

30kW 고주파 용접 전원용 Full-Bridge 컨버터의 분산설계에 관한 연구

김민우¹, 최승원¹, 이일운¹, 이준영[†], 정계수², 이토 에이지²

Research for Distributed Design for 30kW Full-Bridge Converter for in High Frequency Welding Machine

Min-Woo Kim¹, Seung-Won Choi¹, Il-Oun Lee¹, Jun-Young Lee[†], Kye-Soo Jeong², and Ei-Ji Ito²

Abstract

This study presents the results of the research on power supplies for welding machine using MOSFET switches in high frequency switching for ease of design and use a 100 kHz switching frequency for high power density. The topology of the proposed power supplies for welding machine is ZVS-PWM full-bridge converter. The proposed converter is designed on a distributed transformer for ease of design and be used in a 100 kHz switching frequency for high power density. The problem of power imbalance of transformers occurring in parallel operation of transformers can be improved by applying common mode coupled inductor and the corresponding contents are experimented and verified in this paper to present conclusions.

Key words: CI (Coupled Inductor), Welding machine, ZVS-PWM full-bridge converter

1. 서 론

용접기의 출력은 자동차용 LDC와 같이 저전압과 고전류의 부하특성을 가진다. 용접 전원의 인버터부에서 주로 사용하는 스위치 소자는 IGBT와 같은 고전류용 소자를 사용한다^[1]. 이때 용접 전원에 사용되는 고전류 스위치 소자의 Tail Current 특성 때문에 고전류 스위치를 사용한 용접 전원은 높은 스위칭 주파수로 동작될 수 없고, 고전력밀도 달성에 불리하게 작용한다. 이는 변압기나 인덕터와 같은 자성체의 크기가 스위칭 주파수에 반비례하는 특성을 가지기 때문인데, 낮은 스위칭 주파수의 사용은 큰 자성체의 사용을 동반하게 되어 전력밀도가 낮아지는 주원인이 된다. 이에 제안하는 컨버터는 인버터부의 스위칭 소자로 MOSFET을 사용하고

고주파 동작을 구현하여 자성체 소자의 크기를 줄이고 더 높은 전력밀도를 달성하였다.

고주파 용접기의 경우 변압기 설계 시 페라이트 계열의 코어를 사용해야 하고, 용접기와 같이 대용량 전력변환기의 경우 단일 코어로 설계하기 어렵다. 게다가 대용량에 적합한 EE타입의 코어를 사용해야 하고, 대전류 부하특성으로 인해 굵은 권선으로 제작하므로 누설 인덕턴스가 많이 발생할 수 있다. 이에 제안하는 용접 전원의 변압기는 전력밀도 및 부품 배치를 고려하여 병렬 구조를 채택하였다. 병렬구조는 변압기에 인가되는 전력 스트레스를 낮추고 코어 높이를 감소시켜 전력밀도를 고려한 구조 설계를 용이하게 한다. 설계된 변압기의 최대 용량은 17.5kW이며, 설계된 변압기 두 개를 병렬로 연결하여 30kW의 회로를 구현하였다. 이때, 변압기를 병렬로 사용 시 발생하는 임피던스 차이에 의한 전력 불균형 현상을 보정하기 위해 공통모드 결합 인덕터(이하 CMCI)를 사용한다.

2. 본 론

2.1 용접 전원용 풀 브리지 컨버터의 개요

그림 1은 30kW급 용접 전원을 위한 본 논문에서 발표할 DC-DC 컨버터를 나타내고, 그림 2는 용접 전원에

Paper number: TKPE-2020-25-6-6

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: pdpljy@mju.ac.kr, Dept. of Electronic Engineering, Myongji University

Tel: +82-31-330-6357 Fax: +82-31-330-6977

¹ Division of Electronic Engineering, Myongji University

² Hyundai Welding Co, Ltd.

Manuscript received Mar. 2, 2020; revised Apr. 8, 2020; accepted Jul. 13, 2020

— 본 논문은 2019년 추계학술대회 우수추천논문임

— 본 논문은 2019년 추계학술대회 우수논문상 수상논문임

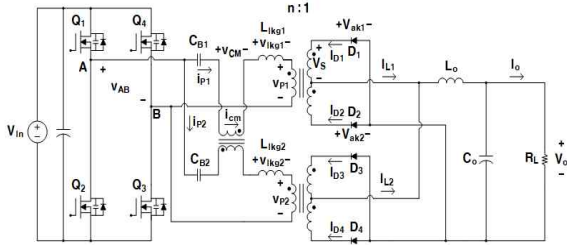


Fig. 1. Circuit of DC-DC full-bridge converter for power in welding machine.

