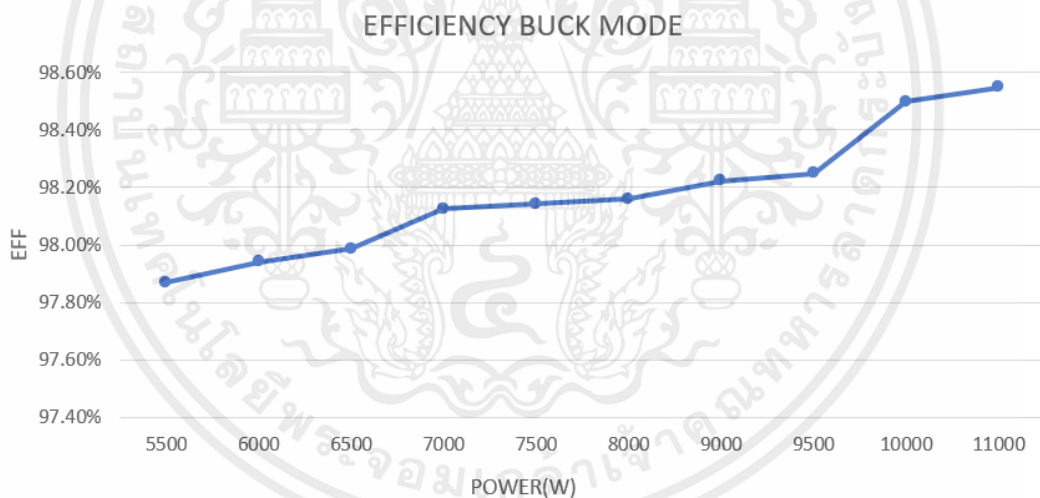
รูปที่ 4.1 กระแสปฐมภูมิ กระแสทุติยภูมิ แรงดันปฐมภูมิของหม้อแปลง แรงดันทุติยภูมิของหม้อแปลง แรงดันคร่อม MOSFETs และแรงดันผ่าน MOSFETs ตามลำดับ เมื่อทำงานในโหมด Forward 1000 V – 700 V (buck) ที่ความถี่ 71.35 kHz และกำลัง 7 kW



รูปที่ 4.2 รูปคลื่น I_{Q1} , I_{Q2} , V_{DS1} , V_{DS2} ของ V_{GS1} , V_{GS2} ในโหมด Forward 1000 V – 700 V (buck)



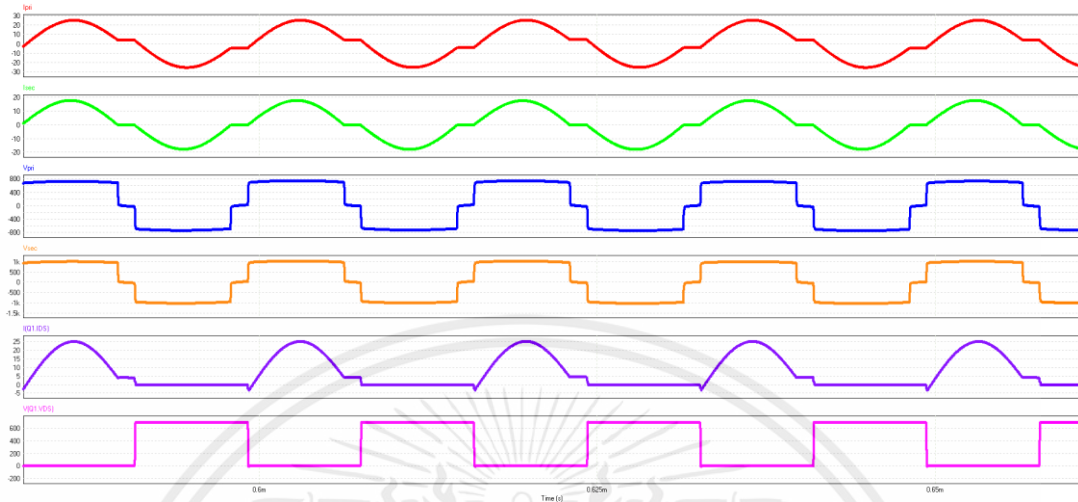
รูปที่ 4.3 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าและความถี่ f_s ในโหมด Forward



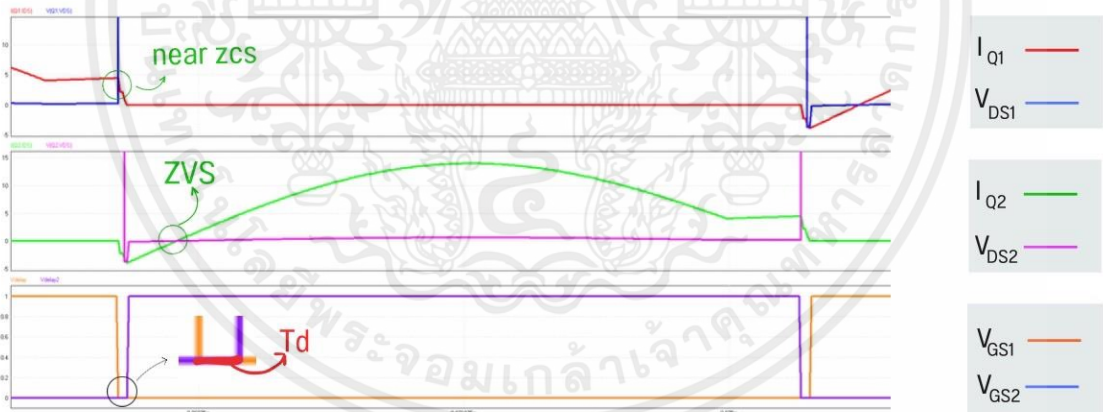
รูปที่ 4.4 ประสิทธิภาพการทำงานในโหมด Forward 1000 V – 700 V (buck)

จากการจำลองและกราฟที่ได้พบว่า ในการทำงานโหมด Forward 1000 V – 700 V (buck) คอนเวอเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุดที่ 98.58% ที่กำลังไฟฟ้า 11 kW

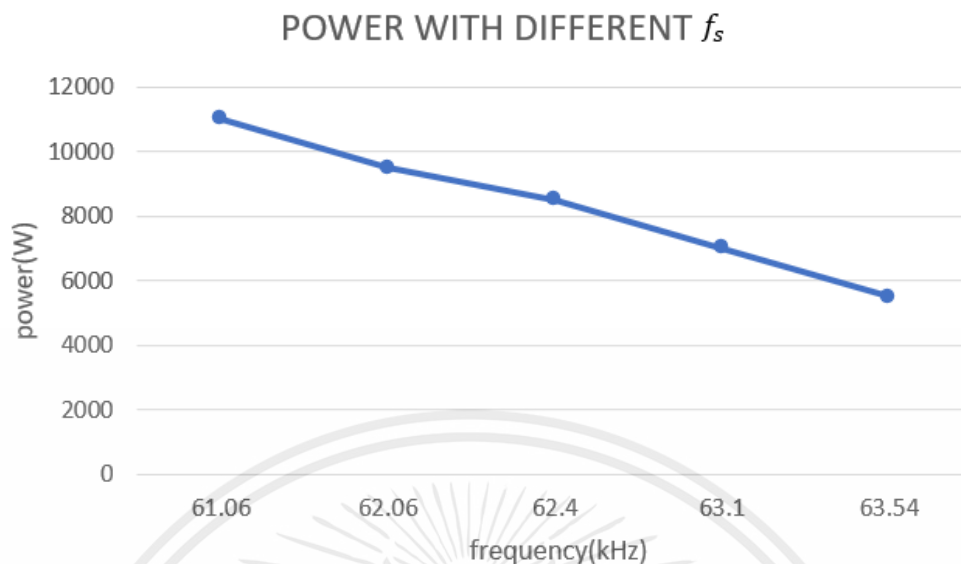
4.3 ผลการจำลองการทำงานในโหมด Reverse 700 V - 1000 V (boost)



