

커플드 인덕터를 적용한 고효율 2상 인터리브드 벡 컨버터 설계

강현지¹, 김진우¹, 이성민¹, 조영훈[†]

High Efficiency Two-Phase Interleaved Buck Converter with Coupled Inductor Design

Hyunji Kang¹, Jinwoo Kim¹, Sungmin Lee¹, and Younghoon Cho[†]

Abstract

This study presents the design of an 18 kW two-phase interleaved buck converter that uses a coupled inductor for an electric vehicle rapid charger. The designs of a two-phase coupled inductor for current ripple and physical size reduction and a two-phase interleaved buck converter based on silicon carbide metal-oxide-semiconductor field-effect transistor for high efficiency were described in detail. The operating principle of the two-phase interleaved buck converter was analyzed, and the coupled inductor was investigated using a magnetized equivalent circuit. Simulation and experiments were conducted to verify the validity of the proposed two-phase interleaved buck converter, and the theoretical design method and experimental results were confirmed.

Key words: Buck converter, Coupled inductor, Interleaving, Two-phase interleaved buck converter, DM (Differential Mode)

1. 서 론

최근 기후 변화에 대한 환경 규제의 강화와 유가 상승에 대한 문제로 전기 자동차에 대한 연구와 수요가 증가하고 있다. 전기 자동차의 수요가 증가함에 따라 급속 충전기 보급의 필요성 또한 함께 증가하고 있다. 급속 충전기의 효율 및 크기 감소에 대한 관심이 증가하고 있으며 이에 대한 연구가 증가하고 있다. 급속 충전기는 간략하게 계통전력의 3상 380V의 교류전력 전원을 받아 전력을 직류로 변환한 후 전기자동차 배터리의 상태에 맞는 직류 출력을 차량에 공급한다. 이때 직류에서 직류로 전압 강하를 위해 벡 컨버터를 사용한다.

일반적인 단상 벡 컨버터는 인덕터와 스위치 등 반도체 소자들이 부담하는 전류가 크다는 문제점이 존재한다. 위 문제를 해결하기 위해, 2상 인터리브드 벡 컨버

터를 사용한다. 인터리빙을 함으로써 단상으로 구동할 경우보다 반도체 소자들이 부담하는 전류가 절반으로 감소하며 전류 스트레스 및 인덕터 코어 부피가 감소한다.

2상 인터리브드 벡 컨버터에서 전류 리플을 낮추기 위하여 인덕턴스를 높이거나 스위칭 주파수를 높여야 한다. 2상 인터리브드 벡 컨버터에서 인덕터 한 상당 흐르는 전류의 리플값을 식 (1)에 나타내었다. 인덕턴스를 높일 경우 인덕터의 사이즈가 커지므로 전체 시스템의 크기가 커지는 문제가 발생하며, 스위칭 주파수를 높이면 스위칭 손실이 발생하므로 손실의 문제가 발생한다. 전류 리플 또한 손실로 이어지기 때문에 효율적인 측면에서도 전류 리플을 줄이는 것이 중요하다.

$$\Delta I_{ncp} = \frac{(V_{in} - V_{out})D}{Lf_s} \quad (1)$$

일반 인덕터를 사용할 때보다 커플드 인덕터를 사용할 때 인덕터의 개수가 더 줄어들기 때문에 시스템 부피가 감소한다. 또한 커플드 인덕터를 사용할 경우 각 상마다 동일한 인덕턴스를 가지는 인덕터를 사용하는 경우에 비해 인덕터 리플 전류가 감소한다. 이는 그림 1에 나타내었다.

Paper number: TKPE-2020-25-5-3

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

[†] Corresponding author: yhcho98@konkuk.ac.kr, Division of Electrical Engineering, Konkuk University
Tel: +82-02-450-0519

¹ Division of Electrical Engineering, Konkuk University
Manuscript received Jan. 31, 2020; revised Feb. 24, 2020;
accepted Mar. 18, 2020

— 본 논문은 2019년 추계학술대회 우수추천논문임

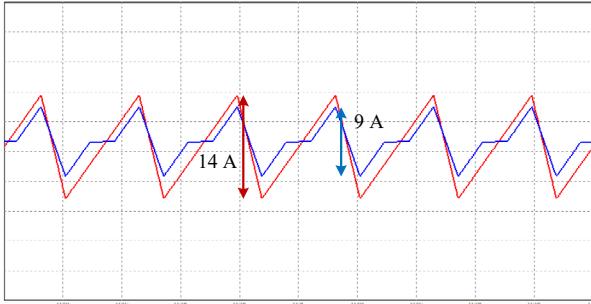


Fig 1. Current waveforms of inductor (red) and coupled inductor (blue) at the same inductance (400uH).

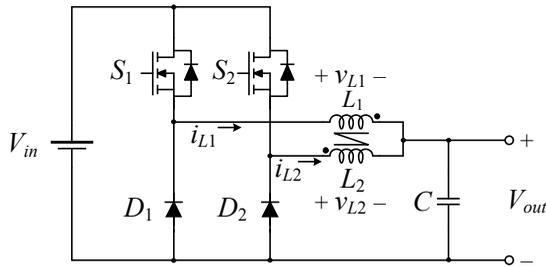


Fig. 2. Two-phase interleaved buck converter with coupled inductor.