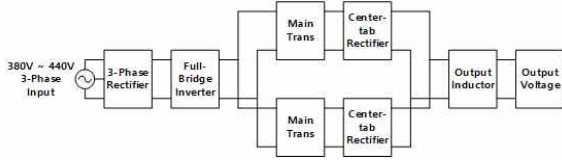


Fig. 2. Block diagram of DC-DC full-bridge converter for power in welding machine

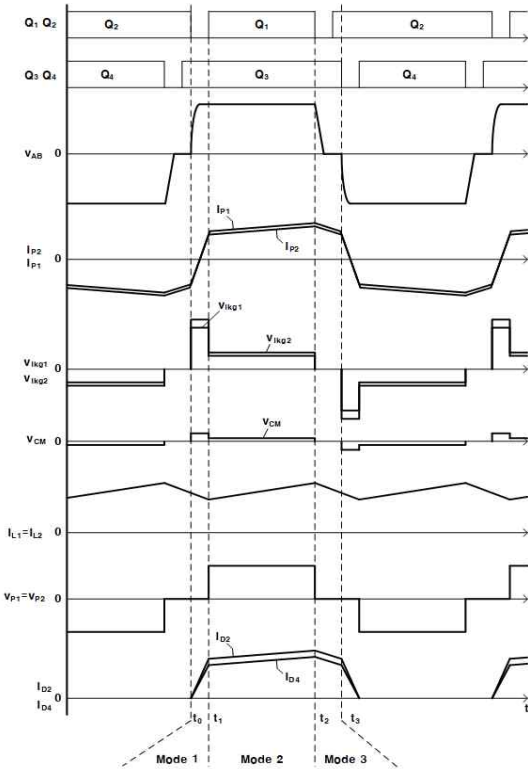


Fig. 3. Waveform of CMCI and transformer in full-bridge converter.

적용된 풀 브리지 컨버터의 전체적인 구조를 나타내고 있다. 제안된 컨버터의 토폴로지는 중급 용량의 전력전달에 알맞은 토폴로지인 풀 브리지 컨버터를 채택하였으며 ZVS-PWM 스위칭 방식으로 영 전압 스위칭을 달성하였다. 하나의 풀 브리지 인버터에서 두 개의 변압기가 병렬로 연결된 구조를 취하고, 연결된 두 변압기의 입력을 CMCI로 커플링 하였다. 각 변압기의 2차측에는 센터탭 방식의 정류단이 있고, 센터탭의 중심점이 출력

인덕터에 연결되는 구조를 갖는다.

2.2 CMCI 동작 분석

제안하는 컨버터에서 CMCI는 병렬로 연결된 변압기의 입력측을 역방향 도트로 커플링 시킨다. 누설 인덕턴스 등의 차이로 각 변압기의 임피던스가 서로 다를 때, 두 변압기의 전압 차이만큼 CMCI에 전압이 인가되는 방식으로 균형을 잡아주게 된다.

그림 3은 CMCI의 주요파형과 변압기의 주요파형을 비교하여 나타낸 것이다. CMCI 동작 파형은 각 변압기의 임피던스 균형이 맞지 않아야 보이므로, 1차측의 누설 인덕턴스 밸런스가 무너졌다고 가정하고 $L_{lk1} < L_{lk2}$ 의 조건에서 수식을 전개한다. CMCI의 동작은 크게 세 가지로 나뉘며 이는 Mode 1, Mode 2, Mode 3으로 나누어 분석한다.

Mode 1 ($t_0 \leq t < t_1$): 변압기 양단의 전압이 0V인 구간이므로 다음 조건을 유추할 수 있다.

$$v_{p1} = v_{p2} = 0V \quad (1)$$

$$i_{p1} = i_{p2} + i_m \quad (2)$$

또, L_{lk1} 보다 L_{lk2} 가 더 크지만, CMCI에 의해 전체적인 인덕턴스 값이 보정되어 양측 변압기의 1차측 전류 상승비는 동일하기 때문에 Mode 1에선 수식 1, 2의 조건이 성립한다. Mode 1 구간에서 각 변압기의 전압 루프는 아래와 같이 수식 (3), (4)로 표현된다.

$$V_{in} = v_{lkq1} + v_{p1} + v_{cm} = v_{lkq1} + v_{cm} \quad (3)$$

$$V_{in} = v_{lkq2} + v_{p2} - v_{cm} = v_{lkq2} - v_{cm} \quad (4)$$

그리고 인덕터 전압공식으로부터 Mode 1 구간에서의 V_{CM} , v_{lkq1} , v_{lkq2} 를 유도할 수 있다.

$$v_{cm} = L_{cm} \frac{di_{cm}}{dt} \quad (5)$$

$$v_{lkq2} = L_{lk2} \frac{di_{p2}}{dt} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} v_{lkq1} &= L_{lkq1} \frac{di_{p1}}{dt} = L_{lkq1} \frac{d(i_{p2} + i_{cm})}{dt} = L_{lkq1} \frac{di_{p2}}{dt} + \frac{di_{cm}}{dt} \\ &= \frac{L_{lkq1}}{L_{lkq2}} v_{lkq2} + \frac{L_{lkq1}}{L_{cm}} v_{cm} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서, 수식 (3), (4), (7)로부터 V_{in} 을 유도하면

$$v_{in} = \frac{L_{lkq1}}{L_{lkq2}} v_{lk2} + \frac{L_{lkq1}}{L_{lkq2}} v_{cm} + v_{cm} \quad (8)$$

$$v_{in} = v_{lk2} - v_{cm} \quad (9)$$

수식 (8)과 (9)를 통해서

$$v_{cn} = \frac{V_{in} - \frac{L_{lkq1}}{L_{lkq2}} V_{in}}{\frac{L_{lkq1}}{L_{lkq2}} + \frac{L_{lkq1}}{L_{cn}} + 1} \quad (10)$$