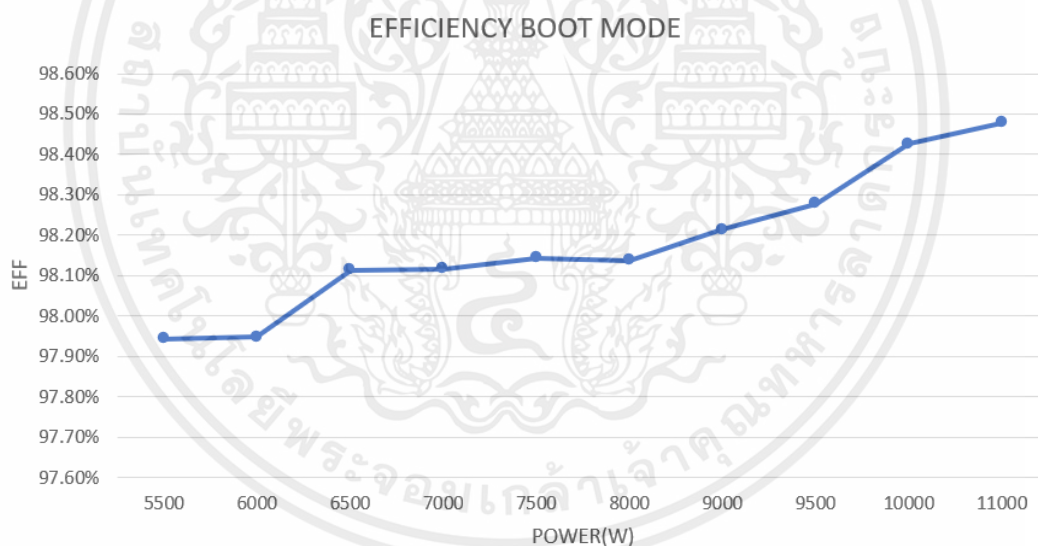
รูปที่ 4.5 กระแสปฐมภูมิ กระแสทุติยภูมิ แรงดันปฐมภูมิของหม้อแปลง แรงดันทุติยภูมิของหม้อแปลง แรงดันคร่อม MOSFETs และแรงดันผ่าน MOSFETs ตามลำดับ เมื่อทำงานในโหมด Reverse 700 V - 1000 V (boost) ที่ความถี่ 66 kHz และกำลังไฟฟ้า 11 kW



รูปที่ 4.6 รูปคลื่น I_{Q1} , I_{Q2} , V_{DS1} , V_{DS2} ของ V_{GS1} , V_{GS2} ในโหมด Reverse 700 V - 1000 V (boost)



รูปที่ 4.7 ความสัมพันธ์ระหว่างกำลังไฟฟ้าและความถี่ f_s ในโหมด Reverse



รูปที่ 4.8 ประสิทธิภาพการทำงานในโหมด Reverse 700 V - 1000 V (boost)

จากการจำลองและกราฟที่ได้พบว่า ในการทำงานในโหมด Reverse 700 V - 1000 V (boost) คอนเวอเตอร์มีประสิทธิภาพสูงสุดเท่ากับ 98.49% ที่กำลังไฟฟ้า 11 kW

บทที่ 5

สรุปผลการทดลอง

5.1 บทสรุป

การออกแบบและจำลองการทำงานของ Bi-directional CLLC DC-DC converter โดยควบคุมแรงดันและกระแสของวงจรที่ออกแบบให้ทำงานในช่วง 1000 V – 700 V พบว่าจากกระแส แรงดัน และกำลังไฟฟ้าขับในโหมดการทำงาน Forward มีประสิทธิภาพสูงสุด 98.58% ที่ความถี่ 70 kHz และกำลังไฟฟ้า 11 kW ส่วนในโหมดการทำงาน Reverse มีประสิทธิภาพสูงสุด 98.49% ที่ความถี่ 61 kHz และกำลังไฟ 11 kW

ประสิทธิภาพสูงสุดจากการออกแบบและการจำลองการทำงานของ Bi-directional CLLC DC-DC converter นั้นคล้ายคลึงกันมากทั้งในโหมด Forward และ Reverse ดังนั้น Bi-directional CLLC DC-DC converter ที่ออกแบบจึงสามารถทำงานในโหมด Forward และ Reverse ได้

5.2 ข้อเสนอแนะและข้อควรระวัง

จากการดำเนินการทดลองทดลองงานโครงการนี้พบว่าข้อควรเสนอแนะและข้อควรระวัง ดังนี้

1. ในระหว่างการทดลอง เกิดข้อผิดพลาดทำให้อุปกรณ์เสียหายขณะทำการทดลองและอุปกรณ์ที่ใช้ในการปฏิบัติการทดลองมีการใช้แรงดันสูง จึงอาจทำให้เกิดอันตรายได้ ดังนั้นผู้วิจัยควรสวมอุปกรณ์ป้องกันอันตรายและควรมีผู้เชี่ยวชาญคอยให้คำแนะนำอยู่เสมอ
2. ในการทดลอง อุปกรณ์ ในวงจร ผู้วิจัยได้ทำการตัดแปลงและวัดคำนวณหาค่าพารามิเตอร์ต่างๆ จึงทำให้เกิดการคลาดเคลื่อนของค่าที่วัดได้ และอุปกรณ์ในวงจรมีความเปราะบางเป็นอย่างมาก ดังนั้นผู้วิจัยควรเก็บรักษาให้เป็นอย่างดี
3. อุปกรณ์ที่ใช้ในการทำการทดลองขณะที่ทำการทดลองเกิดความร้อนสูง ดังนั้นควรมีระบบระบายความเย็นที่มีประสิทธิภาพ

5.3 แนวทางการพัฒนา

โครงการนี้สามารถทำการพัฒนาเพิ่มเติมความสามารถและเพิ่มประสิทธิภาพการใช้งานของระบบประจุไฟฟ้าเคลื่อนที่สำหรับยานยนต์ไฟฟ้า

1. เพิ่มระบบแอปพลิเคชันออนไลน์ที่สามารถที่แสดงข้อมูลการชาร์จไฟและข้อมูลของระบบยานยนต์ไฟฟ้า
2. พัฒนาระบบระบายความเย็นเพื่อลดอุณหภูมิให้เย็นลงให้มีประสิทธิภาพ

