

양극성 DC 배전 시스템 적용을 위한 결합 인덕터 기반의 전압 밸런싱 이중 출력 CLL 공진형 컨버터

이승훈¹, 김정훈¹, 차헌녕[†]

Coupled Inductor Based Voltage Balancing in Dual-Output CLL Resonant Converter for Bipolar DC Distribution System

Seunghoon Lee¹, Jeonghun Kim¹, and Honnyong Cha[†]

Abstract

A bipolar DC distribution system suffers from an imbalance in voltages when asymmetric loads are connected at the outputs. Dedicated voltage balancers are required to address the imbalance in bipolar voltage levels. However, additional components eventually increase the cost and decrease the efficiency and power density of the system. Therefore, to deal with the imbalance in output voltages without adding any extra components, this study presents a coupled inductor-based voltage balancing technique with a dual-output CLL resonant converter. The proposed coupled inductor does not require extra magnetic components to balance the output voltages because it is the result of resonant inductors of the CLL tank circuit. It can also avoid complex control schemes applied to voltage balancing. Moreover, with the proposed coupled inductor, the CLL converter acquires good features including zero voltage and zero current switching. Detailed analysis of the proposed coupled inductor is presented with different load conditions. A 3.6-kW hardware prototype was built and tested to validate the performance of the proposed coupled inductor-based voltage balancing technique.

Key words: Bipolar dc distribution system, Coupled inductor, Dual-output CLL resonant converter, Voltage balancing.

1. 서 론

최근 태양광, 연료전지 등 신재생 에너지의 급격한 발전과 대용량 DC 전원에 대한 요구의 증가에 따라 DC 배전에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. DC 배전은 두 권선에서 하나의 전압 레벨을 가지는 단극성 DC 배전과 세 권선으로 두 개의 전압 레벨을 가지는 양극성 DC 배전 두 방식으로 분류된다^{[1]-[3]}. 단극성 DC 배전은

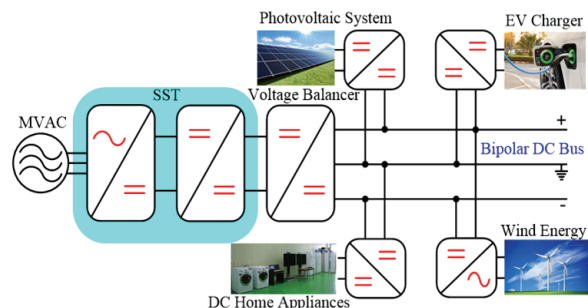


Fig. 1. Block diagram of bipolar DC distribution system.

구조적으로 복잡하지 않으며 제어가 쉽다는 장점이 있다. 양극성 DC 배전은 구조가 복잡하지만 회로의 유연성과 복원력이 뛰어나 사고 상황에 대한 대처가 쉬우며 두 전압 레벨로 인해 부하와 발전 시스템의 전압에 더 많은 선택지를 제공한다^{[2]-[3]}. 또한 AC-DC 컨버터의 소형화를 통해 높은 전력밀도와 효율을 달성할 수 있고 기존의 배전 시스템과 비교했을 때 가격 또한 낮아지는

Paper number: TKPE-2022-27-4-10

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

[†] Corresponding author: chahonny@knu.ac.kr, School of Energy Engineering, Kyungpook National University, Korea

Tel: +82-53-950-8972 Fax: +82-53-950-8972

¹ School of Energy Engineering, Kyungpook National University, Korea.

Manuscript received Feb. 14, 2022; revised Feb. 22, 2022; accepted Feb. 22, 2022

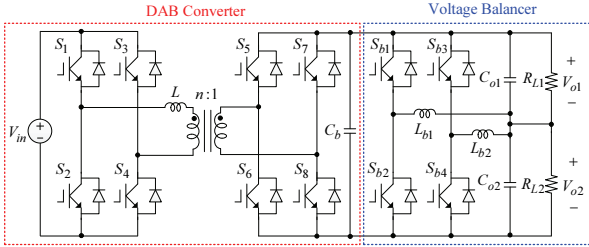


Fig. 2. DAB converter with voltage balancer.

장점이 있으며 전력망과 상, 주파수 동조화가 필요하지 않아 제어가 편리하다^{[1]-[14]}.