수식 (3), (4), (10)로 수식 (11)과 (12)를 유도하여 v_{lkg1} 과 v_{lkg2} 를 구할 수 있다.

$$v_{lkg1} = V_{in} \frac{2 \frac{L_{lkq1}}{L_{lkq2}} + \frac{L_{lkq1}}{L_{cn}}}{\frac{L_{lkq1}}{L_{lkq2}} + \frac{L_{lkq1}}{L_{cn}} + 1} \quad (11)$$

$$v_{lkg2} = V_{in} \frac{2 + \frac{L_{lkq1}}{L_{cn}}}{\frac{L_{lkq1}}{L_{lkq2}} + \frac{L_{lkq1}}{L_{cn}} + 1} \quad (12)$$

Mode 2 ($t_1 \leq t < t_2$): Powering 구간으로, 수식 (13), (14), (15), (16)의 조건을 만족한다고 가정하고 해석한다. 이하 기울기의 표기는 \angle 를 사용한다.

$$\begin{aligned} v_{p1} &= v_{p2} \quad (13) \\ \angle i_{p1} + \angle i_{p2} &= \frac{1}{n} \angle i_L = \frac{1}{n} \frac{v_{p1}/n - V_o}{L_o/2} \\ \Rightarrow \frac{v_{lkg1}}{L_{lkq1}} + \frac{v_{lkg2}}{L_{lkq2}} &= \frac{2v_{p1}}{n^2 L_o} - \frac{2n V_o}{n^2 L_o} \quad (14) \end{aligned}$$

1차측의 전압 루프는 수식 (15), (16)와 같다.

$$V_{in} = v_{lkg1} + v_{p1} + v_{cn} \quad (15)$$

$$V_{in} = v_{lkg2} + v_{p2} - v_{cn} \quad (16)$$

또한 Mode 2의 v_{cm} , v_{lkg1} , v_{lkg2} 수식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{cn} = L_m \frac{di_m}{dt} = L_m \angle i_m \quad (17)$$

$$v_{lkg1} = L_{lkq1} \frac{di_{p1}}{dt} = L_{lkq1} \angle i_{p1} \Rightarrow \angle i_{p1} = \frac{v_{lkg1}}{L_{lkq1}} \quad (18)$$

$$v_{lkg2} = L_{lkq2} \frac{di_{p2}}{dt} = L_{lkq2} \angle i_{p2} \Rightarrow \angle i_{p2} = \frac{v_{lkg2}}{L_{lkq2}} \quad (19)$$

수식 (15), (16)과 수식 (13)을 이용해 수식 (20)을 유도한다.

$$\begin{aligned} 2V_{in} &= v_{lkg1} + v_{p1} + v_{lkg2} + v_{p2} = v_{lkg1} + v_{lkg2} + 2v_{p1} \\ \Rightarrow 2V_{in} &= v_{lkg1} + v_{lkg2} + 2v_{p1} \quad (20) \end{aligned}$$

수식 (17), (18)로부터 수식 (21)을 유도하고

$$\begin{aligned} V_{lkg1} &= L_{lkq1} \angle i_{p1} = L_{lkq1} \angle (i_{p2} + i_m) = \frac{L_{lkq1}}{L_m} v_{cn} + \frac{L_{lkq1}}{L_{lkq2}} v_{lkg2} \\ \Rightarrow \frac{v_{lkg1}}{L_{lkq1}} - \frac{v_{lkg2}}{L_{lkq2}} &= \frac{v_{cn}}{L_m} \quad (21) \end{aligned}$$

수식 (15), (16)과 조건 (13)으로 수식 (22)를 유도한다.

$$0 = v_{lkg1} - v_{lkg2} + 2v_{cn} \Rightarrow v_{cn} = \frac{v_{lkg2} - v_{lkg1}}{2} \quad (22)$$

수식 (21)과 (22)로부터 (23)을 유도할 수 있다.

$$v_{lkg1} = \frac{(2L_{cn} + L_{lkq2})L_{lkq1}}{(2L_{cn} + L_{lkq1})L_{lkq2}} v_{lkg2} \quad (23)$$

그리고 수식 (20)과 (23)으로 부터

$$\begin{aligned} 2V_{in} &= v_{lkg1} + v_{lkg2} + 2v_{p1} \\ &= \frac{(2L_{cn} + L_{lkq2})L_{lkq1}}{(2L_{cn} + L_{lkq1})L_{lkq2}} v_{lkg2} + v_{lkg2} + 2v_{p1} \\ \Rightarrow v_{lkg2} &= \frac{(V_{in} - v_{p1})(2L_{cn} + L_{lkq1})L_{lkq2}}{L_{cn}(L_{lkq1} + L_{lkq2}) + L_{lkq1}L_{lkq2}} \quad (24) \end{aligned}$$

수식 (23), (24)로부터 수식 (25)를 유도하고

$$v_{lkg1} = \frac{(V_{in} - v_{p1})(2L_{cn} + L_{lkq2})L_{lkq1}}{L_{cn}(L_{lkq1} + L_{lkq2}) + L_{lkq1}L_{lkq2}} \quad (25)$$