เอกสารอ้างอิง

- [1] Infineon Technologies, “1.1 kW Bi-directional CLLC DC-DC converter with 1200 V and 1700 V CoolSic MOSFETs UG_2020_31 Datasheet,” 2020.
- [2] Rui Chen, Sanbao Shi, Cheng Zhang and Wei Shi, “1.1 kW Bi-directional CLLC DC-DC converter with 1200 V CoolSic MOSFETs,” in **Proc. IEEE PCIM Asia 2021**, China, 2021.
- [3] Chaohui Liu, Jiabin Wang, Kalhana Colombage, Chris Gould and Bhaskar Sen, “A CLLC Resonant Converter Based Bidirectional EV Charge with Maximum Efficiency Tracking,” in **Proc. IEEE PEMD 2016**, United Kingdom, 2016.
- [4] Jun Liu, Licheng Sheng, Jianjiang Shi and Zhongchao Zhang, “Design of High Voltage, High Power and Frequency Transformer in LCC Resonant Converter,” in **Proc. IEEE APEC 2009**, United States of America, 2009.
- [5] Hong Huang, “FHA-Based Voltage Gain Function with Harmonic Compensation for LLC Resonant Converter,” in **Proc. IEEE APEC 2010**, United States of America, 2010.
- [6] Texas Instruments, “Bidirectional CLLC Resonant Dual Active Bridge (DAB) Reference Design for HEV/EV Onboard Charger Datasheet,” 2020.
- [7] Zheng Lv, Siangwu Yan, Yukang Fang and Lei Sun, “Mode Analysis and Optimum Design of Bidirectional CLLC Resonant Converter for High-frequency Isolation of DC Distribution Systems,” in **Proc. IEEE ECCE 2015**, Canada, 2015.
- [8] วีระเชษฐ ชันเงิน และ วุฒิพล ธาราธีรเศรษฐ์, **อิเล็กทรอนิกส์กำลัง Power Electronics**, (ครั้งที่ 14). กรุงเทพมหานคร, หสจ. วี.เจ. พรินติ้ง, 2557.



ภาคผนวก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



ภาคผนวก ก

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

11 kW bi-directional CLLC DC-DC converter with 1200 V and 1700 V CoolSiC™ MOSFETs

About this document

Scope and purpose

This document introduces a complete Infineon Technologies AG system solution for an 11 kW bi-directional DC-DC converter. The REF-DAB11KIZSICSYS board is a DC-DC stage with a wide range output using two inductors and two capacitors (CLLC) resonant network with bi-directional capability. This converter can operate under high power conversion efficiency, as the symmetric CLLC resonant network has zero-voltage switching capability for primary power switches and synchronous-rectification commutation capability for secondary-side output rectifiers. The converter could change the power flow direction, and its maximum power conversion efficiency was around 97.2% during the operation without synchronous-rectification.

This document shows the board using 1200 V CoolSiC™ MOSFETs in TO247-4 package and EiceDRIVER™ 1ED compact gate driver ICs, which leverage the advantages of SiC technology including improved efficiency, space and weight savings, part count reduction, and enhanced system reliability.

Intended audience

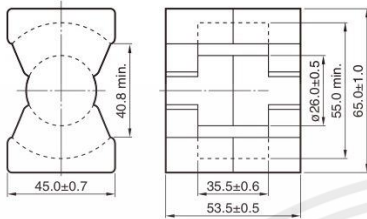
This document is intended for engineers who want to use 1200 V and 1700 V CoolSiC™ MOSFETs with EiceDRIVER™ driver ICs for bi-directional resonant topology applications such as EV-charger wall box, energy storage systems to achieve reliable main-circuit design and increased power density.



FERRITES

Mn-Zn PQ series Part No.: PC95PQ65/54-Z

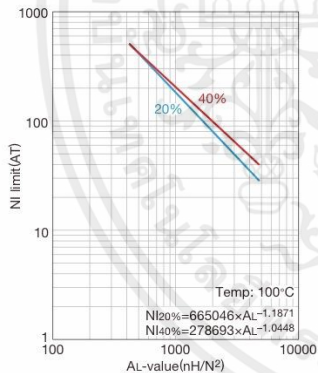
■ SHAPES AND DIMENSIONS



Effective parameter							Electrical characteristics					
Core factor	Effective magnetic path length l_e	Effective cross-sectional area A_e	Effective core volume V_e	Cross-sectional center pole area A_{cp}	Minimum cross-sectional center pole area $A_{cp \text{ min.}}$	Cross-sectional winding area of core A_{cw}	Weight	AL-value *	Core loss			
C_1 (mm^{-1})	(mm)	(mm^2)	(mm^3)	(mm^2)	(mm^2)	(mm^2)	(g/set)	(nH/N^2)	(W)max.	100kHz	150mT	
0.207	123	597	73552	531	511	532	410	13,500±25%	17.0	15.5	19.5	120°C

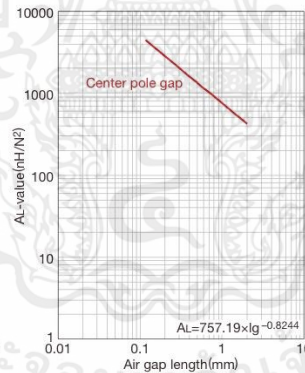
* Coil: $\phi 0.4$ 2UEW 100Ts

NI limit vs. AL-value (Typ.)



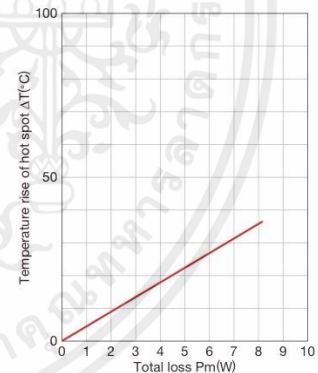
The 20% and 40% graph shows when a 20% and 40% drop from the initial AL-value has been made due to the DC superimposition.

AL-value vs. Air gap length (Typ.)

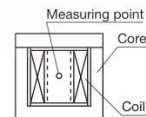


Measuring conditions
 • Coil : $\phi 0.4$ 2UEW 100Ts
 • Frequency : 1kHz
 • Current level : 0.5mA
 • Ambient temperature : 25°C

Temperature rise vs. Total loss (Typ.)



Measuring conditions
 • Room space: approx. 400x300x 300cm
 • Ambient temperature : 25°C
 • Humidity : 45%(RH).



⚠ Please be sure to request delivery specifications that provide further details on the features and specifications of the products for proper and safe use. Please note that the contents may change without any prior notice due to reasons such as upgrading.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
 ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้คัดลอกเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



PQ 40/40

Core

B65883A

- Delivery mode: sets

Magnetic characteristics (per set)

$$\Sigma l/A = 0.492 \text{ mm}^{-1}$$

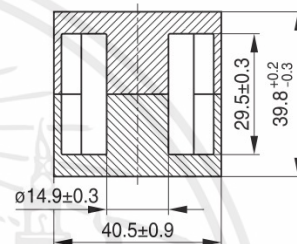
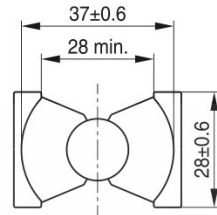
$$l_e = 93 \text{ mm}$$

$$A_e = 189 \text{ mm}^2$$

$$A_{\min} = 174 \text{ mm}^2$$

$$V_e = 17580 \text{ mm}^3$$

Approx. weight 90 g/set



FPK0478-H

Ungapped

Material	A_L value nH	μ_e	P_V W/set	Ordering code
N49	3200 +30/-20%	1250	< 4.80 (50 mT, 500 kHz, 100 °C)	B65883A0000R049
N92	3200 +30/-20%	1250	< 3.10 (100 mT, 100 kHz, 100 °C)	B65883A0000R092
N87	4300 +30/-20%	1680	< 1.80 (100 mT, 100 kHz, 100 °C)	B65883A0000R087
N97	4500 +30/-20%	1755	< 1.65 (100 mT, 100 kHz, 100 °C)	B65883A0000R097
N95	5500 +30/-20%	2145	< 1.95 (100 mT, 100 kHz, 25 °C) < 1.75 (100 mT, 100 kHz, 50 °C – 100 °C) < 2.10 (100 mT, 100 kHz, 120 °C)	B65883A0000R095

Other A_L values/air gaps and materials available on request – see Processing remarks on page 4.