따라서 전체 시스템의 크기 및 효율 문제를 해결하기 위하여 2상 인터리브드 벅 컨버터에 커플드 인덕터를 적용하였다^[1]. 커플드 인덕터는 1, 2차 측 전류의 방향에 따라서 공통 모드(Common Mode, CM)와 차동 모드(Differential Mode, DM)로 나뉜다. 커플드 인덕터를 공통 모드로 사용할 경우, 출력이 증가함에 따라 자속 밀도 또한 증가하므로 출력전력에 비례하여 코어의 크기가 커지게 된다. 반면 차동 모드로 사용할 경우, 자속의 1, 2차 측에 생성되는 내부 자속이 서로 상쇄되는 효과가 있어 자기 포화 측면에서 유리하므로 전력이 커질수록 적합하다.

본 논문에서는 차동 모드로 제작한 커플드 인덕터를 적용하여 시스템의 물리적인 크기 및 전류 리플을 감소시켰으며, Silicon Carbide(SiC) MOSFET을 사용하여 2상 인터리브드 벅 컨버터의 고효율 동작을 검증한다^[2].

2. 2상 인터리브드 벅 컨버터 동작 원리 및 설계

2상 인터리브드 벅 컨버터 설계를 위해 회로의 동작 원리를 분석하였다. 스위치의 온오프 상태마다 동작을 해석하였으며 이때 인덕터 전류의 변화를 확인하였다. 본 장에서는 스위칭 온오프 상태에 따른 모드를 나누어 인덕터 전류를 수식적으로 해석하였다.

2.1 2상 인터리브드 벅 컨버터 동작 원리^[3]

그림 2은 커플드 인덕터를 적용한 2상 인터리브드 벅 컨버터 회로도이다. 제안하는 2상 인터리브드 벅 컨버

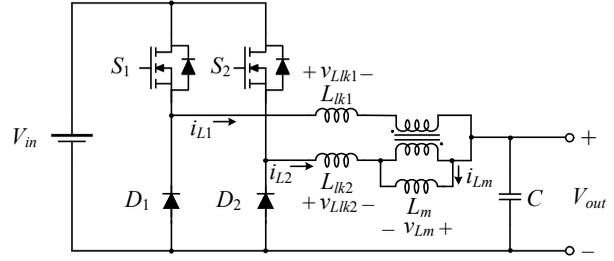


Fig. 3. Two-phase interleaved buck converter with coupled inductor equivalent circuit.

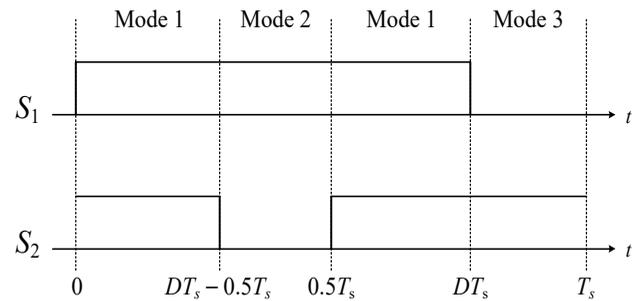


Fig. 4. Switching operation during T_s .

터는 스위치 S_1 , S_2 , 다이오드 D_1 , D_2 , 출력 커패시터 C , 그리고 L_1 , L_2 의 인덕턴스를 가지는 차동모드(DM) 커플드 인덕터로 구성되어 있다. 커플드 인덕터의 1차 측과 2차 측에 흐르는 전류의 평균값은 각각 i_{L1} , i_{L2} 이며, 이때 걸리는 전압은 각각 v_{L1} , v_{L2} 이다. 커플드 인덕터를 적용한 2상 인터리브드 벅 컨버터 회로 해석의 편의를 위해 커플드 인덕터를 누설 인덕터 L_{lk1} , L_{lk2} , 자화 인덕터 L_m , 그리고 1:1 변압기로 등가화하였으며 이를 그림 3에 나타내었다.

스위치 S_1 과 S_2 의 온오프 상태에 따라 모드를 나누어 해석을 진행하였다. 본 논문에서는 duty값이 0.5 이상일 경우에 대하여 진행하였다. 그림 4은 duty값이 0.5 이상일 경우 한 주기 T_s 동안의 스위칭 동작을 나타낸 그래프이다.

