



รายงาน

บทความทางด้านอิเล็กทรอนิกส์กำลัง

เสนอ

รศ. เจิดกุล โสภานิตย์

รายชื่อผู้จัดทำ

- | | |
|----------------------------|------------|
| 1. ตฤธร ยงประยูร | 6330192221 |
| 2. ปภาวี พ่อคำทอง | 6330303621 |
| 3. เพชรไพลิน ตันติวิญญพงศ์ | 6330387321 |
| 4. อรรคพันธ์ สุภาสุข | 6330576621 |

รายงานนี้เป็นส่วนหนึ่งของการเรียนวิชา 2102446 Fundamentals Of Power Electronics

ภาคเรียนที่ 1 ปีการศึกษา 2565

จุฬาลงกรณ์มหาวิทยาลัย

สารบัญ

| | |
|--|----|
| งานวิจัยที่ 1: Multiple-Source Single-Output Buck-Boost DC–DC Converter with Increased Reliability for Photovoltaic (PV) Application | 3 |
| อธิบายวงจร | 3 |
| การทดลองและผลลัพธ์ที่ได้ | 4 |
| การนำไปใช้ | 9 |
| งานวิจัยที่ 2: A High Efficiency High Power-Density LLC DC-DC Converter for Electric Vehicles (EVs) On-Board Low Voltage DC-DC Converter (LDC) Application | 10 |
| พื้นฐานวงจร Resonant converter และส่วนประกอบต่าง ๆ | 10 |
| อธิบายวงจร | 13 |
| การทดลองและผลลัพธ์ที่ได้ | 17 |
| การนำไปใช้ | 19 |
| ที่มา | 20 |

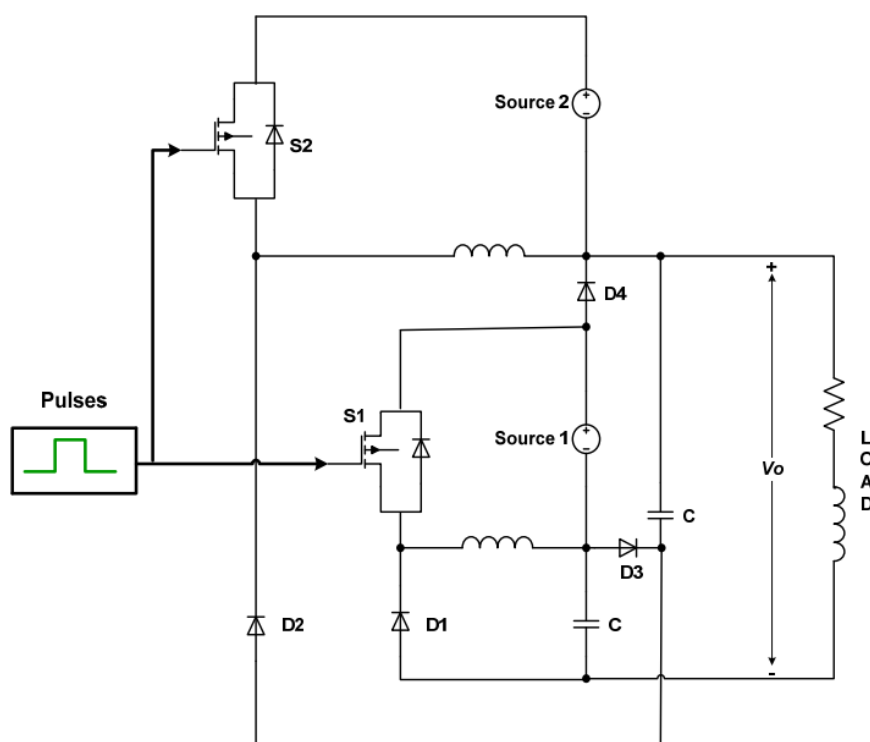
1. งานวิจัยที่ 1

จากงานวิจัยเรื่อง Multiple-Source Single-Output Buck-Boost DC-DC Converter with Increased Reliability for Photovoltaic (PV) Applications ของ Mohamed S. Elrefaey และคณะ [1] สามารถสรุปและวิเคราะห์เนื้อหาออกมาได้ดังนี้

วงจร buck-boost DC-DC converter ได้มีการพัฒนาอย่างต่อเนื่อง โดยได้มีการปรับปรุงข้อเสียของวงจรให้ดียิ่งขึ้น โดยสิ่งที่ได้รับการสนใจคือความน่าเชื่อถือของวงจร กล่าวคือเมื่อมีแหล่งจ่ายหนึ่งไม่สามารถทำงานได้ วงจรนี้ยังสามารถดำเนินการทำงานได้ต่อไป โดยไม่เกิดความเสียหายต่อวงจรและไม่ทำให้ประสิทธิภาพลดลง ซึ่งเหมาะกับการทำงานของการที่ติดตั้งให้แผงโซลาร์เซลล์ทำหน้าที่เป็นแหล่งจ่าย

วงจรที่งานวิจัยนี้สนใจ มีหลายแหล่งจ่ายในการจ่ายไฟกระแสตรงให้กับโหลดหนึ่งตัว โดยในปกติวงจร buck-boost DC-DC converter จะให้ผลลัพธ์ของแรงดันที่กลับเฟสกัน อย่างไรก็ตามในวงจรนี้ผลลัพธ์ของแรงดันที่ออกมา จะไม่มีการกลับเฟสกัน

1.1 อธิบายวงจร



รูปที่ 1 วงจร buck-boost DC-DC converter ที่ใช้

D1 และ D2 เป็นไดโอดที่ทำหน้าที่ในการไม่ให้เกิดกระแสในการชาร์จจากตัวเก็บประจุไหลกลับของ stage 1 และ stage 2 ตามลำดับ ในส่วนของ D3 จะทำหน้าที่ป้องกันการไหลกลับของกระแสที่ชาร์จในตัวเก็บประจุของแต่ละ stage ที่ต่ออนุกรมกัน โดยจะให้ไหลไปในทิศทางเดียวกัน และ D4 เป็นการแยกแหล่งจ่ายให้ไม่ขึ้นต่อกัน การปรับปรุงของวงจรนี้เพื่อให้มีศักยภาพที่ดีขึ้น คือการต่อตัวประจุอนุกรมกัน เพื่อเป็นการเพิ่มหรือลด voltage gain

จากรูปที่ 1 สามารถอธิบายวงจรได้ว่า เมื่อสวิตช์ on ทิศทางการไหลของกระแสไฟฟ้าจะไหลอยู่ในลูปของ S2 และ Source 2 และลูปของ S1 และ Source 1 กระแสในของแต่ละลูปจะไหลผ่านตัวเหนี่ยวนำ กระแสจะสามารถไหลเข้าสู่ตัวเหนี่ยวนำได้ ซึ่งเมื่อสวิตช์ off ขั้วของตัวเหนี่ยวนำจะกลับขั้วเนื่องมาจาก Lenz's law และกระแสจะไหลอยู่ในลูปของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุในแต่ละ stage จากนั้นตัวเก็บประจุจะถูกชาร์จประจุเข้า โดยมีตัวเหนี่ยวนำเป็นแหล่งจ่าย โดยตัวเก็บประจุที่ต่ออนุกรมจะส่งประจุให้กับโหลด