수식 (14), (24), (25)로부터 전개한 수식으로 수식 (26)이 유도된다.

$$\begin{aligned} v_{p1} &= \frac{n^2 L_o (4L_{cn} + L_{lkq1} + L_{lkq2}) V_{in}}{n^2 L_o (4L_{cn} + L_{lkq1} + L_{lkq2}) + 2[L_{cn}(L_{lkq1} + L_{lkq2}) + L_{lkq1}L_{lkq2}]} \\ &+ \frac{2n[L_{cn}(L_{lkq1} + L_{lkq2}) + L_{lkq1}L_{lkq2}] V_o}{n^2 L_o (4L_{cn} + L_{lkq1} + L_{lkq2}) + 2[L_{cn}(L_{lkq1} + L_{lkq2}) + L_{lkq1}L_{lkq2}]} \quad (26) \end{aligned}$$

마지막으로 수식 (22), (23), (24), (26)를 통해서 Mode 2에서의 v_{lkg1} , v_{lkg2} , v_{cm} 의 각 전압을 구하면 다음과 같다.

$$v_{lkg1} = \frac{2(2L_{cn} + L_{lkq2})L_{lkq1}(V_{in} - nV_o)}{n^2 L_o (4L_{cn} + L_{lkq1} + L_{lkq2}) + 2[L_{cn}(L_{lkq1} + L_{lkq2}) + L_{lkq1}L_{lkq2}]} \quad (27)$$

$$v_{lkg2} = \frac{2(2L_{cn} + L_{lkq1})L_{lkq2}(V_{in} - nV_o)}{n^2 L_o (4L_{cn} + L_{lkq1} + L_{lkq2}) + 2[L_{cn}(L_{lkq1} + L_{lkq2}) + L_{lkq1}L_{lkq2}]} \quad (28)$$

$$v_{cm} = \frac{2L_{cm}(2L_{lkq2} - L_{lkq1})(V_{in} - nV_o)}{n^2L_o(4L_{cm} + L_{lkq1} + L_{lkq2}) + 2[L_{cm}(L_{lkq1} + L_{lkq2}) + L_{lkq1}L_{lkq2}]} \quad (29)$$

Mode 3 ($t_2 \leq t < t_3$): freewheeling 구간으로 이 구간에는 1차측에서 에너지 전달이 되지 않고 출력 인덕터에 전압이 $-V_o$ 만큼 걸리므로 1차측 인덕터에 걸리는 전압은 다음과 같다.

$$v_{lkq1} = \frac{2(2L_{cm} + L_{lkq2})L_{lkq1}(-nV_o)}{n^2L_o(4L_{cm} + L_{lkq1} + L_{lkq2}) + 2[L_{cm}(L_{lkq1} + L_{lkq2}) + L_{lkq1}L_{lkq2}]} \quad (30)$$

$$v_{lkq2} = \frac{2(2L_{cm} + L_{lkq1})L_{lkq2}(-nV_o)}{n^2L_o(4L_{cm} + L_{lkq1} + L_{lkq2}) + 2[L_{cm}(L_{lkq1} + L_{lkq2}) + L_{lkq1}L_{lkq2}]} \quad (31)$$

2.3 CMCI 설계

CMCI의 설계는 본 논문의 2.2절에서 나타난 Mode를 분석하였던 인덕터의 전압 수식을 이용해 전류 기울기의 수식을 유도하고, 이를 바탕으로 진행한다. 먼저 각 모드별로 유도된 CMCI의 수식을 바탕으로 CMCI 인덕턴스값을 결정하여야 한다. 그래프에 표기된 i_{p1} , i_{p2} 두 전류 기울기의 편차가 적절한 인덕턴스를 선택한다. 본 논문에서는 1차측의 두 전류 사이 편차 기준을 5%로 잡아 조건을 충족하는 값인 $20\mu\text{H}$ 로 설계하였다.

$$\angle i_L = \frac{V_L}{L} \quad (32)$$

Mode 1의 1차측 인덕터 전압수식 (11), (12)를 수식 (32)을 이용하여 Mode 1의 각 전류 기울기로 변환하면 다음과 같다.

$$\angle i_{p1} = V_{in} \left(\frac{2}{L_{lkq2}} + \frac{1}{L_{cm}} \right) / \left(\frac{L_{lkq1}}{L_{lkq2}} + \frac{L_{lkq1}}{L_{cm}} + 1 \right) \quad (33)$$

$$\angle i_{p2} = V_{in} \left(\frac{2}{L_{lkq2}} + \frac{L_{lkq1}}{L_{lkq2}L_{cm}} \right) / \left(\frac{L_{lkq1}}{L_{lkq2}} + \frac{L_{lkq1}}{L_{cm}} + 1 \right) \quad (34)$$

Mode 1의 전류 수식 유도와 같은 방법을 사용하여 Mode 2의 1차측 인덕터 전압 수식 (27), (28)로 전류 기울기 수식 (36), (37)을 구할 수 있고, Mode 3의 1차측 인덕터 전압 수식 (30), (31)로 전류 기울기 수식 (38), (39)를 유도할 수 있다. 수식의 간소화를 위해 공통되는 부분은 수식 (35)와 같이 묶어 표현한다.