양극성 DC 배전 시스템은 그림 1과 같으며 기존의 AC 전력망과 DC 배전망을 연결하는 양방향 AC-DC 컨버터, AC 전력망과 DC 배전망 사이의 절연 역할을 하는 양방향 DC-DC 컨버터 등으로 구성된다^[12]. 양극성 DC 배전망은 두 전압 레벨을 제공해 다양한 DC-DC 컨버터를 적용시킬 수 있으며 중성선이 접지되기에 배전 전압 레벨이 절반으로 감소해 전기적 사고 상황의 위험성을 감소시킬 수 있다. 또한 두 개의 개별 DC 풀은 독립적으로 동작하며 이에 따라 하나의 풀에 사고가 발생하더라도 다른 풀을 통해 전력 공급이 가능해 안정적인 배전 시스템 구축이 가능하다^{[1]-[3]}.

그림 2에 나타난 것과 같이 양극성 DC 배전 시스템을 구축하기 위해 Dual-Active-Bridge(DAB) 컨버터 등의 다양한 컨버터가 연구되고 있다^{[4]-[5]}. 양극성 DC 배전은 각 풀에 서로 다른 부하가 연결되었을 때 전달되는 전력이 달라 전압 불평형 문제가 발생하며^{[12]-[14]} 이를 해결하기 위한 전압 밸런서에 대한 연구들이 활발히 진행되고 있다^{[6]-[11]}. 벡-부스트, Cuk, Sepic, Zeta 타입의 전압 밸런서들이 활용되고 있으며^[6], 단락 문제를 해결하기 위해 듀얼-벡 회로에 대한 연구 또한 진행 중이다^[8]. 이러한 전압 밸런서들을 통해 양극성 전압 레벨을 구성할 수 있지만 추가적인 회로로 인해 전체 배전 시스템의 크기와 비용이 증가하게 된다.

위 언급한 단점들을 개선하기 위해 전압 밸런서를 양방향 DAB 컨버터^[12] 혹은 이중 출력 양방향 CLLC 공진형 컨버터^[13]에 통합하는 새로운 구조가 제안되었다. 하지만 위 구조들은 여전히 두 개의 인덕터가 추가적으로 요구되며 필연적으로 자기 소자의 크기 및 비용을 증가시킨다. 인덕터와 커패시터를 사용해 전압 밸런싱을 만족시키는 하프브리지 DAB 컨버터 또한 제안되었다^[14]. 하지만 위 구조는 변압기의 포화를 막기 위해 변압기와 직렬로 DC blocking 커패시터가 필요하며 따라서 대용량 전력 시스템에 적용하기 어렵다는 단점이 있다.

본 논문에서는 결합 인덕터를 사용한 이중 출력 CLL 공진형 컨버터의 전압 밸런싱 방법을 제안한다. 그림 3(a)는 이중 출력 CLL 공진형 컨버터를 나타내며 제안하는 결합 인덕터 기반의 CLL 공진형 컨버터는 그림

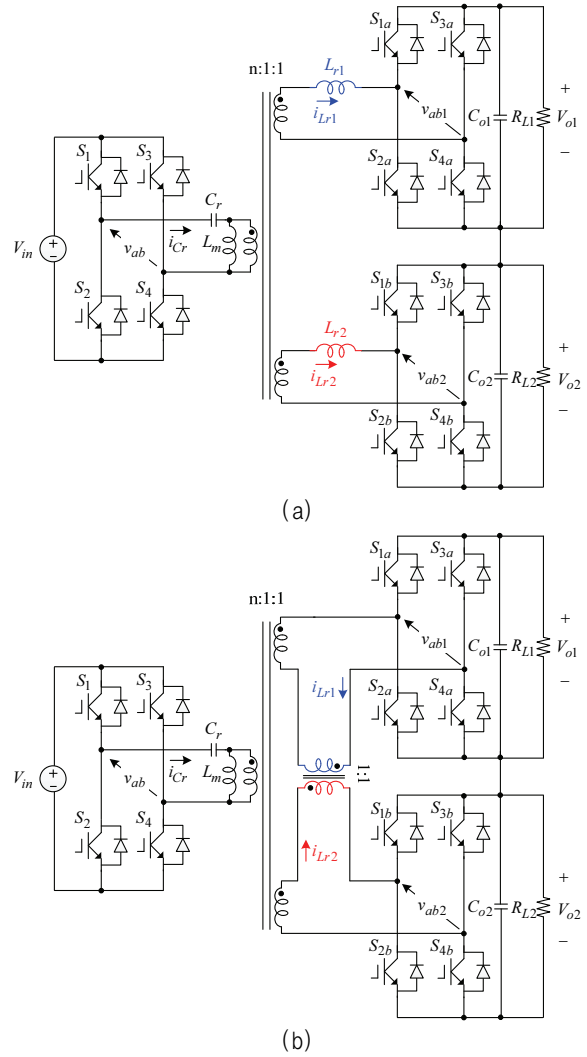


Fig. 3. (a) Dual-output CLL resonant converter with separate inductors, (b) Proposed coupled inductor based dual-output CLL resonant converter.