เมื่อพิจารณาที่กระแสต่อเนื่อง สามารถหา Voltage gain เมื่อมี stage จำนวน n ได้จากสมการ

$$\text{Voltage gain} = \frac{nD}{1-D}$$

เมื่อพิจารณาที่กระแสไม่ต่อเนื่อง สามารถหา Voltage gain ได้จากสมการ

$$\text{Voltage gain} = \frac{nV_1 D^2 T}{2LI_0}$$

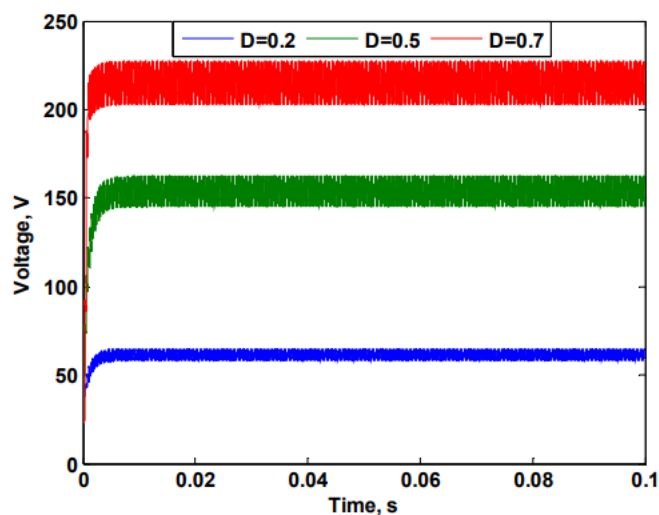
สามารถสังเกตได้ว่าเมื่อมีการเพิ่มจำนวน stage เข้าไป จะได้ Voltage gain ที่มากขึ้นตามไปด้วย นอกจากนี้ วงจรในแต่ละ stage มีการสูญเสียพลังงานจาก สวิตช์ ตัวเหนี่ยวนำ ไดโอด ตัวต้านทาน และตัวเก็บประจุ ซึ่งถ้ามี stage เพิ่มขึ้น พลังงานการสูญเสียก็จะเพิ่มขึ้นตามไปด้วย

1.2 การทดลองและผลลัพธ์ที่ได้

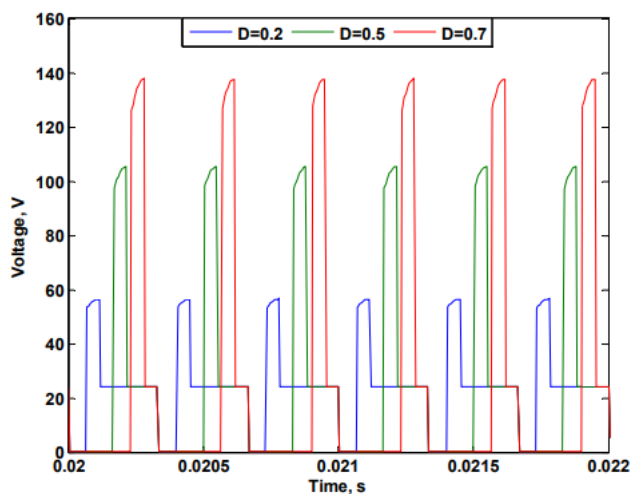
ในงานวิจัยนี้ได้มีการทดลอง 6 เงื่อนไข โดยกำหนดค่าพารามิเตอร์ของวงจรให้ตัวเหนี่ยวนำมีค่า 0.1 mH, ความต้านทานในตัวเหนี่ยวนำมีค่า 1 mΩ, ตัวเก็บประจุมีค่า 100 μF, ตัวต้านทานของโหลดมีค่า 50 Ω, และตัวเหนี่ยวนำของโหลดมีค่า 5 mH ที่ความถี่การสวิตช์ 3 kHz

1.2.1 เงื่อนไขที่ 1: เมื่อให้แหล่งจ่าย 2 แหล่งจ่าย ซึ่งเป็นแหล่งจ่ายกระแสตรงขนาด 24 V จะได้ผลลัพธ์คือ แรงดันขาออกจะมีค่าแปรผันตรงกับ duty ratio การเพิ่มขึ้นของ duty ratio ส่งผลให้ค่าแรงดันขาออกมีค่าเพิ่มขึ้นด้วย โดยในการทดลองได้ทำการทดลองที่ duty ratio เท่ากับ 0.2, 0.5, และ 0.7 และผลลัพธ์แรงดันเกิดจากแรงดันของ stage 1 บวกกับแรงดันของ stage 2 นอกจากนี้แล้วค่า maximum voltage stress ของทั้ง 2

stage มีค่าคล้ายคลึงกัน ณ ที่ duty ratio เดียวกัน และค่า maximum voltage stress ของแต่ละสวิตช์มีค่าสูงกว่าแรงดันขาออกจาก converter terminal เพียงเล็กน้อยอยู่ 0.5 เท่า แสดงว่าที่ low voltage stress สามารถนำมาใช้ในการสวิตช์ converter ได้

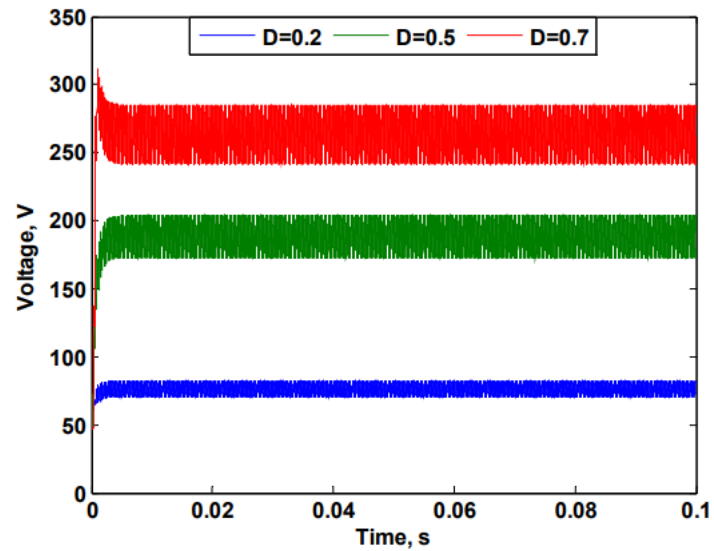


รูปที่ 2 ผลลัพธ์แรงดันออกที่ Duty ratio ต่างกัน [1]