스위치의 온오프 상태에 따른 모드별 회로 동작을 해석하기 위해 각 모드마다 회로 동작을 구분하여 그림 5에 나타내었다. 각 동작 모드에서 인덕터 전류를 수식적으로 풀어내기 위해 식 (2), (3)을 전제로 하였으며, 모든 소자들이 이상적으로 동작하며 커플드 인덕터의 1, 2차측이 동일한 인덕턴스를 가진다는 것을 가정하였다.

$$L_{lk1} = L_{lk2} = L_{lk} = (1-k)L_{cp} \quad (2)$$

$$i_{L1} = i_{L2} + i_{Lm} \quad (3)$$

Mode 1 (0 ~, 0.5Ts ~ DTs): 스위치 S_1 과 S_2 가 모두 턴온 상태일 때이다. 커플드 인덕터의 등가회로 표현의 1차 측과 2차 측 누설 인덕터에 각각 걸리는 전압

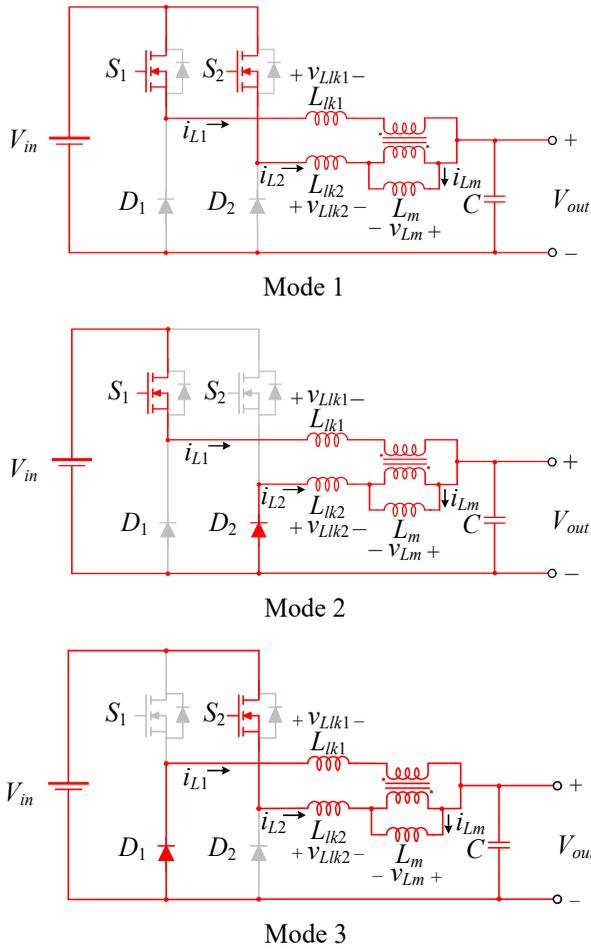


Fig. 5. Switching diagrams of the two-phase interleaved buck converter with coupled inductor during T_s .

v_{Lk1} , v_{Lk2} 와 흐르는 전류의 평균값 i_{L1} , i_{L2} 수식 관계는 다음 식 (4), (5)와 같다.

$$v_{Lk1} = L_{lk1} \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in} - V_{out} - v_{Lm} \quad (4)$$

$$v_{Lk2} = L_{lk2} \frac{di_{L2}}{dt} = V_{in} - V_{out} + v_{Lm} \quad (5)$$

커플드 인덕터의 등가회로 표현 중 자화 인덕터 쪽에 걸리는 전압 v_{Lm} 과 흐르는 전류의 평균값 i_{Lm} 의 수식 관계는 식 (3)을 적용하여 다음 식 (6)과 같이 표현된다.

$$v_{Lm} = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = L_m \frac{d}{dt} (i_{L1} - i_{L2}) \quad (6)$$

커플드 인덕터의 1차 측과 2차 측 인덕턴스가 이상적으로 같다는 가정에 의해 Mode 1에서는 커플드 인덕터 1차 측과 2차 측에 흐르는 전류의 평균값이 같으므로 v_{Lm} 은 0이 된다.

따라서 식 (4), (5), (6)과 벡 컨버터의 입출력 전압 관계식 $V_{out} = DV_{in}$ 을 이용하여 커플드 인덕터에 흐르는 전

류의 시간에 따른 변화량 수식을 다음 식 (7)과 같이 유도할 수 있다.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{di_{L2}}{dt} = \frac{(1-D)V_{in}}{(1-k)L_{cp}} \quad (7)$$

Mode 2 ($DT_s - 0.5T_s \sim 0.5T_s$): 스위치 S_1 은 턴오프, S_2 는 턴오프 상태로 S_1 과 다이오드 D_2 가 도통 되는 상태이다. Mode 1과 동일하게 1, 2차 측 누설 인덕터에 걸리는 전압과 흐르는 전류의 시간에 따른 변화량 사이의 관계식을 구할 수 있다.

$$v_{Lk1} = L_{lk1} \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in} - V_{out} - v_{Lm} \quad (8)$$

$$v_{Lk2} = L_{lk2} \frac{di_{L2}}{dt} = -V_{out} + v_{Lm} \quad (9)$$

자화 인덕터에 걸리는 전압과 흐르는 전류의 변화량 관계식 (6)에 식 (8), (9)를 대입하여 정리하면,

$$v_{Lm} = L_m \frac{di_{Lm}}{dt} = \frac{L_m}{L_{cp} + L_m} V_{in} \quad (10)$$

식 (10)과 같이 구할 수 있다. 따라서 위 유도식들을 이용하여 커플드 인덕터의 각 전류의 변화량을 식 (11), (12)와 같이 정리할 수 있다.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{V_{in}}{(1-k)L_{cp}} \left(1 - D - \frac{L_m}{L_{cp} + L_m}\right) \quad (11)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = -\frac{V_{in}}{(1-k)L_{cp}} \left(D - \frac{L_m}{L_{cp} + L_m}\right) \quad (12)$$