3(b)와 같다. 참고문헌 [12], [13]에서는 두 개의 큰 인덕터를 활용하는 방법을 제안한 반면 본 논문에서 제안하는 결합 인덕터는 기존 공진형 컨버터에 필요한 공진 인덕터를 결합시키기에 추가적으로 필요한 소자가 없으며 따라서 전체 시스템의 크기와 비용이 증가하지 않는다.

2. CLL 공진형 컨버터의 특성

그림 4(a)에 나타난 것과 같이 CLL 공진형 컨버터는 LLC 공진형 컨버터와 비슷하게^[15] 두 개의 인덕터 (L_m , L_r)와 하나의 커패시터 (C_r)로 공진 탱크를 구성한다. 하지만 LLC 컨버터와는 달리 하나의 인덕터가 변압기의 2차측에 연결된다^{[16]-[17]}. 또한 두 인덕터 중 L_m 은 변압기의 자화 인덕턴스를 이용하기에 추가적인 인덕터가 필요하지 않으며 2차측에 연결되는 인덕터는 변압기의 누설 인덕턴스와 추가 인덕터의 인덕턴스 합으로 계산된다. CLL 컨버터 또한 LLC 컨버터와 마찬가지로 영전압

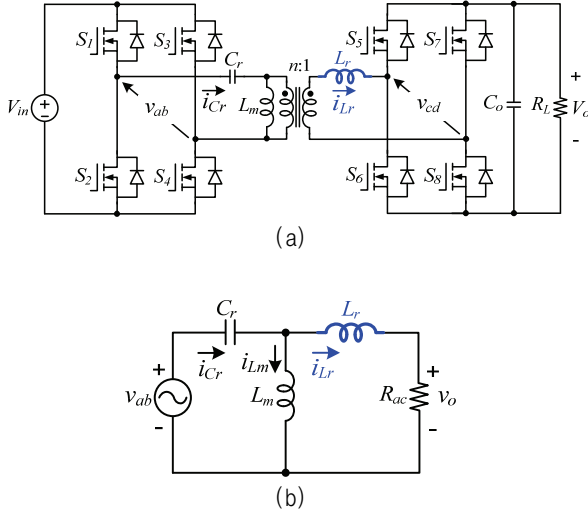


Fig. 4. (a) CLL resonant converter, (b) AC equivalent circuit of CLL resonant converter.

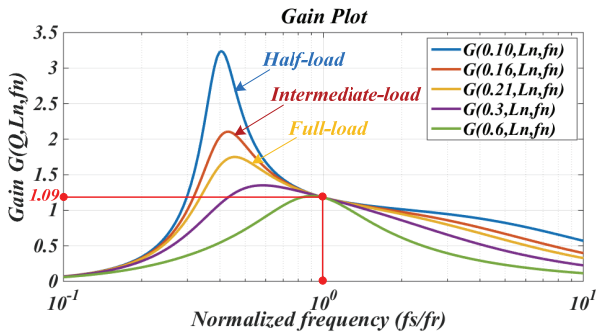


Fig. 5. Gain curves of CLL resonant converter.

스위칭(Zero-voltage switching, ZVS)과 영전류 스위칭(Zero-current switching, ZCS)이 가능해 스위칭 손실을 감소시킬 수 있다. 그림 4(b)는 CLL 공진형 컨버터의 AC 등가 회로를 나타낸다. FHA(First harmonic approximation) 근사방법을 통해 $v_{ab}(t)$ 의 기본파를 식 (1)과 같이 표현할 수 있다. 여기서 V_{in} 은 입력 전압, $\omega_s = 2\pi f_s$, f_s 는 스위칭 주파수를 나타낸다.

$$v_{ab}(t) = \frac{4V_{in}}{\pi} \sin(\omega_s t) \quad (1)$$

참고문헌 [16]에 나타난 CLL 컨버터의 전압 이득 G 는 식 (2), (3)과 같이 표현되며 $\omega_r = 2\pi f_r$, f_r 은 공진 주파수, Q 는 공진탱크의 quality factor를 나타낸다. CLL 컨버터의 전압이득은 그림 5에 나타내었으며 LLC 컨버터와 비슷한 ZVS, ZCS 영역을 보인다. 하지만 LLC 컨버터와 다르게 공진점에서의 전압 이득이 1이 아니며 $\omega_{sw} \cong \omega_r$ 일 때의 전압이득은 식 (4)와 같이 표현된다.