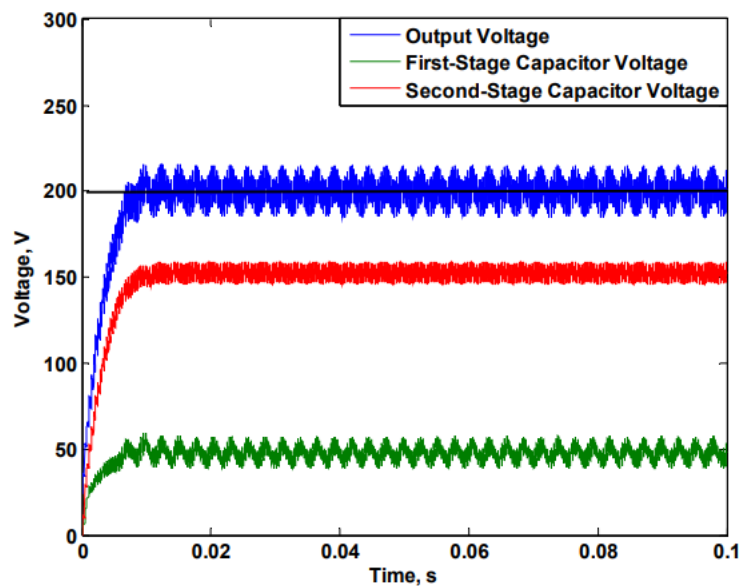
รูปที่ 3 Voltage stress ของ stage ที่ 1 และ stage ที่ 2 [1]

1.2.2. เงื่อนไขที่ 2: เมื่อให้แหล่งจ่าย 3 แหล่งจ่าย เป็นแหล่งจ่ายกระแสตรงขนาด 24 V จะได้ผลลัพธ์ที่มีแนวโน้มเหมือนเงื่อนไขที่ 1 แต่มีค่าแรงดันขาออกที่มากกว่า เนื่องจากมีจำนวน stage ที่มากกว่า นอกจากนี้ผลรวมแรงดันของตัวเก็บประจุทั้ง 3 stage มีค่าเท่ากับแรงดันขาออก



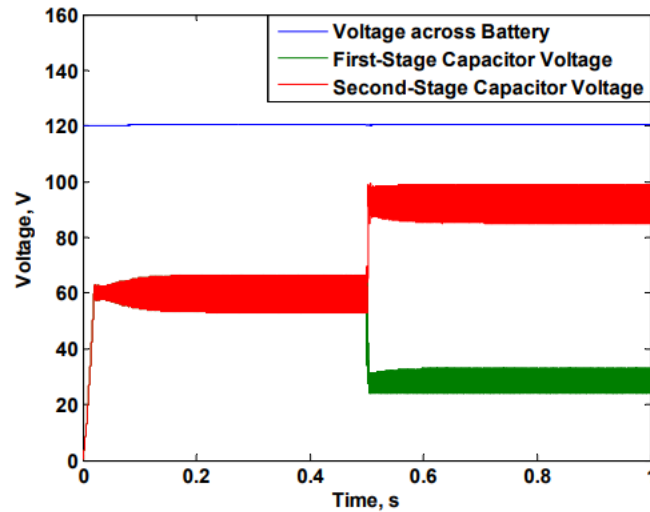
รูปที่ 4 ผลลัพธ์แรงดันออกที่ Duty ratio ต่างกัน [1]

1.2.3 เงื่อนไขที่ 3: เมื่อให้แหล่งจ่าย 2 แหล่งจ่าย เป็นแหล่งจ่ายกระแสตรง โดยพิจารณา closed-loop voltage control มีการใช้การควบคุมแรงดันเพื่อให้เป็นแรงดันอ้างอิงที่ต้องการให้แรงดันออกมีค่าตามที่ได้ตั้งไว้ เพื่อเป็นการทดสอบวงจรว่าสามารถให้ค่าแรงดันออกตามที่ได้ตั้งไว้ พบว่าเมื่อลองเปลี่ยนแหล่งจ่ายอันหนึ่งให้มีค่า ตกไปกว่าความเป็นจริง แต่ค่าแรงดันที่ออกยังคงมีค่าเท่ากับแรงดันอ้างอิงที่ได้ตั้งไว้

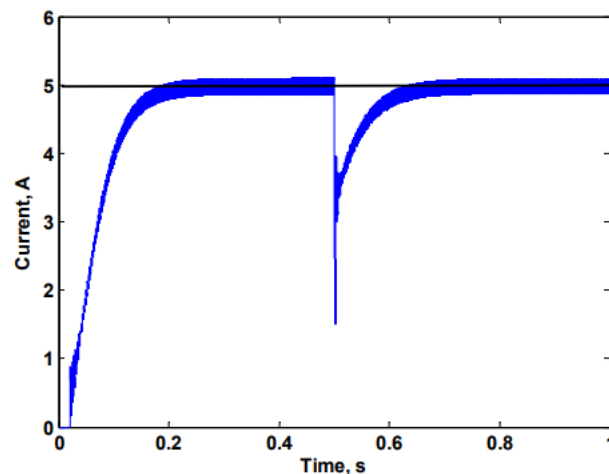


รูปที่ 5 ผลลัพธ์ของแรงดันออก เมื่อให้แรงดันอ้างอิงเท่ากับ 200 V และแหล่งจ่ายของ stage 1 ลดเหลือครึ่งหนึ่งของค่าเดิม [1]

1.2.4 เงื่อนไขที่ 4: เมื่อให้แหล่งจ่าย 2 แหล่งจ่าย โดยพิจารณา closed-loop current control มีการตั้งระบบเหมือนกับเงื่อนไขที่ 3 พบว่าเมื่อลองเปลี่ยนแหล่งจ่ายอันหนึ่งให้มีค่าตกต่ำกว่าความเป็นจริง กระแสออกจะมีค่าเท่ากับค่ากระแสอ้างอิงที่ได้ตั้งไว้ สามารถสรุปได้ว่าวงจรทั้งหมดนี้ยังสามารถทำงานได้ดี เมื่อมีแหล่งจ่ายอันใดอันหนึ่งเปลี่ยนแปลงไป

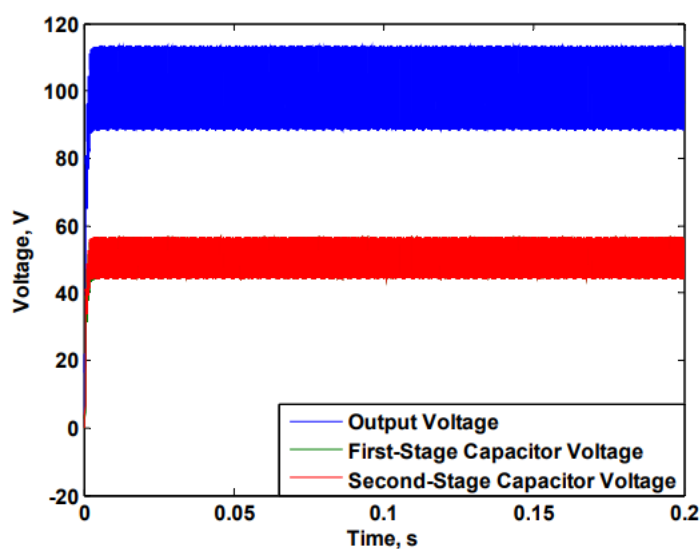


รูปที่ 6 ผลลัพธ์ของแรงดันออก เมื่อให้กระแสอ้างอิงเท่ากับ 200 V และแหล่งจ่ายของ stage 1 ลดเหลือครึ่งหนึ่งของค่าเดิม [1]