Mode 3 ($DT_s \sim T_s$): 스위치 S_1 과 S_2 가 각각 턴오프, 턴오프 상태로써 스위치 S_2 와 다이오드 D_1 으로 도통하는 모드이다. Mode 2와는 1, 2차 측의 전류, 전압식이 바뀌는 모드이므로 각 인덕터에 흐르는 전류의 평균값 수식은 식 (13), (14)와 같이 정리할 수 있다.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{V_{in}}{(1-k)L_{cp}} \left(D - \frac{L_m}{L_{cp} + L_m}\right) \quad (13)$$

$$\frac{di_{L2}}{dt} = \frac{V_{in}}{(1-k)L_{cp}} \left(1 - D - \frac{L_m}{L_{cp} + L_m}\right) \quad (14)$$

따라서 스위칭 동작에 따라 구분한 모드마다 구한 전류 수식을 이용하여 인덕터 전류 파형을 예측하였으며 이를 그림 6에 나타내었다.

2.2 2상 인터리브드 벡 컨버터 및 커플드 인덕터 설계

커플드 인덕터를 적용한 2상 인터리브드 벡 컨버터를

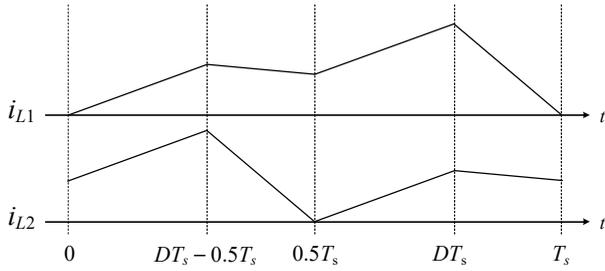


Fig. 6. Coupled inductor phase current waveforms during T_s .

설계하기 위해 실험 조건을 고려하여 2상 인터리브드 벡 컨버터와 커플드 인덕터의 설계를 진행하였다.

2상 인터리브드 벡 컨버터의 입출력 전압, 스위칭 주파수, 전류 리플을 등을 고려하여 스위치, 다이오드 소자와 L값을 선정하였다.

커플드 인덕터의 전류 리플 ΔI_{cp} 을 구하기 위하여 동작 Mode 3의 식 (13)을 이용하였다. $(1-D)T_s$ 동안의 전류 크기 변화율이므로 식 (13)에 $(1-D)T_s$ 를 곱하여 식 (15)와 같이 나타내었다.

$$\Delta I_{cp} = \frac{(V_{in} - V_{out})(D - (1-D)k)}{L_{cp}f_s(1-k^2)} \quad (15)$$

식 (15)를 식 (1)과 비슷한 형태로 재정리를 하면 식 (16), (17)과 같이 나타낼 수 있다

$$\Delta I_{cp} = \frac{(V_{in} - V_{out})D}{L_{eq}f_s} \quad (16)$$

$$L_{eq} = \frac{(1-k^2)L_{cp}}{1 - \frac{1-D}{D}k} \quad (17)$$

따라서 커플드 인덕터의 전류 리플을 나타내는 식 (16)을 이용하여 DCM과 CCM 동작 경계 인덕턴스값을 구하였다. L_{eq} 는 커플드 인덕터의 전류 리플을 구하기 위한 등가 인덕턴스이다. D 는 duty값, f_s 는 스위칭 주파수, k 는 커플링 계수, 그리고 L_{cp} 는 커플드 인덕터의 자기 인덕턴스값이다^[4].

식 (16)과 식 (17)을 이용하여 CCM과 DCM 경계 인덕턴스값을 구한 후, $\Delta I_{cp} = 2i_L$ 의 관계를 이용하여 경계 L값을 구하였다. 여기서 i_L 은 커플드 인덕터의 한 상당 흐르는 평균 전류이며 위 수식을 이용하여 구한 경계 L값보다 큰 값으로 선정하였다. 또한 커플드 인덕터의 물리적인 크기를 고려하여 출력 전류 리플율을 20% 내외로 범위를 정한 후 커플드 인덕터의 L값을 선정하였다.