$$M = n^2L_o \left(4 + \frac{L_{lkq1}}{L_{cm}} + \frac{L_{lkq2}}{L_{cm}} \right) + 2 \left[(L_{lkq1} + L_{lkq2}) + \frac{L_{lkq1}L_{lkq2}}{L_{cm}} \right] \quad (35)$$

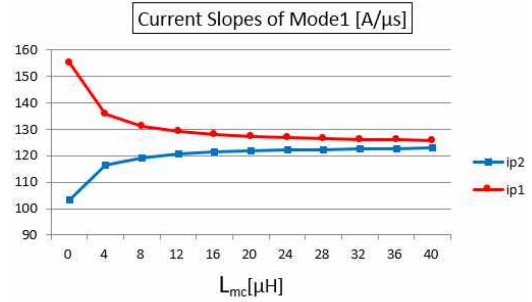


Fig. 4. Primary current slope of Mode 1 with changes in CMCI inductance.

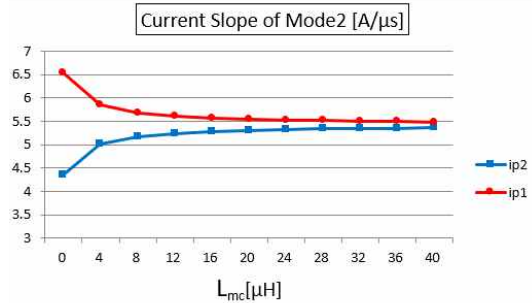


Fig. 5. Primary current slope of Mode 2 with changes in CMCI inductance.

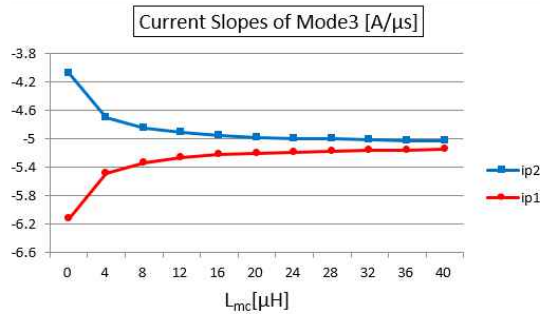


Fig. 6. Primary current slope of Mode 3 with changes in CMCI inductance.

수식 (32)를 이용해 전개한 각 전류 기울기의 표현을 수식 (35)로 묶어 표기한다.

$$\angle i_{p1} = \frac{2}{M} \left(2 + \frac{L_{lkq2}}{L_{cm}} \right) (V_{in} - nV_o) \quad (36)$$

$$\angle i_{p2} = \frac{2}{M} \left(2 + \frac{L_{lkq1}}{L_{cm}} \right) (V_{in} - nV_o) \quad (37)$$

$$\angle i_{p1} = \frac{2}{M} \left(2 + \frac{L_{lkq2}}{L_{cm}} \right) (-nV_o) \quad (38)$$

$$\angle i_{p2} = \frac{2}{M} \left(2 + \frac{L_{lkq1}}{L_{cm}} \right) (-nV_o) \quad (39)$$

CMCI의 인덕턴스 값을 결정한 후 인덕터가 포화되지 않는 최대 자화전류를 선정해야 한다. 최대 자화전류 수식

을 유도하기 위해선 Mode 1과 Mode 2에서의 자화전류 증가량을 먼저 구해야 하며 이는 다음과 같이 유도 가능하다. Mode 1의 전압, 전류는 수식 (40), (41)로 표현되고 Mode 2의 전압, 전류는 수식 (42), (43)으로 표현된다.

$$v_{cm} = \frac{\left(V_{in} - \frac{L_{lk1}}{L_{lk2}} V_{in} \right)}{\frac{L_{lk1}}{L_{lk2}} + \frac{L_{lk1}}{L_{cm}} + 1} \quad (40)$$

$$\angle i_{L_{cm}} = \frac{1}{L_{cm}} \frac{1 - L_{lk1} \frac{1}{L_{lk2}}}{\frac{2}{L_{lk2}} + \frac{1}{L_{cm}}} \frac{I_L}{n} \quad (41)$$

$$v_{cm} = \frac{2}{M} (L_{lk2} - L_{lk1}) (V_{in} - n V_o) \quad (42)$$

$$\angle i_{L_{cm}} = \frac{2}{ML_{cm}} (V_{in} - n V_o) (L_{lk2} - L_{lk1}) \quad (43)$$

수식 (41), (43)의 합계로 Mode 1과 Mode 2 사이 증가한 CMCI 자화전류 최대값을 구하면 다음과 같다.

$$\angle i_{mc, \max} = \left(\frac{1}{2L_{cm}} \frac{1 - \frac{L_{lk1}}{L_{lk2}}}{\frac{2}{L_{lk2}} + \frac{1}{L_{cm}}} \frac{i_L}{n} \right) + \left(\frac{2}{ML_{cm}} (V_{in} - n V_o) (L_{lk2} - L_{lk1}) (DT_s - T_1) \right) \quad (44)$$

수식 (43)에서 T_1 은 Mode 2의 시작점까지 ($t_0 \sim t_1$)를 나타낸다. T_1 의 관계식은 수식 (45)로, 누설인덕턴스와 CMCI 자화인덕턴스로부터 관계식을 유도할 수 있다.