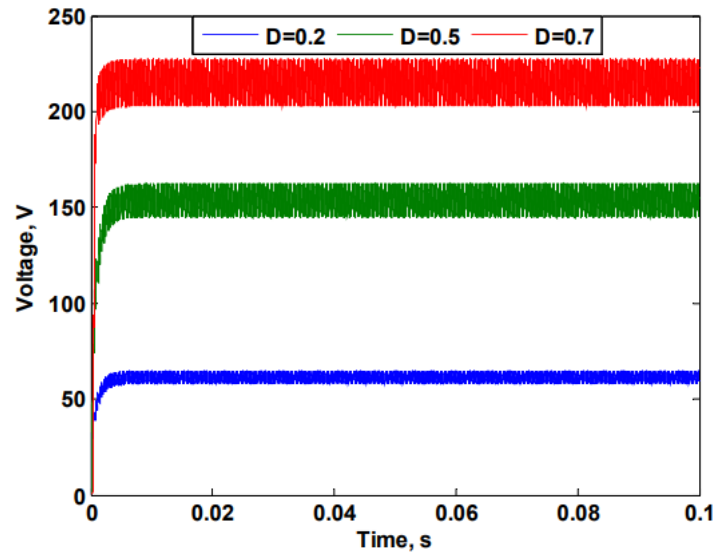
รูปที่ 7 ผลลัพธ์ของกระแสออก เมื่อให้กระแสอ้างอิงเท่ากับ 200 V และแหล่งจ่ายของ stage 1 ลดเหลือครึ่งหนึ่งของค่าเดิม [1]

1.2.5 เงื่อนไขที่ 5: ให้แหล่งจ่าย 2 แหล่งจ่าย แต่มีการเปลี่ยนแหล่งจ่ายเป็นโซลาเซลล์แทน และมีการใช้ Maximum power point tracking (MPPT) method ซึ่งช่วยให้แผงโซลาเซลล์สามารถผลิตพลังงานได้มีประสิทธิภาพและนำค่าพลังงานที่จุดสูงสุดมาใช้งาน พบว่าจะได้ผลลัพธ์ที่เหมือนกับเงื่อนไขที่ 1 ซึ่งแสดงให้เห็นว่าสามารถใช้แผงโซลาเซลล์กับวงจรนี้ได้ และข้อดีคือเมื่อเกิดแรงดันตกที่แหล่งจ่ายตัวใดตัวหนึ่ง แรงดันขาออกยังคงมีค่าเท่ากับแรงดันอ้างอิง



รูปที่ 8 ผลลัพธ์ของแรงดันออก เมื่อใช้แหล่งจ่ายเป็นโซลาเซลล์ [1]

1.2.6 เงื่อนไขที่ 6: เมื่อให้แหล่งจ่าย 1 แหล่งจ่าย เป็นแหล่งจ่ายกระแสตรงธรรมดา โดยมีการเพิ่มไดโอดเข้าไป 4 ตัว เพื่อทำการแยกวงจรของ stage 1 และ stage 2 พบว่าจะได้ผลลัพธ์ที่มีประสิทธิภาพเหมือนกับเมื่อมีการจ่ายแหล่งจ่ายหลายตัว และจากการทดลองเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพของ converter ควรใช้แกนเฟอร์ไรท์แทนแกนเหล็กสำหรับขดลวด เพื่อลดกำลังสูญเสียในแกนเหล็ก (Core losses)



รูปที่ 9 ผลลัพธ์แรงดันออกที่ Duty ratio ต่างกัน เมื่อลดแหล่งจ่ายเหลือ 1 แหล่งจ่าย [1]

1.3 การนำไปใช้

จากคุณสมบัติของวงจรที่ออกแบบมา พบว่าจะเหมาะในการนำวงจรมาใช้กับโซลาเซลล์ที่เป็นแหล่งจ่าย เพราะโซลาเซลล์เป็นแหล่งจ่ายที่มีค่าแรงดันค่อนข้างไม่แน่นอน เนื่องมาจากความเข้มแสงในช่วงเวลาตลอดวันมีความไม่สม่ำเสมอ หรืออาจจะเป็นแหล่งจ่ายอื่นที่ไม่มีความแน่นอน เช่น กังหันลม เป็นต้น วงจรนี้จะจ่ายแรงดันกระแสตรงให้กับโหลด ดังนั้นโหลดอาจจะเป็น อาทิเช่น รถ EV ปั๊มน้ำ เป็นต้น

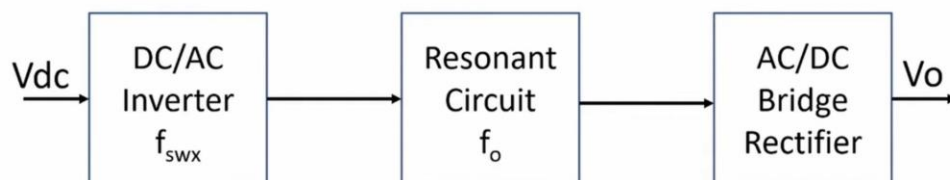
2. งานวิจัยที่ 2

จากงานวิจัยเรื่อง A High Efficiency High Power-Density LLC DC-DC Converter for Electric Vehicles (EVs) On-Board Low Voltage DC-DC Converter (LDC) Application ของ Xiang Zhou และคณะ [2] สามารถสรุปและวิเคราะห์เนื้อหาออกมาได้ดังนี้

เนื่องจากภายในรถ EV มีอุปกรณ์ต่างๆ เช่น sensors, กล้อง, มอเตอร์ขนาดเล็ก ซึ่งเปรียบเสมือนโหลดขนาดเล็ก (small auxiliary load) ที่จำเป็นต้องใช้แรงดันต่ำและมีแนวโน้มที่อุปกรณ์ต่าง ๆ นี้จะมีจำนวนที่เพิ่มมากขึ้น ดังนั้นจึงจำเป็นต้องมีแหล่งจ่ายเสริม (auxiliary power supplies) ที่มีค่ากำลังพิกัด (power ratings) มากกว่า 2.5 กิโลวัตต์ นั่นคือต้องมีกระแสไหลมากกว่า 200 แอมป์ รวมทั้งต้องการความหนาแน่นของกำลังส่ง (power density) ที่สูง

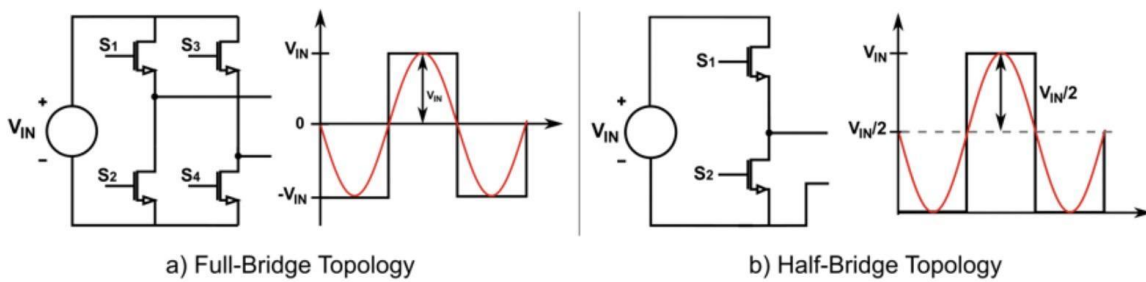
2.1 พื้นฐานวงจร Resonant converter และส่วนประกอบต่าง ๆ