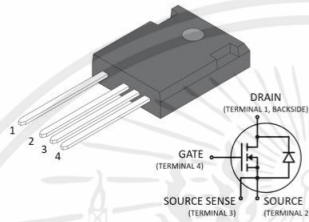
Combination with I core available on request.

Please read *Cautions and warnings* and *Important notes* at the end of this document.

MSC035SMA170B4 Silicon Carbide N-Channel Power MOSFET

Product Overview

The silicon carbide (SiC) power MOSFET product line from Microsemi increases the performance over silicon MOSFET and silicon IGBT solutions while lowering the total cost of ownership for high-voltage applications. The MSC035SMA170B4 device is a 1700 V, 35 mΩ SiC MOSFET in a TO-247 4-lead package with a source sense.



Features

The following are key features of the MSC035SMA170B4 device:

- Low capacitances and low gate charge
- Fast switching speed due to low internal gate resistance (ESR)
- Stable operation at high junction temperature, $T_{J(max)} = 175\text{ }^{\circ}\text{C}$
- Fast and reliable body diode
- Superior avalanche ruggedness
- RoHS compliant

Benefits

The following are benefits of the MSC035SMA170B4 device:

- High efficiency to enable lighter, more compact system
- Simple to drive and easy to parallel
- Improved thermal capabilities and lower switching losses
- Eliminates the need for external freewheeling diode
- Lower system cost of ownership

Applications

The MSC035SMA170B4 device is designed for the following applications:

- PV inverter, converter, and industrial motor drives
- Smart grid transmission and distribution
- Induction heating and welding
- H/EV powertrain and EV charger
- Power supply and distribution


www.vishay.com

193 PUR-SI Solar

Vishay BCcomponents

Aluminum Electrolytic Capacitors Power Ultra High Ripple Current Snap-In for Solar



LINKS TO ADDITIONAL RESOURCES

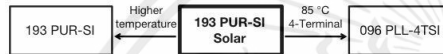


Fig. 1

QUICK REFERENCE DATA	
DESCRIPTION	VALUE
Nominal case size (D x L in mm)	35 x 30 to 35 x 60
Rated capacitance range, C _R	220 µF to 560 µF
Tolerance on C _R	± 20 %
Rated voltage, U _R	500 V 570 V
Rated temperature range	-40 °C to +50 °C -40 °C to +60 °C
Endurance at U _R , 50 °C, no ripple applied	5000 h -
Endurance at U _R , 60 °C, no ripple applied	- 5000 h
Category voltage, U _C	450 V 475 V
Category temperature range	-40 °C to +105 °C
Useful life at U _C , 105 °C, I _R applied	6000 h
No load operation at 600 V, 60 °C, no ripple applied ⁽¹⁾	- > 200 h
Shelf life at 0 V, 105 °C	1000 h
Based on sectional specification	IEC 60384-4 / EN130300
Climatic category IEC 60068	40 / 105 / 56

Note

⁽¹⁾ Single operation max. 5 min, 600 V, 60 °C, no ripple current; afterwards min. 1 hour within specified U_R or U_C conditions

SELECTION CHART FOR C _R , U _R , AND RELEVANT NOMINAL CASE SIZES (∅ D x L in mm)					
C _R (µF)	U _R (V)				
220	35 x 30	-	-	-	-
330	-	35 x 40	-	-	-
390	-	-	35 x 45	-	-
470	-	-	-	35 x 50	-
560	-	-	-	-	35 x 60

Revision: 27-Apr-2022

1

Document Number: 28407

 For technical questions, contact: aluminumcaps2@vishay.com

THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91000

FEATURES

- Tailored design for solar PV inverters
- Specified for higher voltage, up to 600 V at specific operation conditions
- Long useful life: 6000 h at +105 °C
- > 25 years 24/7 application life at 60 °C
- High ripple current capability
- High reliability
- Material categorization: for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



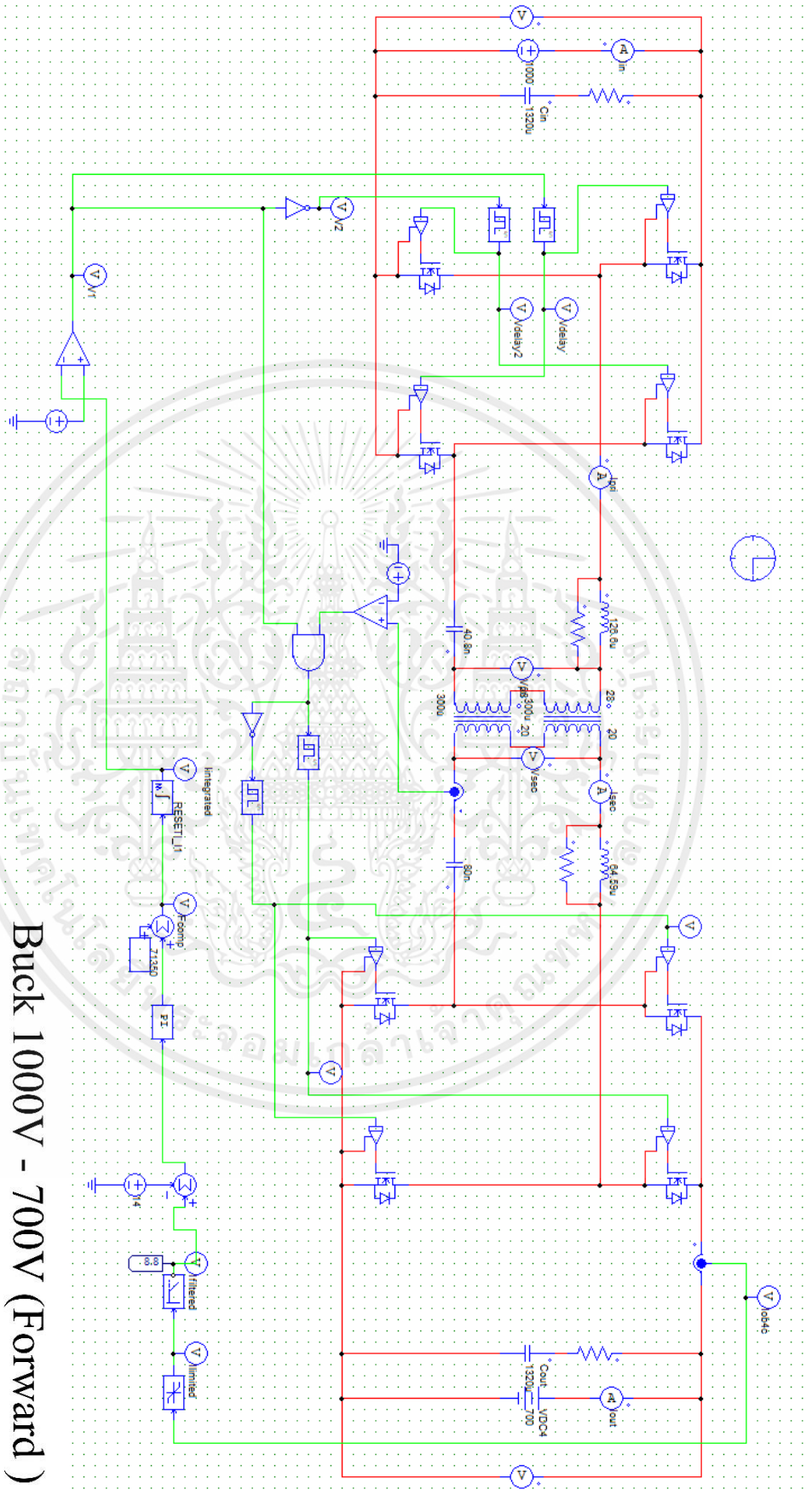
APPLICATIONS

- Solar PV inverters
- Industrial motor control
- Power supply

MARKING

The capacitors are marked (where possible) with the following information:

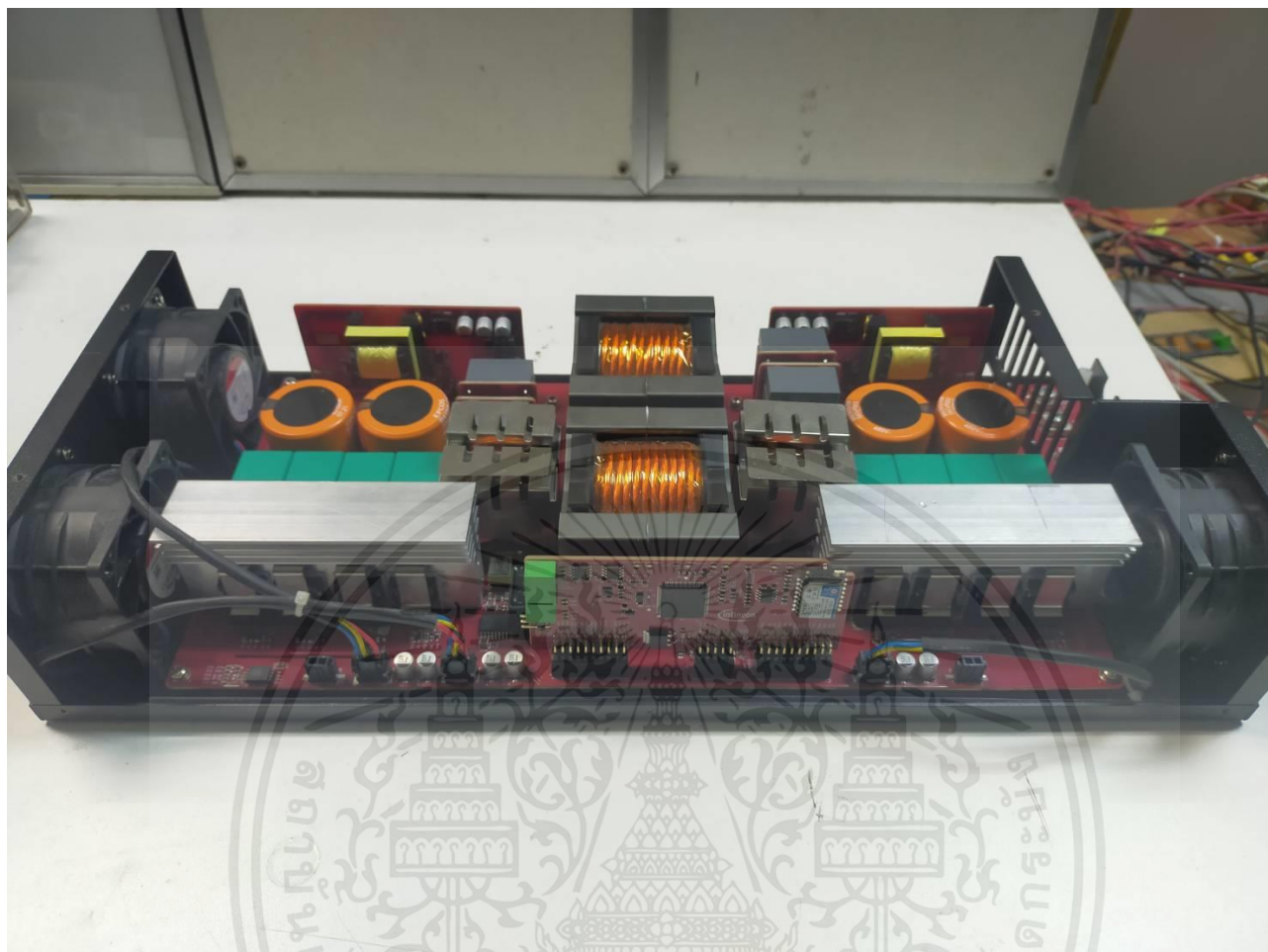
- Rated capacitance (in µF)
- Tolerance code on rated capacitance, code letter in accordance with IEC 60062 (± 20 %)
- Rated voltage (in V)
- Two digit date code, in accordance with IEC 60062
- Name of manufacturer
- Code for factory of origin
- “-” sign to identify the negative terminal, visible from the top and side of the capacitor
- Code number
- Climatic category in accordance with IEC 60068
- “LL” for long life grade



Buck 1000V - 700V (Forward)

รูปที่ ก.1 วงจร Buck 1000 V – 700 V (Forward)

จากโปรแกรม PSIM



รูปที่ ก.3 11 kW Bi-directional CLLC DC-DC converter with 1200 V and 1700 V CoolSiCTM MOSFETs จากบริษัท Infineon

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้



KMITL
FIGHT

KMITL INNOVATION
EXPO 2023



Department of Electrical Engineering
(Electrical Engineering)

PW6523

Mobile Charger for Electric Vehicle

Prachaya Kowi¹, Phongsagorn Prathomphong²,
Pongthai Kanteang³ and Pisit Kitprasert⁴

Department of Electrical Engineering, School of Engineering, KMITL.

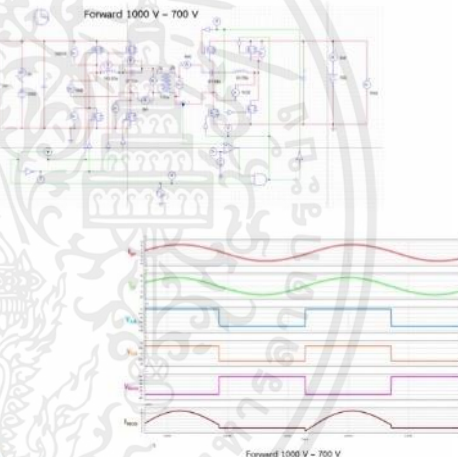
E-mail: 62010644@kmitl.ac.th¹, 62010576@kmitl.ac.th²

Abstract

This project presents the design of mobile charging for electric vehicles. Focus on the design and development Bi-directional CLLC DC-DC converter to enable the control of voltage supply as needed and suitable for electric vehicles by increasing the operating voltage range from the prototype to 700 V - 1000 V, which has been simulated through the PSIM program and bringing the simulation results to change the equipment inside the circuit.

Results

From the test it was found that Bi-directional CLLC DC-DC Converter designed with an average efficiency of 98%.



Introduction

At present, the world faces global warming problems caused by the use of coal. From the situation of rising oil prices Caused many countries to develop and use more electric vehicles To develop and design a mobile charging system for charging electric vehicles. By studying and simulating the work of Bi-directional CLLC DC-DC converter.



Methodology

Study the working principle of Bi-directional CLLC DC-DC converter, design new devices using the PSIM program, and create the devices.



Conclusion

This Bi-directional CLLC DC-DC converter can be further extended to make mobile charging for electric vehicles an alternative and convenient for electric vehicle users and solve the problem of users who do not have a charger in case of emergency or necessity.

References

- Infineon Technologies. (2563). 11 kW Bi-directional CLLC DC-DC converter with 1200 V and 1700 V CoolSic MOSFETs, UG_2020_31 Datasheet.
- Rui Chen, Sanbao Shi, Cheng Zhang, Wei Shi. (2564). 11 kW Bi-directional CLLC DC-DC converter with 1200 V CoolSic MOSFETs. Infineon Technologies.



เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า
ไม่ว่ากรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

ระบบประจุไฟฟ้าเคลื่อนที่สำหรับยานยนต์ไฟฟ้า

Mobile Charger for Electric Vehicle

ปรัชญา โควี พงศกร ประถมพงษ์ พงษ์ไทย การเที่ยง และ พิสิทธิ์ กิจประเสริฐ

ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า คณะวิศวกรรมศาสตร์ สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

1 ซอย ฉลองกรุง 1 ลาดกระบัง กรุงเทพมหานคร 10520 โทรศัพท์ 02-329-8000 ต่อ 3925

บทคัดย่อ

ปฏิญานิพนธ์ฉบับนี้นำเสนอการออกแบบระบบประจุไฟฟ้าเคลื่อนที่สำหรับยานยนต์ไฟฟ้า มุ่งเน้นไปที่การพัฒนาออกแบบ Bi-directional CLLC DC-DC converter ให้สามารถจ่ายกำลังได้ตามความต้องการยานยนต์ไฟฟ้า ในปฏิญานิพนธ์นี้ได้ทำการเพิ่มช่วงแรงดันในการทำงานจากตัวต้นแบบเดิมเป็นที่ช่วง 700 V - 1000 V เพื่อให้รองรับแนวโน้มความต้องการแรงดันไฟฟ้าที่สูงขึ้น ซึ่งได้ทำการจำลองการทำงานผ่านโปรแกรม PSIM และนำผลการจำลองมาออกแบบเพื่อเปลี่ยนอุปกรณ์ภายในวงจรให้เหมาะสมซึ่งประกอบไปด้วยหม้อแปลงความถี่สูง ตัวเหนี่ยวนำ ตัวเก็บประจุแบบอิเล็กโทรไลต์ ตัวเก็บประจุแบบฟิล์ม และ MOSFET จากการจำลองพบว่า Bi-directional CLLC DC-DC Converter ที่ออกแบบมีประสิทธิภาพที่พิกัดกำลังมากกว่า 98% ทั้งสองทิศทาง ใกล้เคียงกับตัวต้นแบบอ้างอิง สามารถนำไปพัฒนาต่อในการทำระบบประจุไฟฟ้าเคลื่อนที่สำหรับยานยนต์ไฟฟ้าเพื่อเป็นทางเลือกและอำนวยความสะดวกให้กับผู้ใช้ยานยนต์ไฟฟ้า และแก้ปัญหาความแออัดของสถานีประจุไฟฟ้าและปัญหาแบตเตอรี่หมดก่อนถึงสถานีชาร์จได้

คำสำคัญ: ระบบประจุไฟฟ้าเคลื่อนที่สำหรับยานยนต์ไฟฟ้า, Bi-directional CLLC DC-DC converter

Abstract

This project presents the design of mobile charging for electric vehicles that focuses on the design and development of bi-directional CLLC DC-DC converter for supplying electric power required by electric vehicles. In this project, the operating voltage range was increased from the prototype to the range 700 V - 1000 V to accommodate the high voltage trend of modern EV. The design change has been simulated using PSIM program and the simulation results were

applied to redesign of key components including high-frequency transformer, resonant inductors, electrolytic capacitors, film capacitors and MOSFET. From the simulation results, it was found that the redesigned bi-directional CLLC DC-DC Converter had rated power efficiency of more than 98% in both direction comparable to those of the reference design. The new designed converter can be further realized and developed for electric vehicle mobile charger as an alternative and convenient way for electric vehicle users and can solve the problem of crowded station as well as empty battery before reaching charging station situation.

Keyword: Mobile charging for electric vehicle, Bi-directional CLLC DC-DC converter

1. บทนำ

ในปัจจุบันทั่วโลกประสบปัญหาโลกร้อน อาทิ การใช้พลังงานถ่านหินทำให้เกิดมลพิษที่ส่งผลต่อสิ่งแวดล้อมเป็นอย่างมาก เกิดการปล่อยก๊าซเรือนกระจก ซึ่งทำให้เกิดปัญหาภาวะโลกร้อนตามมา อีกทั้งความต้องการน้ำมันเป็นจำนวนมาก ส่งผลให้สถานการณ์ราคาน้ำมันปรับตัวเพิ่มสูงขึ้นอย่างต่อเนื่อง ทำให้หลายประเทศเริ่มมีการพัฒนาและใช้งานยานยนต์ไฟฟ้ามากขึ้น ทำให้ผู้คนหันมาให้ความสนใจกับโลกและธรรมชาติมากขึ้น ส่งผลให้มีจำนวนยานยนต์ไฟฟ้าเพิ่มขึ้นอย่างต่อเนื่อง และมีจำนวนผู้ใช้ยานยนต์ไฟฟ้า ที่เพิ่มขึ้นเรื่อย ๆ จำเป็นต้องมีการเพิ่มจำนวนสถานีชาร์จประจุนยนต์ไฟฟ้าให้เพิ่มมากขึ้น ทำให้ผู้ประกอบการสถานีชาร์จประจุนยนต์ไฟฟ้า ต่างก็เร่งลงทุนเพิ่มจำนวนสถานีชาร์จไฟฟ้าให้มีมากขึ้นเพิ่มรองรับจำนวนคนใช้ยานยนต์ไฟฟ้า ซึ่ง EV Charger เป็นเครื่องชาร์จยานยนต์ไฟฟ้าที่ทำหน้าที่เป็นตัวอัดประจุไฟฟ้าให้กับแบตเตอรี่ยานยนต์ที่ใช้พลังงานไฟฟ้า โดยสามารถแบ่งการชาร์จออกเป็น 2 ประเภท คือ Normal Charge เครื่องชาร์จยาน

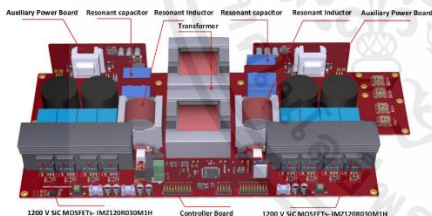
ยานยนต์ไฟฟ้ากระแสสลับ (EV AC Charger) และ Quick Charge เครื่องชาร์จยานยนต์ไฟฟ้ากระแสตรง (EV DC Charger) ในการติดตั้งสถานีชาร์จไฟฟ้าตามสถานที่ต่างๆ จะเลือกตามความเหมาะสมของเวลาที่ใช้ในการชาร์จ ถ้าต้องการตั้งเป็นสถานีชาร์จไฟฟ้าที่ต้องการความเร็วในการชาร์จ มักนิยมเลือกเป็นการชาร์จยานยนต์ไฟฟ้ากระแสตรง โดยองค์ประกอบที่สำคัญของสถานีชาร์จ คือ อุปกรณ์แปลงสัญญาณหรือตัวแปลงสัญญาณ (Converter) เพราะในการชาร์จแต่ละครั้งยานยนต์ไฟฟ้าแต่ละชนิดจะรับกระแสที่ไม่เท่ากัน โดยผู้วิจัยได้ทำการออกแบบโครงสร้างดังนี้

1. ระบบประจุไฟฟ้าเคลื่อนที่สำหรับยานยนต์ไฟฟ้าโดยใช้ 11 kW Bi-directional CLLC DC-DC converter with 1200 V and 1700 V CoolSic MOSFETs เป็น Converter แบบสองทิศทางพัฒนาโดยบริษัท Infineon ซึ่ง Bi-directional DC-DC converter ชนิดนี้ใช้เทคโนโลยี CLLC Resonant ในการทำงานที่ให้ประสิทธิภาพที่สูง