$$T_1 = \frac{\frac{L_{lk1}}{L_{lk2}} + \frac{L_{lk1}}{L_{cm}} + 1}{\left(\frac{2}{L_{lk2}} + \frac{1}{L_{cm}} \right) V_{in}} \frac{i_L}{n} \quad (45)$$

CMCI의 최대 자화전류는 출력전류 400A에서 병렬 누설 편차율이 100%라 가정하고 계산하였을 때 수식 (44), (45)로 최대 자화전류를 구하면 10.5A가 된다. CMCI에 사용할 코어는 Flyback 컨버터 변압기 설계와 유사한 방법을 사용하여 선정한다. 코어 선정 시 설계 사양으로 계산한 A_p 값보다 더 큰 A_p 값을 가진 코어를 사용해야 하며, 이는 마진을 포함한 계산식인 수식 (46)을 통해 계산이 가능하다.

$$A_p = \left(\frac{L_{cm} I_{pk}^2 \times 10^4}{JB_m k} \right)^{1.31} [cm^4] \quad (46)$$

$$= \left(\frac{20\mu H \times (12)^2 \times 10000}{500 \times 0.18 \times 0.2} \right) = 1.85 [cm^4]$$

TABLE I
DESIGN PARAMETER FOR POWER SUPPLIES FOR WELDING MACHINE

V_{in}	620 [Vdc]	V_o	50 [Vdc]
f_s	100 [kHz]	P_o	30 [kW]

TABLE II
PARTS USED IN THE CONVERTER FOR PROTOTYPE

Elements	Parts
FET	IXFN110N85X *4
Diode	DFE240X600NA *3
Main Trans	EE8076 *4 *2p
CMCI	PQ5050
Output Inductor	EE6565 * 6

사용된 L_{cm} 값은 앞서 선정한 20μH, I_{pk} 는 최대 자화전류에 마진을 포함한 값을 사용하여 계산하면 최소 1.85[cm⁴]의 A_p 값을 가지는 코어를 사용해야 한다. 본 논문에서는 CMCI에 사용될 권선의 두께를 고려하여 PQ5050코어를 사용하였다. 코어 선정 후 A_e 값이 결정되므로 수식 (47)를 이용하여 CMCI의 1차측의 최소 턴수를 구할 수 있다.

$$N_p = \frac{L_{cm} I_{pk} \times 10^4}{B_m A_e} = \frac{20\mu H \times 12 \times 10000}{0.18 \times 3.28} = 4.07 T \quad (47)$$

계산된 1차측 최소 턴 수는 4T이며, CMCI의 턴 비는 1:1이므로 2차측 턴 수도 4T가 된다.

2.4 손실분석 및 사용 소자

2.4.1 사용 소자

위 표 1은 설계된 컨버터의 사양을 표기하고 있고, 표 2는 용접전원에 사용된 주요 소자를 나타내고 있다. 표 2에서 표시된 각 소자는 병렬구조 하나에 사용되는 소자 수량을 나타낸다.

2.4.2 변압기 손실 분석

변압기의 손실 중 동손은 MLT(1Turn당 평균 길이)와 권선 저항 수식을 이용해 구할 수 있으며 수식 (48)과 (49)로 나타내고, 동손은 수식 (50)을 통해 나타낸다. 본 논문에 사용된 변압기는 센터탭 변압기이므로 2차측은 두 배로 계산한다.

$$MLT = 5A_p^{0.25} [cm] \quad (48)$$

$$R_{\text{wire}} = MLT \times N \frac{1.724 \times 10^{-6}}{A_{\text{wire}}} \times 1 + 0.00393 (T - 20)^\circ C \quad (49)$$

$$P_{\text{copper}} = i_p^2 R_p + i_s^2 R_s \quad (50)$$

수식의 연산에는 사용된 코어인 EE8076의 변수와 30kW 시뮬레이션 시 측정된 변압기 1차, 2차측 전류를 사용한다. 이에 따라 변압기 한 개의 동손은 5.739[W]가 된다.

코어의 손실인 철손은 수식 (51)과 같다.

$$P_{core} = \frac{450 [k W/m^3] \left(\frac{f_s}{10^5} \right)^{1.3} \left(\frac{\Delta B/2}{0.2} \right)^{2.5} \times Core\ weight [kg]}{4.85 \times 10^3 [kg/m^3]} \quad (51)$$

계산에 사용된 변수값은, $\Delta B=0.22[T]$, Core weight=0.379*4를 사용하며 이를 통해 계산된 변압기 한 개의 철손은 184.157[W]이다. 따라서, 병렬로 연결된 변압기의 총 손실은 379.793[W]이다.

2.4.3 출력인덕터 손실 분석

출력인덕터의 손실 또한 마찬가지로 철손과 동손으로 나뉘며, 수식 (48), (49), (50), (51)로 구할 수 있다. EE6565코어를 사용하였으며, 계산에 사용된 패리미터는 다음과 같다. $\Delta B=0.025[T]$, Core weight =0.399*6으로 계산된 출력인덕터의 동손은 29.27[W], 철손은 1.057[W]로 출력인덕터의 총 손실은 30.33[W]이다.