Resonant Converter - Generalized Topology



รูปที่ 10 ส่วนประกอบของวงจร resonant converter โดยทั่วไป

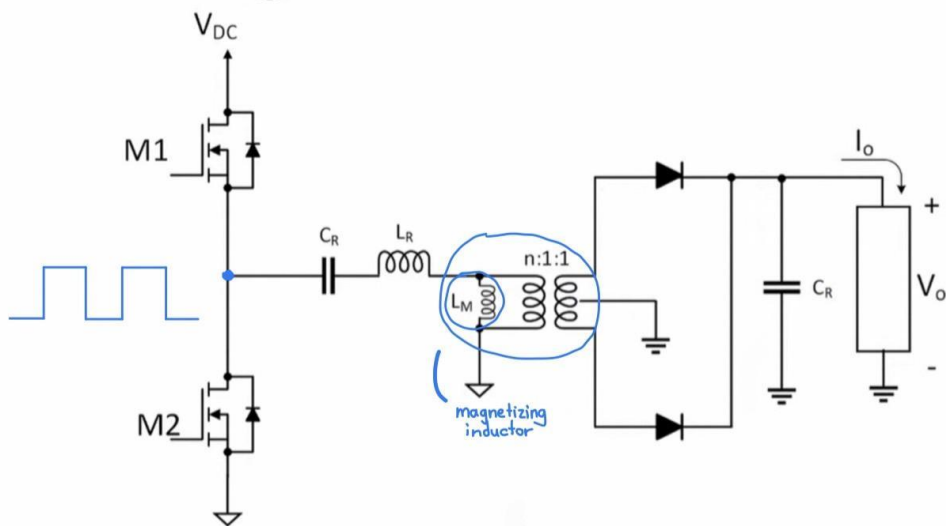
วงจร resonant converter โดยทั่วไปประกอบด้วย 3 ส่วนหลัก ๆ คือ ส่วนของการ switching ทำหน้าที่เปลี่ยนแรงดันกระแสตรงเป็นกระแสสลับ, ส่วน resonant circuit, และส่วนสุดท้ายเปลี่ยนแรงดันกระแสสลับกลับเป็นกระแสตรง



รูปที่ 11 Power switching topology

สวิตช์แบบ full-bridge topology จะสร้าง square wave ที่ไม่มี DC offset และ amplitude มีค่าเท่ากับ V_{in} ในขณะที่สวิตช์แบบ half-bridge topology จะสร้าง square wave ที่มี DC offset เท่ากับ $V_{in}/2$ และมีค่า amplitude เท่ากับ $V_{in}/2$ ซึ่งวงจรที่ถูกเสนอในงานวิจัยนี้เป็นแบบ full-bridge topology

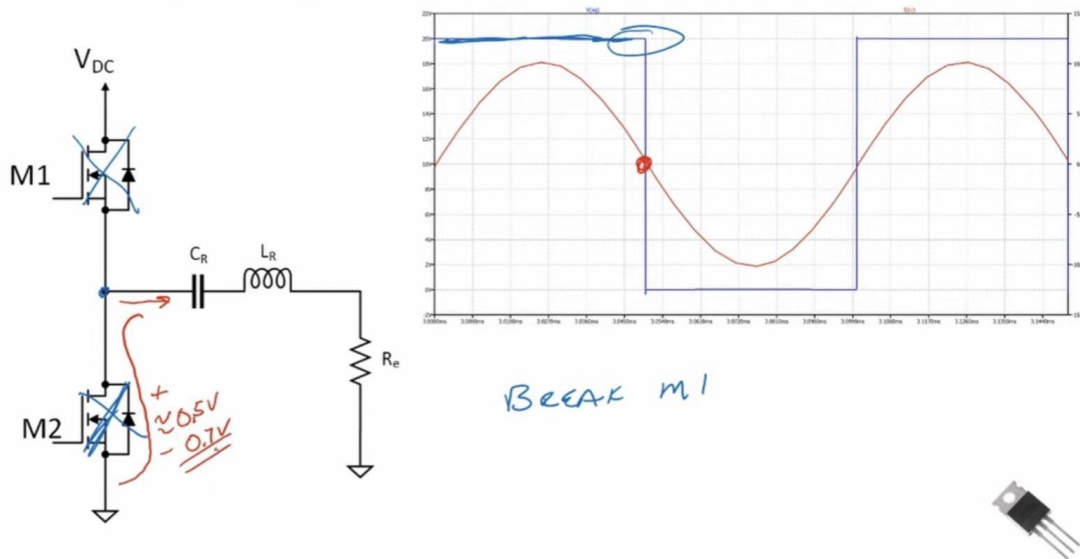
Half-bridge Series LLC Resonant Converter



รูปที่ 12 ตัวอย่าง Half-bridge LLC Resonant converter

ซึ่ง Resonant converter จะต่างจาก phase shift-controlled converter ตรงที่แรงดันออกจะถูกควบคุมโดยการทำ frequency modulation แทนที่แรงดันออกจะถูกกำหนดโดย duty cycle เหมือนใน phase shift-controlled converter

M1-closed, M2-open – Immediately prior to switching

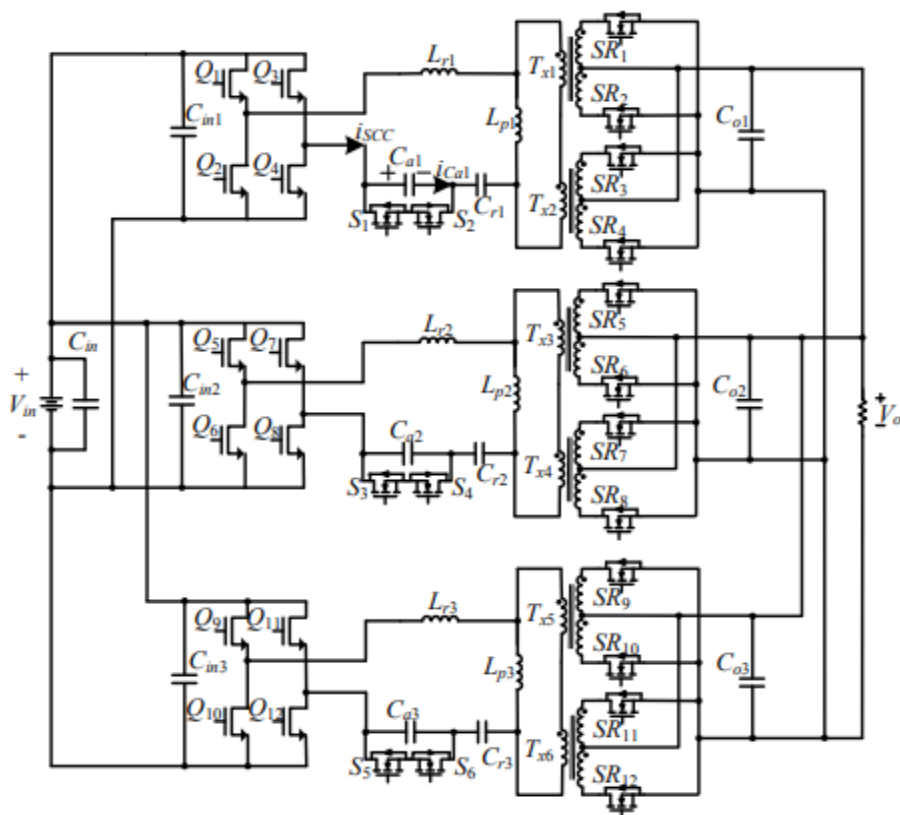


รูปที่ 13 ZVS (Zero voltage switching) และ ZCS (Zero current switching) ของ primary switches