2. สามารถปรับแรงดันเพื่อการทำหน้าที่เพิ่มและลดแรงดันให้กับการยานยนต์ไฟฟ้าได้อย่างเหมาะสมกับ

2. ส่วนประกอบของ Bi-directional CLLC DC-DC converter

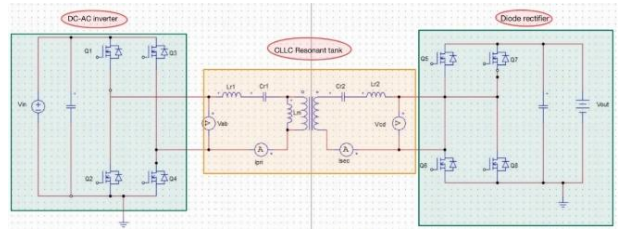
ส่วนประกอบภายในของ Converter สามารถแบ่งได้เป็น 3 ส่วนหลักๆ คือ ส่วนของ Main power board, ส่วนของ Auxiliary power board และส่วนของ Controller board



รูปที่ 1 ส่วนประกอบต่างๆ ภายในตัว Converter

2.1 หลักการทำงานของ Bi-directional CLLC DC-DC converter

ในส่วนของหลักการทำงาน เพื่อการทำหน้าที่เพิ่มและลดแรงดันนั้นจะอาศัยการทำงานของวงจรที่จะประกอบไปด้วย 3 ส่วน คือ DC to AC inverter, CLLC Resonant tank และ Diode rectifier



รูปที่ 2 ส่วนการทำงานของวงจร

DC to AC inverter

MOSFETs ฝั่ง Primary ทำหน้าที่เป็น Inverter

CLLC Resonant tank

ที่ความถี่เท่ากับความถี่ Resonant ความต้านทาน X_L และ X_C จะเท่ากันทำให้หักล้างกันไป ส่งผลให้อิมพีแดนซ์ถูกมองเป็นโหลดความต้านทาน ทำให้เฟสของกระแส Primary และ Secondary ตรงกับเฟสของแรงดัน V_{ab} และ V_{cd} ทำให้ MOSFETs เกิดภาวะ Soft switching ที่ความถี่ต่ำกว่าความถี่ Resonant อิมพีแดนซ์จะถูกมองเป็นคาปาซิทีฟ โหลด ทำให้เฟสของกระแส Primary และ Secondary นำหน้าเฟสของแรงดัน V_{ab} และ V_{cd} หรือคลื่นกระแสเกิดขึ้นก่อนจุดตัด Zero crossing ของคลื่นแรงดัน ทำให้ MOSFETs เกิดภาวะ Hard switching ซึ่งเป็นภาวะที่เกิด ZVS หรือ ZCS อย่างใดอย่างหนึ่ง โดยจะมีผลในการเพิ่มกำลังสูญเสียในวงจรได้ ที่ความถี่สูงกว่าความถี่ Resonant อิมพีแดนซ์จะถูกมองเป็นอินดักทีฟ โหลด ทำให้เฟสของกระแส Primary และ Secondary ตามหลังเฟสของแรงดัน V_{ab} และ V_{cd} หรือคลื่นกระแสเกิดหลังจุดตัด Zero crossing ของคลื่นแรงดัน ทำให้ MOSFETs เกิดภาวะ Hard switching

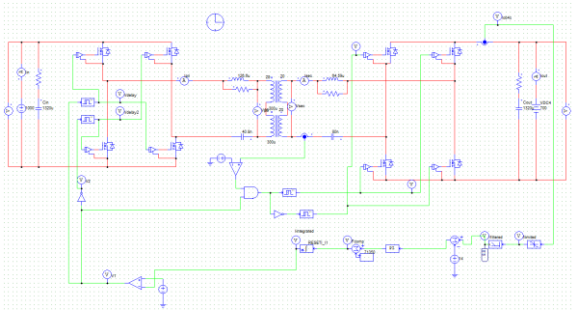
Diode rectifier

MOSFETs ฝั่ง Secondary ทำหน้าที่เป็นจะทำหน้าที่เป็นวงจรเรียงกระแสเพื่อแปลงแรงดันไฟฟ้ากระแสสลับที่จุด V_{cd} ให้มาเป็นแรงดันไฟฟ้าขาออกกระแสตรง (V_{out})

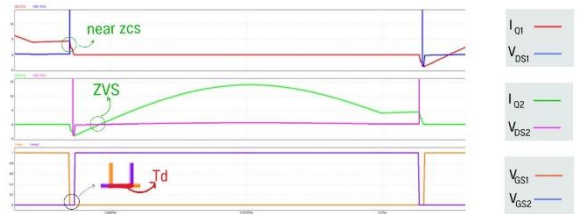
และใช้หลักการ First Harmonic Approximation (FHA) ในการออกแบบ CLLC Resonant tank

3. การออกแบบ

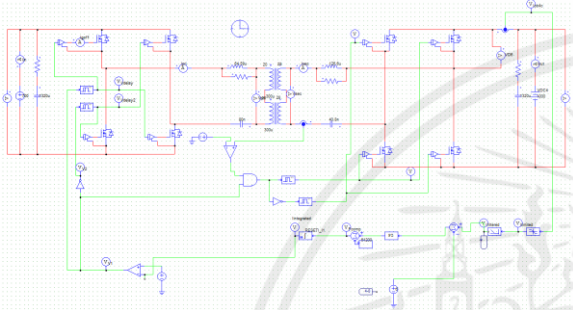
การออกแบบโดยการจำลองการทำงานด้วยโปรแกรม PSIM ตามค่าจากการคำนวณ



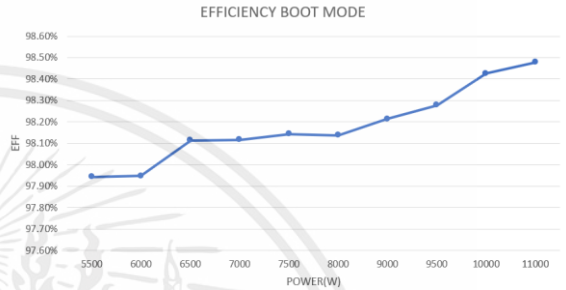
รูปที่ 3 วงจร Buck Converter 1000 V – 700 V (Forward)



รูปที่ 7 รูปคลื่น I_{Q1} , I_{Q2} , V_{DS1} , V_{DS2} ของ V_{GS1} , V_{GS2} ในโหมด Reverse 700 V - 1000 V (boost)



รูปที่ 4 วงจร Boost Converter 700 V – 1000 V (Reverse)

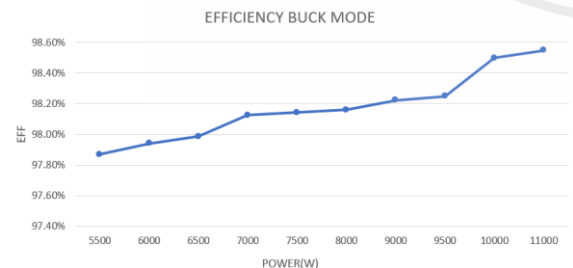


รูปที่ 8 ประสิทธิภาพการทำงานในโหมด Reverse 700 V - 1000 V (boost)

4. ผลการทดลอง



รูปที่ 5 รูปคลื่น I_{Q1} , I_{Q2} , V_{DS1} , V_{DS2} ของ V_{GS1} , V_{GS2} ในโหมด Forward 1000 V – 700 V (buck)



รูปที่ 6 ประสิทธิภาพการทำงานในโหมด Forward 1000 V – 700 V (buck)