2.4.4 스위치 손실 분석

FET 스위치의 손실은 ZVS동작을 하기 때문에 falling-time에 의한 손실과 도통손실을 계산하면 된다. 각 손실은 수식 (52)와 (53)으로 계산 가능하다.

$$P_{Switching} = I_{sw.pk} V_{in} \times 0.5 \times t_f \times f_s \quad (52)$$

$$P_{sw.con} = I_{sw.s}^2 \times R_{ds.on} \times 0.5 \quad (53)$$

계산에 필요한 전류는 PSIM 시뮬레이션으로 측정하였으며, 모든 스위치의 손실을 계산하면 579[W]가 된다.

2.4.5 다이오드 손실 분석

다이오드 손실분석은 V_F 와 평균전류, 그리고 rms전류와 저항성분에 의한 손실이 발생한다. 본 논문에선 선정된 다이오드를 3 병렬하여 사용하였고, 센터탭 변압기이므로 2배, 병렬 변압기 구조이므로 또 2배를 하여 총 손실을 계산한다. 발생하는 손실은 수식 (54)와 (55)로 구한다.

$$P_{D.VF} = V_F \times I_{D.AVG} \quad (54)$$

$$P_{D.cond} = I_{D.s}^2 \times r_F \quad (55)$$

위 수식으로 계산된 다이오드의 손실은 558.7[W]가 된다.

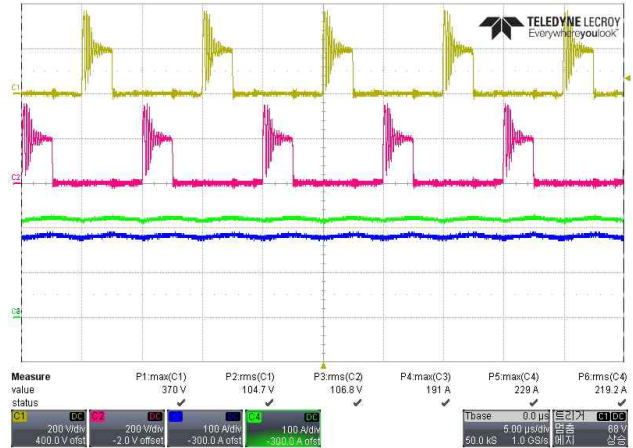


Fig. 7. [w/o CMCI, Additional Llk1] CH1: Vak1, CH2: Vak2, CH3: IL1, CH4: IL2 (@20kW).

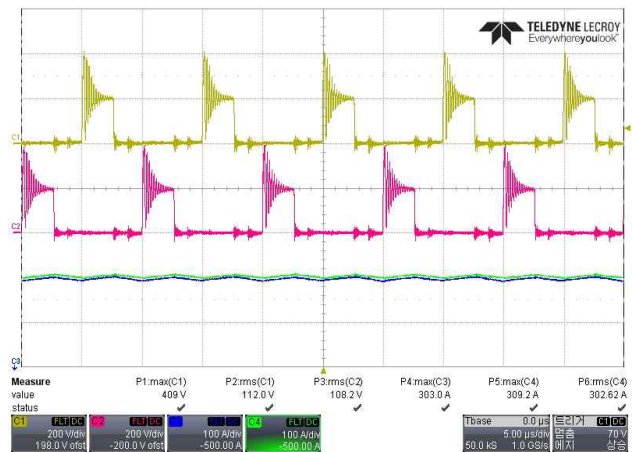


Fig. 8. [With CMCI, Additional Llk1] CH1: Vak1, CH2: Vak2, CH3: IL1, CH4: IL2 (@30kW).

2.4.6 예상 효율

앞서 계산한 손실을 바탕으로 예상되는 효율은, $30kW / (30kW + P_{loss}) = 95.47\%$ 이다.

2.5 실험 결과

그림 7은 20kW 부하조건에서 CMCI 제거 후 추가적인 누설 인덕턴스를 부착해 출력전류의 밸런스가 무너진 파형을 나타내고 있다. CMCI를 제거하고 병렬 연결된 두 누설 인덕터 중 L_{lk1} 에 추가로 인덕턴스를 부착한 후 측정된 파형이다. CMCI의 여부에 따라 1차측 누설 인덕턴스 편차에 의해 발생한 병렬구조의 출력전류가 큰 차이를 보임을 알 수 있다. 그림 8과 그림 9는 30kW 전 부하와 1차측에 추가 누설 인덕터를 부착한 조건에서 1차측, 2차측의 주요 전압, 전류 파형을 보여 준다. 변압기 양단 전압과 병렬 연결된 변압기의 균형을 확인하기 위해 V_{CM} 파형과 I_{pl} , I_{p2} 전류를 각각 측정하였고, 2차측의 균형 또한 확인하기 위해서 다이오드 양단 전압과 인덕터의 출력전류를 비교하여 측정하였다.