เป็นการสวิตช์ในช่วงที่แรงดันและกระแสขณะสวิตช์มีค่าน้อยมาก (ใกล้ 0 แอมแปร์)

ทำให้ผลคูณของแรงดันขณะสวิตช์ต่อวงจรมีค่าต่ำส่งผลให้กำลังสูญเสียลดลง (ในขณะสวิตช์ M1 ตัดวงจรกระแสจะไหลผ่าน body diode ของ M2 เมื่อกระแสเข้าใกล้ 0 จึงจะทำการสวิตช์ M2)

2.2 อธิบายวงจร



รูปที่ 14 วงจร resonant DC-DC Converter ที่งานวิจัยนี้นำเสนอ

วงจรในงานวิจัยนี้ถูกนำเสนอขึ้นเพื่อลด current stress ในหม้อแปลงฟุ้งทุติยภูมิและเพิ่มประสิทธิภาพของวงจร
วงจร LLC DC-DC converterแบบ 3 เฟสจึงถูกออกแบบขึ้นเพื่อให้รองรับกับกระแสโหลด (load current)
ที่มีค่ามากกว่า 200 แอมป์

Switches

วงจร LLC DC- DC converter เมื่อเทียบกับ phase-shift full bridge DC-DC converter แล้ว
จะสามารถทำ ZVS ของ primary switches และ ZCS ของ secondary switches ได้ดีกว่า

มีการใช้ GaN HEMTs (gallium nitride high electron mobility transistors)
ในสวิตช์ฟุ้งปฐมภูมิเพื่อเพิ่มประสิทธิภาพและ power density ของวงจร (เป็นการลด switching loss และ
conduction loss) ที่ความถี่สูงและมีการใช้ Synchronous rectifier switches (SR) จึงมักถูกใช้เพื่อลด
conduction loss ในหม้อแปลงฟุ้งทุติยภูมิ

Current Sharing Strategy

เนื่องจากค่า tolearance ของตัวเหนี่ยวนำและตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์ current stress จะมีค่ามากที่สุดที่เฟสที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำที่สุด เมื่อกระแสโหลดมีค่ามาก ค่า loss ของเฟสที่มีอิมพีแดนซ์ต่ำที่สุดจะมีค่าสูง. เพื่อแก้ปัญหานี้เทคโนโลยี Switch-controlled capacitor (SCC) จึงถูกใช้เพื่อให้วงจรแต่ละเฟสสามารถแบ่งกระแสโหลดกันได้ (load current sharing)

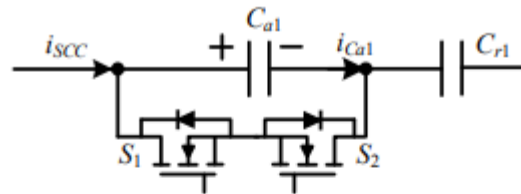
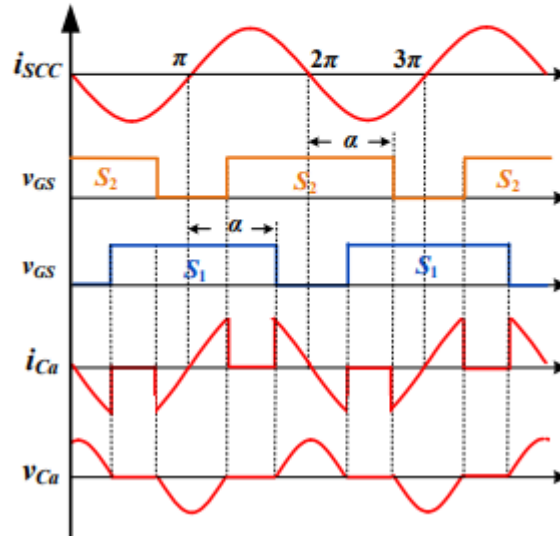


Fig. 2. Switch-controlled capacitor (SCC) circuit



รูปที่ 15 วงจร SCC ที่ใช้ในควบคุมค่ากระแสโหลดจากวงจรแต่ละเฟส

โดยค่าความจุของวงจร SCC มีค่าเท่ากับ

$$C_{SC} = \frac{C_a}{2 - (2\alpha - \sin 2\alpha)/\pi}$$

ดังนั้นค่าความจุของตัวเก็บประจุเรโซแนนซ์สมมูลจึงมีค่าเท่ากับ

$$C_{r,eq} = \frac{C_{sc} C_r}{C_{sc} + C_r} = \frac{C_a C_r}{C_a + C_r [2 - (2\alpha - \sin 2\alpha)/\pi]}$$

และค่าอัตราขยายแรงดันของวงจร LCC DC-DC Converter มีค่าเท่ากับ

$$M = \frac{nV_o}{V_{in}} = \frac{K}{\sqrt{\left[\left(\frac{\omega_r}{\omega_s}\right)^2 - K - 1\right]^2 + \frac{(\pi^2 \omega_s L_p)^2}{64 N^4 R_L^2} \left[\left(\frac{\omega_r}{\omega_s}\right)^2 - 1\right]^2}}$$

โดย $K = \frac{L_p}{L_r}$, $\omega_s = 2\pi f_s$, $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_{r,eq}}}$

วงจรนี้เป็นแบบ input ขนานกันและ output ขนานกันค่า output voltage gain จึงมีค่าเท่ากันทั้ง 3 เฟส

ซึ่งเมื่อปรับค่า $C_{r,eq}$ จะทำให้ควบคุมการแบ่งกระแสโหลดจากวงจรทั้ง 3 เฟสได้

SR Conduction loss

เนื่องจาก conduction loss ของหม้อแปลงฟุ้งทุติยภูมิในวงจร 1 เฟส มีค่าเท่ากับ

$$P_{SR \text{ loss (single)}} = \left(\frac{270\pi}{2\sqrt{2}}\right)^2 R_{ds(on)} \text{ ซึ่งเป็นค่าที่สูงมาก}$$

ดังนั้นถ้านำวงจรมาขนานกัน 3 เฟส

$$P_{SR \text{ loss (3 phases)}} = \left(\frac{45\pi}{2\sqrt{2}}\right)^2 R_{ds(on)} \times 6$$