5. สรุปผลการทดลอง

การออกแบบและจำลองการทำงานของ Bi-directional CLLC DC-DC converter โดยควบคุมแรงดันและกระแสของวงจรที่ออกแบบให้ทำงานในช่วง 1000 V – 700 V พบว่าจากกระแส แรงดัน และกำลังไฟฟ้าขั้วในโหมดการทำงาน Forward มีประสิทธิภาพสูงสุด 98.58% ที่ความถี่ 70 kHz และกำลังไฟฟ้า 11 kW ส่วนในโหมดการทำงาน Reverse มีประสิทธิภาพสูงสุด 98.49% ที่ความถี่ 61 kHz และกำลังไฟฟ้า 11 kW

ประสิทธิภาพสูงสุดจากการออกแบบและการจำลองการทำงานของ Bi-directional CLLC DC-DC converter นั้นคล้ายคลึงกันมากทั้งในโหมด Forward และ Reverse ดังนั้น Bi-directional CLLC DC-DC converter ที่ออกแบบจึงสามารถทำงานในโหมด Forward และ Reverse ได้

เอกสารอ้างอิง

[1] Infineon Technologies, “11 kW Bi-directional CLLC DC-DC converter with 1200 V and 1700 V CoolSic MOSFETs UG_2020_31 Datasheet,” 2020.

เอกสารนี้เป็นเอกสารที่สงวนไว้สำหรับการใช้งานเพื่อการศึกษาเท่านั้น ไม่อนุญาตให้นำไปใช้ประโยชน์ด้านการค้า ไม่ว่าจะกรณีใดๆ ทั้งสิ้น อีกทั้งห้ามมิให้ตัดแปลงเนื้อหาและต้องอ้างอิงถึงเจ้าของเอกสารทุกครั้งที่มีการนำไปใช้

- [2] Rui Chen, Sanbao Shi, Cheng Zhang and Wei Shi, “11 kW Bi-directional CLLC DC-DC converter with 1200 V CoolSic MOSFETs,” in **Proc. IEEE PCIM Asia 2021**, China, 2021.
- [3] Chaohui Liu, Jiabin Wang, Kalhana Colombage, Chris Gould and Bhaskar Sen, “A CLLC Resonant Converter Based Bidirectional EV Charge with Maximum Efficiency Tracking,” in **Proc. IEEE PEMD 2016**, United Kingdom, 2016.
- [4] Jun Liu, Licheng Sheng, Jianjiang Shi and Zhongchao Zhang, “Design of High Voltage, High Power and Frequency Transformer in LLC Resonant Converter,” in **Proc. IEEE APEC 2009**, United States of America, 2009
- [5] Hong Huang, “FHA-Based Voltage Gain Function with Harmonic Compensation for LLC Resonant Converter,” in **Proc. IEEE APEC 2010**, United States of America, 2010.
- [6] Texas Instruments, “Bidirectional CLLC Resonant Dual Active Bridge (DAB) Reference Design for HEV/EV Onboard Charger Datasheet,” 2020.
- [7] Zheng Lv, Siangwu Yan, Yukang Fang and Lei Sun, “Mode Analysis and Optimum Design of Bidirectional CLLC Resonant Converter for High-frequency Isolation of DC Distribution Systems,” in **Proc. IEEE ECCE 2015**, Canada, 2015.
- [8] วีระเชษฐ์ ชันเงิน และ วุฒิพล ชารินทร์เศรษฐ์, **อิเล็กทรอนิกส์กำลัง Power Electronics**, (ครั้งที่ 14). กรุงเทพมหานคร, หสจ. วี.เจ. ฟรินดิง, 2557.

ประวัติผู้เขียน



ชื่อ-นามสกุล นายปรัชญา โควิ
วัน เดือน ปีเกิด 26 พฤศจิกายน 2543
ที่อยู่ 41/3 ตำบลดงมะตะ อำเภอแม่ลาว จังหวัด
เชียงราย 57250

ประวัติการศึกษา

ปีการศึกษา 2561 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลาย จากโรงเรียนสามัคคีวิทยาคม เชียงราย
ปีการศึกษา 2565 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า หลักสูตรวิศวกรรม
พลังงานไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ฝึกงานภาคฤดูร้อน

การรถไฟแห่งประเทศไทย (โรงงานมักกะสัน) ศูนย์ซ่อมรถจักร กองไฟฟ้า งานซ่อมรถจักรไฟฟ้า
ระหว่างวันที่ 1 มิถุนายน ถึง 31 กรกฎาคม 2565



ชื่อ-นามสกุล นายพงศกร ประถมพงษ์
วัน เดือน ปีเกิด 24 สิงหาคม 2543
ที่อยู่ 789/53 หมู่ 5 ตำบลจ้อหอ อำเภอเมือง
จังหวัดนครราชสีมา 30310

ประวัติการศึกษา

ปีการศึกษา 2561 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลาย จากโรงเรียนราชสีมาวิทยาลัย
ปีการศึกษา 2565 สำเร็จการศึกษาระดับปริญญาตรี ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า หลักสูตรวิศวกรรม
พลังงานไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ฝึกงานภาคฤดูร้อน

การรถไฟแห่งประเทศไทย (โรงงานมักกะสัน) ศูนย์ซ่อมรถจักร กองไฟฟ้า งานซ่อมอุปกรณ์ไฟฟ้ากำลัง
ระหว่างวันที่ 1 มิถุนายน ถึง 31 กรกฎาคม 2565



ชื่อ-นามสกุล นายพงษ์ไทย การเที่ยง
 วัน เดือน ปีเกิด 16 พฤษภาคม 2544
 ที่อยู่ 78 ถนนท่าอิฐกลาง ตำบลท่าอิฐ อำเภอเมืองอุตรดิตถ์ จังหวัดอุตรดิตถ์ 53000

ประวัติการศึกษา

ปีการศึกษา 2561 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลาย จากโรงเรียนอุตรดิตถ์

ปีการศึกษา 2565 สำเร็จการศึกษา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า หลักสูตรวิศวกรรมพลังงานไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ฝึกงานภาคฤดูร้อน

การรถไฟแห่งประเทศไทย (โรงงานมักกะสัน) ศูนย์ซ่อมรถจักร กองไฟฟ้า งานซ่อมรถจักรไฟฟ้า ระหว่างวันที่ 1 มิถุนายน ถึง 31 กรกฎาคม 2565



ชื่อ-นามสกุล นายพิสิทธิ์ กิจประเสริฐ
 วัน เดือน ปีเกิด 22 มิถุนายน 2543
 ที่อยู่ 62 หมู่ 2 ตำบลเป็ริง อำเภอบางป๋อ จังหวัดสมุทรปราการ 10560

ประวัติการศึกษา

ปีการศึกษา 2561 สำเร็จการศึกษาระดับมัธยมศึกษาตอนปลาย จากโรงเรียนเตรียมอุดมศึกษาเป็ริงวิสุทธาธิบดี

ปีการศึกษา 2565 สำเร็จการศึกษา วิศวกรรมศาสตรบัณฑิต ภาควิชาวิศวกรรมไฟฟ้า หลักสูตรวิศวกรรมพลังงานไฟฟ้า สถาบันเทคโนโลยีพระจอมเกล้าเจ้าคุณทหารลาดกระบัง

ฝึกงานภาคฤดูร้อน

การรถไฟแห่งประเทศไทย (โรงงานมักกะสัน) ศูนย์ซ่อมรถจักร กองไฟฟ้า งานซ่อมรถจักรไฟฟ้า ระหว่างวันที่ 1 มิถุนายน ถึง 31 กรกฎาคม 2565