입출력 전압과 총 전류를 고려하여 스위치와 다이오드 소자를 선정하였다. 고효율을 목적으로 하기 때문에 스위치는 SiC MOSFET, 다이오드는 SiC 쇼트키 다이

TABLE I
COUPLED INDUCTOR DESIGN CONDITION

Component	Value
Switch S_1, S_2	C3M0030090K (900 V / 63 A)
Diode D_1, D_2	IDWD40G120C5 (1200 V / 40 A)

TABLE II
COUPLED INDUCTOR DESIGN CONDITION

Parameter	Value
Self Inductance	420 uH
Mutual Inductance	140 uH
Average current per coupled inductor	20 A
Coupling coefficient	0.33
Switching frequency	30 kHz
Number of turns (designed)	29

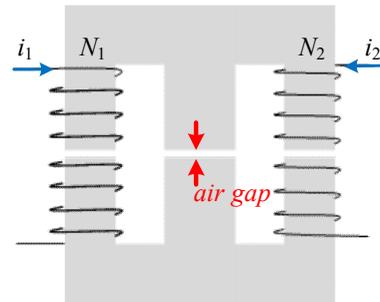


Fig. 7. Coupled inductor structure.

오드로 선정하였다. 선정한 소자는 표 1에 나타내었다.

2상 인터리브드 벡 컨버터에 적용할 커플드 인덕터의 제정수와 설계값은 표 2과 같다.

커플링 계수는 코어의 형태 및 와인딩 방식에 따라 결정된다. 본 논문에서는 그림 7과 같은 형태로 인덕터를 제작하였으며 이때 커플링 계수는 0.33이다. 인덕터를 EE 코어로 추가 가공 없이 제작한다면 공극이 모두 동일하게 들어가므로 코어의 center leg 단면적과 out leg 단면적의 비로 인해 커플링 계수가 결정된다. 그림 8을 통해 설계한 커플드 인덕터의 자속 path를 나타내었다. 자속 ϕ_{12} 와 자속 ϕ_{21} 은 1차 축과 2차 축 상호 인덕턴스를 생성하며, 자속 ϕ_c 는 1, 2차 축의 누설 인덕턴스를 생성한다. 그림 9와 같이 EE 코어의 단면적은 $A_{center} = 2A_{out}$ 이므로 자속은 단면적과 비례하기 때문에 $\phi_c = 2\phi_{12} = 2\phi_{21}$ 의 관계를 가진다. 따라서 식 (18)에 의해 커플링 계수 k 는 0.33으로 결정된다.

$$k = \frac{M}{L_{lk} + M} = \frac{\phi_{12}}{\phi_c + \phi_{12}} \quad (18)$$

같은 듀티비를 가질 때, non-coupling에 비해 커플링 계수가 1에 가까울수록 전류 리플이 더 저감되는 장점

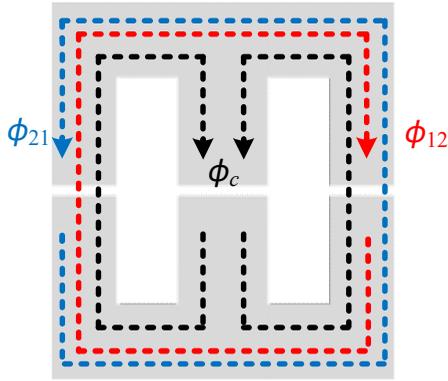


Fig. 8. Magnetic flux path.

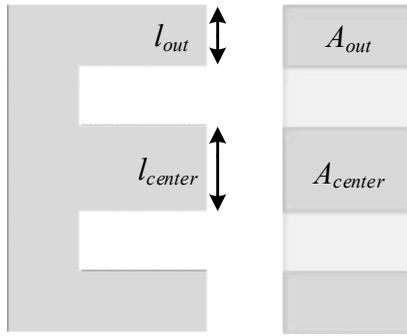


Fig. 9. Cross-section of EE core.

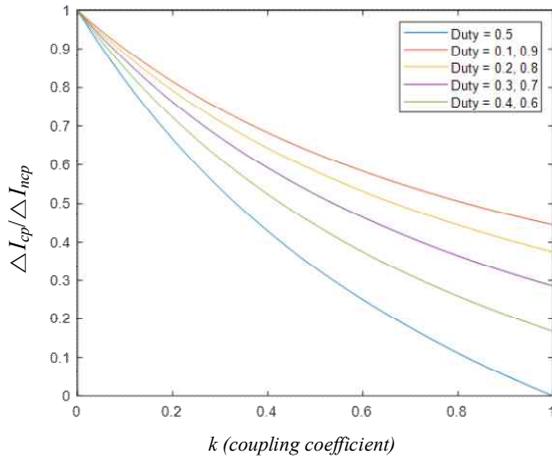


Fig. 10. Current ripple of coupled inductor compared to current ripple of non-coupled inductor.