จึงสามารถสรุปได้ว่า conduction loss ของวงจร 1 เฟสมีค่าสูงกว่าวงจร 3 เฟสถึง 6 เท่า

นอกจากนั้นจากการที่หม้อแปลงฟุ้งปฐมภูมิต่อแบบอนุกรมและหม้อแปลงฟุ้งทุติยภูมิต่อแบบขนานยังเป็นการ ลด current stress ของ SR (synchronous rectifier) อีกด้วย

Resonant parameter design

– เพื่อที่จะให้ converter ทำงานใน ZCS region ของ SR (synchronous rectifier) ความถี่เรโซแนนซ์ (resonant point) จึงถูกเลือกจากการพิจารณาแรงดันเข้าสูงสุดและแรงดันออกต่ำสุดของวงจร

- ที่แรงดันเข้า 250V และแรงดันออก 16V เป็น maximum step-up voltage gain point ดังนั้น

resonant parameter จึงถูกออกแบบในเงื่อนไขนี้

พารามิเตอร์ของวงจร

- load current = 270A (ต่อขนานกัน 3 เฟส แต่ละเฟสจะให้กระแสโหลด 90 A)
- แรงดันเข้ามีค่าอยู่ในช่วง (250V ~ 430V) และแรงดันออกมีค่า (9V ~ 16V)
- เลือกความถี่เรโซแนนซ์ประมาณ 500kHz เพื่อต้องการปรับปรุง power density ของวงจร ซึ่งโดยปกติความถี่เรโซแนนซ์ในวงจร LDC จะมีค่าในช่วง 100kHz-200kHz ($L_r = 25\mu H$ และ $C_r = 3.4nF$)
- การปรับค่า L_p จะเป็นการ trade-off ระหว่างค่า voltage gain และประสิทธิภาพของวงจร ($L_p = 125\mu H$)

การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้า

การออกแบบหม้อแปลงไฟฟ้ามีส่วนสำคัญอย่างมากเพราะ loss นั้นมาจาก current stress ของขดลวดทุติยภูมิของหม้อแปลงไฟฟ้า และเนื่องจากหม้อแปลงไฟฟ้านี้ทำงานในช่วงความถี่สูง ทำให้เกิดความต้านทานไฟฟ้า AC สูงในพอยล์ที่หนา จึงจำเป็นต้องใช้ลามิเนตพอยล์ทองแดงขนาด 0.25 มิลลิเมตรสามชั้นแทน ขนาด 0.75 มิลลิเมตรชั้นเดียว เป็นขดลวดทุติยภูมิที่ความถี่ 300 กิโลเฮิร์ตซ์ นอกจากนี้ยังต้องใช้ PQ3535 และ 3C97 ซึ่งมี delta flex density สูงสุดและขนาดเล็ก เพื่อลด loss ของแกนหม้อแปลงไฟฟ้า และส่วนของขดลวดปฐมภูมิได้มีการใช้ลวด Litz เพื่อลด loss จากพื้นผิวที่อยู่ใกล้กัน และ turn ratio ของหม้อแปลงหาได้จาก

$$n = N_p : N_s = V_{in(max)} : V_{o(min)}$$

โดยในงานวิจัยนี้ใช้ 430 โวลต์ เป็นแรงดันเข้าสูงสุด และ 9 โวลต์ เป็นแรงดันออกต่ำสุด

ทำให้คำนวณ turn ratio ออกมาได้เป็น $(430 / 9) / 2 = 23.8$ ในงานวิจัยนี้จึงเลือก turn ratio เป็น

22:1:1 สำหรับหม้อแปลงแต่ละอัน

โดยสรุปแล้วด้านปฐมภูมิจึงใช้ลวดขนาด 1.8 มิลลิเมตรสองชั้น 650 เส้น จำนวน 22 รอบ และด้านทุติยภูมิใช้ลามิเนตฟอยด์ทองแดงสามชั้น ขนาด 20x25 มิลลิเมตร ทำให้ delta flux density สูงสุดของหม้อแปลงไฟฟ้าเท่ากับ

$$B_{\max} = \frac{NV_o \frac{T_s}{4}}{NS} = \frac{V_o T}{4S} = \frac{14 \times 3.3 \times 10^{-6}}{4 \times 190 \times 10^{-6}} = 61 \text{ mT}.$$

Lr ทำจากลวด Litz ขนาด 1.8 มิลลิเมตรสามชั้น 650 เส้น จำนวน 15 รอบ

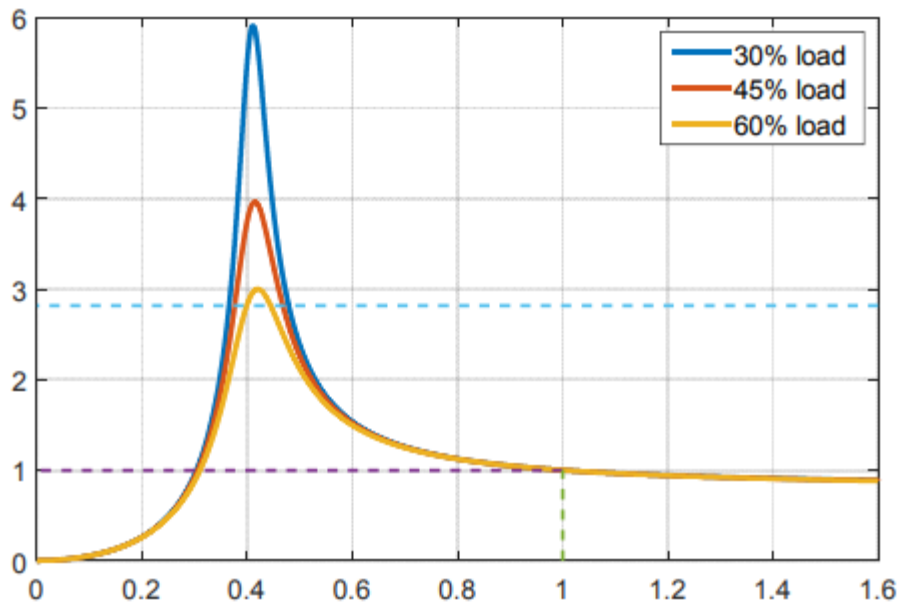
Lp ทำจากลวด Litz ขนาด 1.5 มิลลิเมตรสี่ชั้น 1100 เส้น จำนวน 44 รอบ