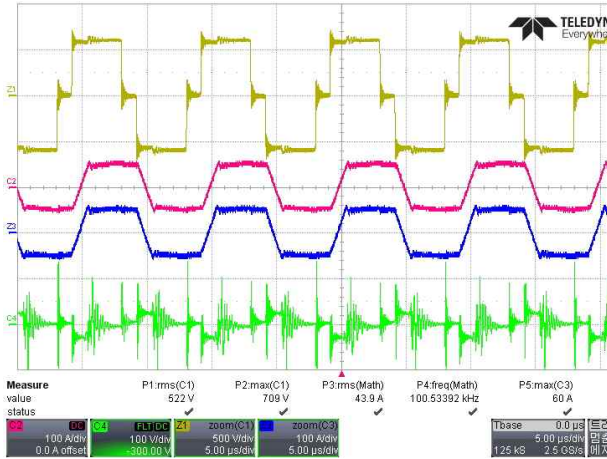


Fig. 9. [With CMCI, Additional Lk_g1] CH1: VAB, CH2: IP1, CH3: IP2, CH4: VCM (@30kW).



Fig. 10. Efficiency data of converter @30kW.

3. 결 론

본 논문에서는 MOSFET를 사용한 고주파 용접 전원 구조 및 병렬구조의 변압기를 제안하여 $0.434W/cm^2$ 의 고전력밀도를 달성하였고, CMCI를 사용하여 기존에 존재하던 병렬구조의 균형문제를 개선하였다. 실험 결과, 100kHz 스위칭 주파수, 입력전압 620V 조건에서 그림 10과 같이 94.235%의 효율을 달성하였다.

이 논문은 2019년도 정부의 재원으로 한국산업기술평가관리원과 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임. (No. 10076430, No. 2019R1F1A1041270)

References

[1] W. Y. Ahn, W. G. Lee, and M. S. Han, "Technical development of inverter welder," *The Transactions of the*

Korean Institute of Power Electronics, Vol. 19, No. 3, pp. 38-46, Jun. 2014.

[2] J. Y. Shin, J. M. Lee, S. W. Choi, and J. Y. Lee, "Develop of converter for high frequency welding machines using active snubber," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 21, No. 4, pp. 351-355, Aug. 2016.

[3] S. K. Kwon and S. P. Mun, "Development of DC-DC converter for arc welding machines using a novel half bridge soft switching PWM inverter," *The Institute of Electronics Engineers of Korea - System and Control*, Vol. 45, No. 4, pp. 60-67, Jul. 2008.

[4] G. H. Heo, J. Y. Choi, S. W. Choi, I. O. Lee, J. Y. Lee, and H. S. Song, "Development of a 7kW LDC for heavy hydrogen electric transport vehicle using coupled inductor," in *2019 Power Electronics Annual Conference*, pp. 263-264, Jul. 2019.

[5] J. Y. Choi, G. H. Heo, W. S. Lee, S. W. Choi, I. O. Lee, J. Y. Lee, S. J. Lee, K. H. Oh, and S. H. Lee, "Design and analysis of phase-shift full-bridge LDC using common mode coupled inductor," in *2019 Power Electronics Annual Conference*, pp. 20-22, Jul. 2019.



김민우(金珉祐)

1993년 7월 23일생. 2018년 계명대 전기에너지공학과 졸업. 2018년~현재 명지대 전기공학과 석사과정.



최승원(崔承元)

1975년 7월 14일생. 1988년 경희대 전자공학 학과 졸업. 2000년 동 대학원 졸업(석사). 2000년~2005년 한터기술 주임연구원. 2005년~2007년 TSE-21 선임연구원. 2007년~2009년 이모션텍 선임연구원. 2009년~2013년 우리산업 차장. 2014년~현재 명지대 전기공학과 박사과정.



이일운(李日雲)

1976년 9월 19일생. 2000년 경북대 전자전기공학부 졸업. 2003년 서울대 전기공학부 졸업(석사). 2009년 한국과학기술원 전자전기공학부 졸업(공학박사). 2003년~2008년 삼성 SDI PDP 사업부 개발팀 책임연구원. 2008년~2013년 삼성전기 CDS 사업부 POWER 개발팀 책임연구원. 2014년~2015년 한국에너지기술연구원 효율연구본부 에너지 ICT연구실 선임연구원. 2015년~2016년 계명대 전기에너지공학과 조교수. 2017년~현재 명지대 전기공학과 교수. 당 학회 편집위원.



이준영(李俊榮)

1970년 10월 3일생. 1993년 고려대 전기공학 학과 졸업. 1996년 한국과학기술원 전기전자공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 졸업(공학박). 2001년~2005년 삼성 SDI PDP사업부 과장. 2005년~2008년 단국대 전기공학과 조교수. 2008년~현재 명지대 전기공학부 교수.



정계수(鄭葵洙)

1983년 10월 8일생. 2009년 청주대 정보통신공학과 졸업. 2011년 동 대학원 전자과 졸업(석사). 2015년~2020년 현대중합금속 용접기사업본부 기술부 근무. 2020년~현재 현대피엔에스 용접시스템 기술부 대리.



이토 에이지(伊藤英司)

1963년 6월 16일생. 1982년 일본 고쇼가와라 공업고등학교 전기과 졸업. 1982년~1995년 Sony 근무. 1995년~1997년 PANAR&D 근무. 1998년~2004년 FUJITSU 근무. 2004년~2012년 Samsung SDI 근무. 2015~2020년 현대중합금속 용접기사업본부 기술부 근무. 2020년~현재 현대피엔에스 용접시스템 기술부 차장.