이 존재한다. 이는 식 (1)과 (15)를 이용하여 식 (19)를 유도하였으며 그래프를 그림 9에 나타내었다. 그림 10를 보아 동일한 듀티일 경우 커플링 계수 k 가 1에 가까울수록 리플이 감소함을 알 수 있다.

$$\frac{\Delta I_{cp}}{\Delta I_{ncp}} = \frac{1 - \frac{1-D}{D}k}{1+k} \quad (19)$$

따라서 커플링 계수를 높게 하여 커플드 인덕터를 설계하는 것이 전류 리플 감소에 더 유리하다. 하지만 EE

코어의 경우, 커플링 계수의 변화를 주기 위해서 코어에 추가적인 가공을 해야 한다. 이는 가공에 대한 추가 비용을 발생시키고, 코어를 가공함으로써 공극을 만들게 되면 공극의 오차가 발생하게 된다. 또한 공극이 고정되므로 공극의 유동적인 변화가 불가능하게 된다는 문제점이 발생한다. 추가 가공 없이 EE 코어를 사용하여 커플링 계수 0.33으로 사용하여도 전류 리플 저감에는 효과적이며, 본 논문에서 제안하는 시스템 사양에 적합하므로 EIE 구조 등 다른 커플드 인덕터 구조와 비교하여 제작의 편리성에 초점을 맞춰 커플드 인덕터의 구조를 선정하였다.

2상 인터리브드 벽 컨버터에 적용할 커플드 인덕터는 각 인덕터에 흐르는 전류 용량을 고려하여 설계를 진행하였다. 인덕터 전류의 peak to peak값을 고려하였으며 포화 여부를 고려하여 최대 peak값보다 70~80%의 여유를 두고 설계를 진행하였다.

커플드 인덕터를 적용할 시스템의 전류 용량을 고려하여 코어 및 코어 스택을 결정하였다. 코어는 식 (20)과 식 (21)을 이용하여 선정하였다.

$$AP = A_c W_a \quad (20)$$

$$AP = \left(\frac{L_{cp} I_{pk} I_{dc} 10^4}{420 KB_{max}} \right)^{1.31} \quad (21)$$

식 (20)을 이용하여 코어의 크기에 따라서 정해지는 AP(Area Product)값을 계산할 수 있으며, 식 (21)을 이용하여 적용할 시스템에 정격에 필요한 코어의 AP값을 계산하였다. 여기서 A_c 는 코어 단면적, W_a 는 코어 창면적, L_{cp} 은 설계하고자 하는 커플드 인덕터의 자기 인덕턴스값, I_{dc} 는 커플드 인덕터 각 상에 흐르는 정격 전류 평균값, I_{pk} 는 정격 전류 peak값, B_{max} 는 최대 자속 밀도 그리고 K 는 winding factor를 나타낸다. 따라서 식 (20)의 결과값보다 식 (21)의 결과값이 50~60% 높게 하여 코어 및 코어 스택 수를 결정하였다.

인덕터의 포화를 고려하여 공극을 미리 선정한 후 식 (22)를 이용하여 턴 수를 예측하였다. 여기서 l_g 는 공극의 길이, μ_0 는 절대 투자율을 나타낸다. 1차 측과 2차 측 인덕턴스는 동일하므로 턴 수 또한 동일하게 설정하였다.

$$N = \sqrt{\frac{L_{cp} l_g}{\mu_0 A_c}} \quad (22)$$

설계한 인덕터의 포화 여부를 예측하기 위해 그림 11와 같이 커플드 인덕터를 자화 등가회로로 등가화하여 해석하였다^[5]. 식 (23)과 식 (24)로 코어 릴럭턴스 R 과 에어갭 릴럭턴스 R_g 를 각각 구한 후, 기자력 $F = Ni$ 을 이용하여 ϕ 값을 구하였다. 여기서 μ_r 은 상대 투자율, n 은 코어의 MPL(Mean Path Length)이다. ϕ 값을 식

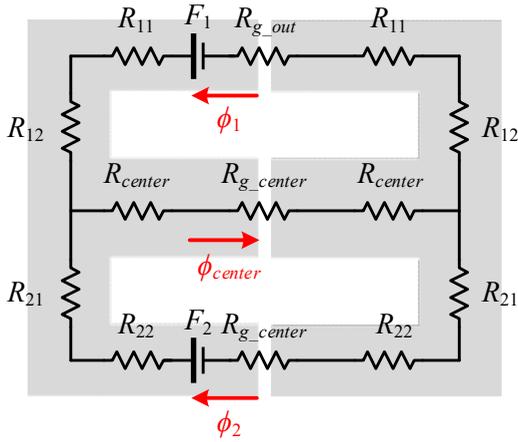


Fig. 11. Magnetization equivalent circuit.

TABLE III
EXPERIMENT SYSTEM CONDITION AND COUPLED
INDUCTOR PARAMETERS

Parameter	Value
Core (Material)	EE 7091C (Ferrite)
Number of stacks	2
Self inductance	426.2 uH
Self inductance	421.1 uH
Mutual inductance	133.5 uH
Coupling coefficient	0.315
Air gap length	1.5 mm
Number of turns	29
Input voltage V_{in}	600 V
Output voltage V_{out}	450 V
Output power	18 kW
Switching frequency	30 kHz

(25)에 대입하여 최대 자속 밀도 B_{max} 를 구하여 포화 여부를 예측하였으며 A 는 자속이 지나가는 코어의 단면적을 나타낸다.