โดยใช้ขนาดแกนและวัสดุตามตาราง

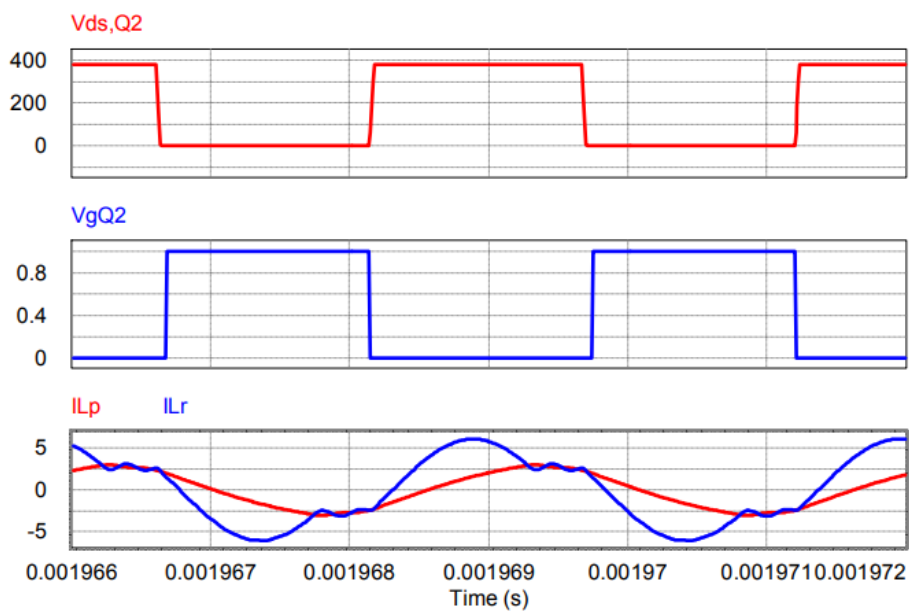
| Inductor L_r | | Inductor L_p | | Transformer | |
|----------------|----------|----------------|----------|-------------|----------|
| Core Size | Material | Core Size | Material | Core Size | Material |
| PQ32/20 | 3C97 | PQ35/35 | 3C97 | PQ35/35 | 3C97 |

2.3 การทดลองและผลลัพธ์ที่ได้

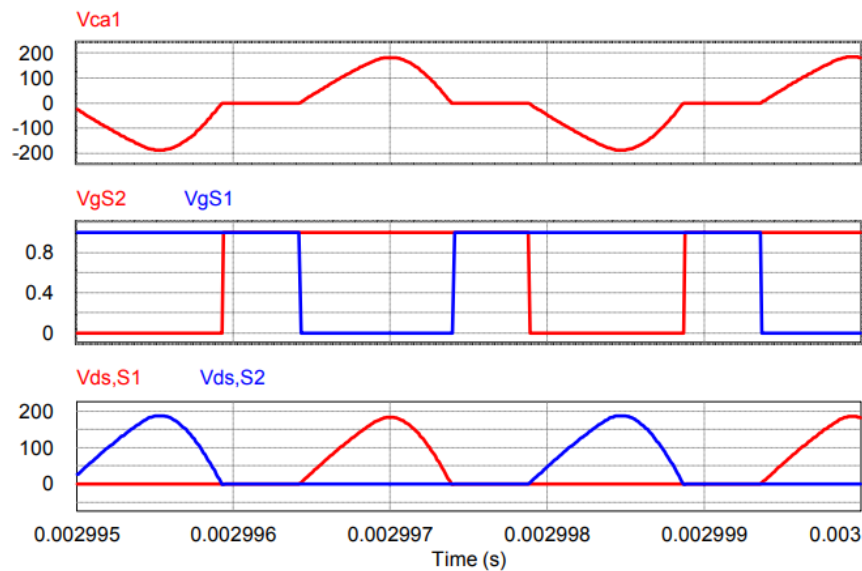
ในงานวิจัยนี้ได้มีการสร้างตัวต้นแบบของ 3.8 กิโลวัตต์ (14V/270A) LLC DC-DC converter ขึ้นมาและวัดประสิทธิภาพที่ full load ได้เท่ากับ 95.8% ที่กระแสโหลด 270 แอมป์ โดยมีค่า power density เท่ากับ 3kW/L



รูปที่ 16 อัตราขยายแรงดันของวงจร LDC ที่ถูกนำเสนอที่ 30%, 45% และ 60% load current



รูปที่ 17 ZVS ของสวิตช์ฝั่งปฐมภูมิที่ full load ($V_{in} = 380V$, $V_{out} = 14V$, load current = 90A)



รูปที่ 18 รูปคลื่นแรงดัน (waveforms) ของวงจร SCC

| Reference | Topology | Specification of the Converter | | | | | | |
|------------------|-----------------------------------|--------------------------------|----------------|--------------|-----------------|----------------------|---------------|---------------------|
| | | Input voltage | Output voltage | power | Peak efficiency | Full-load efficiency | Power density | Switching frequency |
| [1] | Phase-shift full bridge converter | 200V~400V | 12V | 1.2kW | 95.5% | 90% | 0.5kW/L | 100kHz |
| [2] | Phase-shift full bridge converter | 300V | 12V | 2kW | 94% | 93.2% | - | 227kHz~297kHz |
| [3] | Phase-shift full bridge converter | 235V~431V | 11.5V~15V | 2kW | 93.5% | 93% | 0.94kW/L | 200kHz |
| [4] | Phase-shift full bridge converter | 300V~400V | 12V~16V | 0.72kW | 93.5% | 90% | - | 100kHz |
| [5] | Phase-shift full bridge converter | 250V~400V | 13V~15V | 1kW | 93% | 92% | - | 100kHz |
| [6] | LLC converter | 220V~450V | 6.5V~16V | 2.5kW | 93.2% | 92% | 1.17kW/L | 90kHz~200kHz |
| [7] | LLC converter | 260V~430V | 12.5V~14.5V | 1.9kW | 93% | 91% | 1.02kW/L | 65kHz~150kHz |
| [8] | LLC converter | 330V~410V | 14V | 2.5kW | 95% | 93% | 1kW/L | 250kHz |
| [9] | Two-stage converters | 200V~400V | 12V | 2kW | 95.9% | 94.2% | - | 100kHz~133kHz |
| The proposed LDC | SCC-LLC converter | 250V~430V | 9V~16V | 3.8kW | 96.5% | 95.8% | 3kW/L | 260kHz~400kHz |

รูปที่ 19 ตารางเปรียบเทียบระหว่าง Converter ที่นำเสนอและ Converter อื่น

2.4 การนำไปใช้

วงจร LLC DC-DC converter แบบ 3 เฟสพร้อม SCC (a three-phase interleaved LLC DC-DC converter with SCC) ที่ถูกออกแบบมานั้น ได้นำไปใช้กับรถยนต์ EV เพื่อลด conduction loss นอกจากนี้ LDC ที่ถูกนำเสนอนี้ก็ทำให้ได้ประสิทธิภาพการใช้งานสูงสุดสำหรับรถยนต์ EV อีกด้วย

ที่มา

[1] Elrefaey, M. S., Ibrahim, M. E., Eldin, S. M., Hegazy, H. Y., El-Kholy, E. E., & Abdalfatah, S.

(2022). Multiple-Source Single-Output Buck-Boost DC-DC Converter with Increased Reliability for Photovoltaic (PV) Applications. *Energies*, 16(1), 216.

[2] Zhou, X. A High Efficiency High Power-Density LLC DC-DC Converter for Electric Vehicles (EVs) On-Board Low Voltage DC-DC Converter (LDC) Application; IEEE: New York, NY, USA, 2020