$$R = \frac{1}{\mu_0 \mu_r} \frac{n}{A_c} \quad (23)$$

$$R_g = \frac{1}{\mu_0} \frac{l_g}{A_c} \quad (24)$$

$$B_{max} = \frac{\phi}{A} \quad (25)$$

3. 모의실험 결과

커플드 인덕터를 적용한 2상 인터리브드 벅 컨버터에 대해 모의실험과 실험을 진행하였다. 표 3는 2상 인터

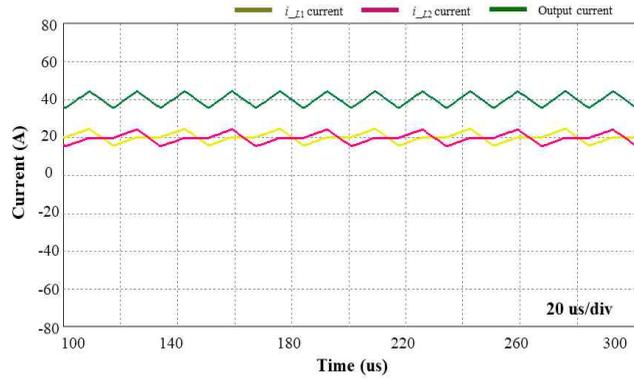


Fig. 12. Coupled inductor phase current and output current simulation result at 18 kW.

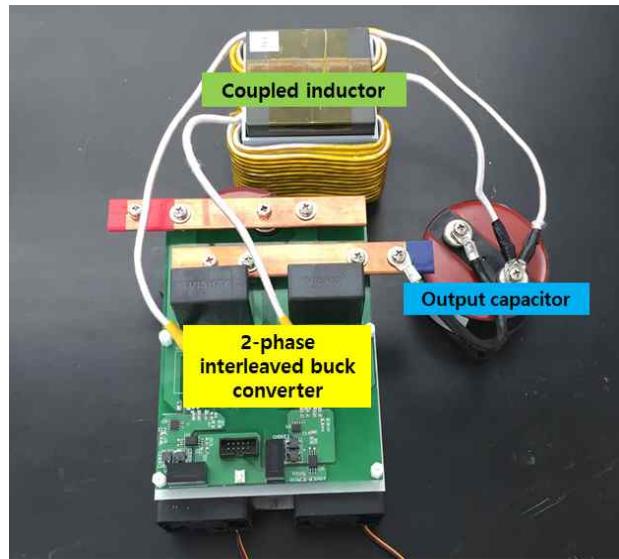


Fig. 13. Experimental setup.

리브드 벅 컨버터의 시스템 사양과 설계한 커플드 인덕터의 제작 사양을 나타낸다. 입력 전압은 600V, 출력 전압은 450V이다. 스위칭 주파수는 30kHz이고 제작한 커플드 인덕터의 자기 인덕턴스는 1, 2차 측 각각 426.2 uH, 421.1uH 이다.

그림 12는 표 3의 조건으로 모의실험을 한 결과이다. 노란색과 분홍색은 각각 커플드 인덕터의 1, 2차 측 전류를 나타내며, 초록색은 출력 전류를 나타낸다. 인덕터에 흐르는 전류 파형 모양이 앞서 동작 원리를 통해 유도한 그림 6의 전류 파형과 동일한 모양인 것을 확인할 수 있다.

4. 실험 결과

본 논문에서는 커플드 인덕터를 적용한 2상 인터리브드 벅 컨버터의 성능 및 효율을 검증하기 위해 설계 과정을 기반으로 시스템을 제작하였다. 실험을 위한 시스템은 그림 13과 같이 구성하여 진행하였다. 정격 부하

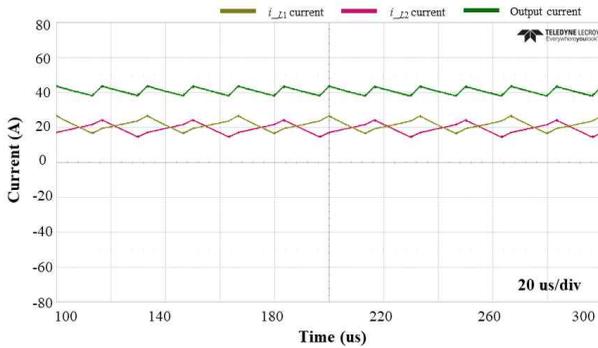


Fig. 14. Coupled inductor phase current and output current waveform with an coupled inductor designed at 18 kW.

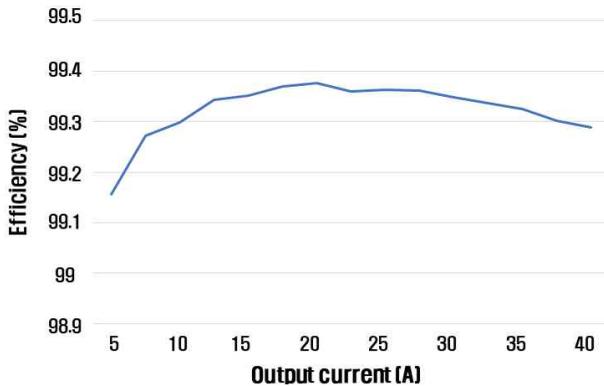


Fig. 15. Efficiency per output power at a switching frequency of 30 kHz.

조건에서의 커플드 인덕터 전류 파형 및 출력 전류 파형은 그림 14와 같다.

표 2, 3을 비교하여 커플드 인덕터의 설계값과 실제 제작한 값이 일치함을 확인할 수 있었다. 또한 약 2kW 부터 정격 조건이 18kW까지 커플드 인덕터의 동작을 검증하였다. 인덕터 상단 평균 전류가 최대 20A, 인덕터 peak 전류가 최대 25A까지 흘렀으나 포화가 일어나지 않았음을 확인하였다. 이후 정격 부하 조건에서 1시간의 열 포화 실험을 추가로 진행하였다. 정격 부하 조건 도달 후 스위치는 대략 20분 경과, 커플드 인덕터 코어 & 와이어는 대략 30분 경과 이후 온도가 포화하였다. 포화 시점의 온도는 스위치가 대략 84~85°C, 코어는 최대 42°C, 그리고 커플드 인덕터의 와이어는 52°C 로 확인하였다. 1시간의 열 포화 실험 동안 비이상적인 열 문제나 인덕터의 포화 없이 시스템이 정상 동작함을 확인하였다. 따라서 본 논문에서 제시한 커플드 인덕터 설계 방법을 실험을 통해 검증하였다.

출력 전류를 기준으로 약 5A에서부터 정격 조건인 40A까지 구간마다 시스템 전체 효율을 측정하였다¹⁶⁾. 2상 인터리브드 벽 컨버터의 입력단과 출력단에 각각 shunt 저항을 추가하여 흐르는 전류값을 계산하여 효율을 측정하였다. 측정된 효율 그래프는 그림 15에 나타내었다. 약 2kW 이후부터 효율이 99% 이상을 유지하는 것을 확인할 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 커플드 인덕터를 적용한 SiC MOSFET 기반 2상 인터리브드 벽 컨버터를 제안하였다. 설계 과정을 따라서 제작한 커플드 인덕터가 정격 부하 조건인 18kW에서도 정상 동작함을 확인하였다. 이를 통해 본 논문에서 제안한 커플드 인덕터의 설계 방법에 대해 검증하였다. 또한 SiC MOSFET을 사용하여 2상 인터리브드 벽 컨버터의 효율이 약 2kW 조건에서부터 99% 이상을 유지함을 확인하였다.

본 논문은 2020학년도 건국대학교의 연구년 교원 지원에 의하여 연구되었습니다.

본 연구는 2019년도 산업통상자원부의 재원으로 한국에너지기술평가원(KETEP)의 에너지인력양성 사업으로 지원받아 수행한 인력양성 성과입니다. (No. 20194030202370)

References

- [1] T. Kang and Y. Suh, "Optimized coupling factor design of multiple-phase coupled inductor for minimum inductor current ripple operation in EV charger systems," in *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017-ECCE Asia), Kaohsiung*, pp. 1178-1183, 2017.
- [2] W. Wu, N. C. Lee, and G. Schuellein, "Multi-phase buck converter design with two-phase coupled inductors," in *Twenty-First Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC '06, Dallas, TX*, pp. 6, 2006.
- [3] G. Zhu, B. A. McDonald, and K. Wang, "Modeling and analysis of coupled inductors in power converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 5, pp. 1355-1363, May 2011.
- [4] P. L. Wong, P. Xu, P. Yang, and F. C. Lee, "Performance improvements of interleaving VRMs with coupling inductors," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 16, No. 4, pp. 499-507, Jul. 2001.
- [5] Y. Yang, H. Li, H. Miao, W. Huang, and X. Sun, "Design of "EIE" shape coupling inductors and its application in interleaved LLC resonant converter," in *2018 IEEE International Power Electronics and Application Conference and Exposition (PEAC), Shenzhen*, pp. 1-5, 2018.
- [6] W. Yu, H. Qian, and J. Lai, "Design of high-efficiency bidirectional DC-DC converter and high-precision efficiency measurement," in *2008 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Orlando, FL*, pp. 685-690, 2008.



강현지(姜賢知)

1995년 8월 7일생. 2019년 건국대 전기공학과 졸업. 2019년~현재 동 대학원 석사과정.



이성민(李成旻)

1995년 1월 27일생. 2019년 건국대 전기전자공학부 졸업. 2019년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



김진우(金津佑)

1991년 7월 13일생. 2017년 건국대 전기공학과 졸업. 2017년~현재 동 대학원 전기공학과 석·박통합과정.



조영훈(曹永勳)

1980년 2월 4일생. 2002년 건국대 전기공학과 졸업. 2004년 서울대 전기컴퓨터공학부 졸업(석사). 2012년 버지니아공대 전기컴퓨터공학부 졸업(공박). 2004년~2009년 현대모비스 기술연구소 주임연구원. 2012년~2013년 에너지트로닉스 책임연구원. 2013년~현재 건국대 전기공학과 부교수. 당 학회 논문지 및 JPE 편집위원.