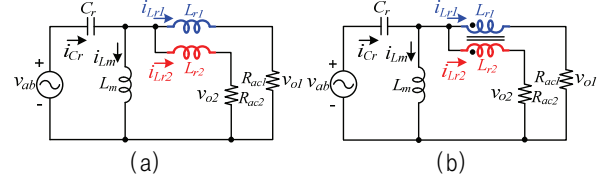


Fig. 6. AC equivalent circuit of dual-output CLL resonant converter (a) with separate inductors, (b) with proposed coupled inductor.

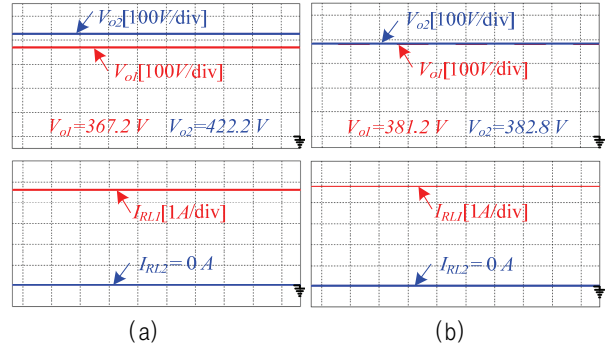


Fig. 7. Simulation results of resonant inductor currents (I_{RL1} , I_{RL2}), and output voltages (V_{o1} , V_{o2}), (a) with separate inductors, (b) with proposed coupled inductor.

$$G = \frac{nV_o}{V_{in}} = \left| \frac{-(1+L_n)\omega_n^2}{j\omega_n \frac{\pi^2}{8} Q(1-\omega_n^2) \frac{(1+L_n)^2}{L_n} + 1 - (1+L_n)\omega_n^2} \right| \quad (2)$$

$$\omega_n = \frac{\omega_{sw}}{\omega_r}, L_n = \frac{L_m}{L_r}, Z_0 = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_r}}, Q = \frac{Z_0}{n^2 R_L} \quad (3)$$

$$L_{eq} = L_m // L_r, \omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{eq}/C_r}}, R_{ac} = \frac{8n^2 R_L}{\pi^2}$$

$$G_{(\omega_{sw} \cong \omega_r)} = 1 + 1/L_n \quad (4)$$

이중 출력 CLL 공진형 컨버터의 전압이득 또한 제한하는 결합 인덕터의 등가 인덕턴스가 부하에 따라 변하지 않기에 단일 출력 CLL 컨버터와 같다. 결과적으로 공진 탱크의 공진 인덕턴스 $L_r = L_{r1} // L_{r2}$ 를 만족시키며 출력 전압 V_o 는 각 출력들의 합과 같다($V_o = V_{o1} + V_{o2}$).

3. 결합 인덕터 기반의 이중 출력 CLL 공진형 컨버터

결합 인덕터 기반의 공진형 컨버터에 대한 연구들은 다양하게 진행되고 있다^{[18]-[19]}. 그림 6은 일반적인 CLL 컨버터와 본 논문에서 제안하는 결합 인덕터 기반의 이중 출력 CLL 공진형 컨버터의 AC 등가 회로를 나타낸다. 그림 6(b)와 같이 공진 인덕터를 결합시켰으며 따라서 전압 밸런싱을 위한 추가적인 소자가 필요하지 않다.

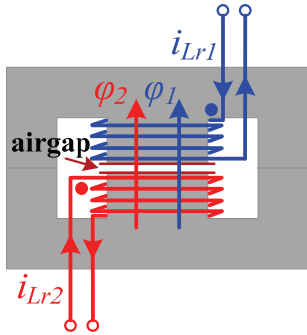


Fig. 8. Magnetic structure of the proposed coupled inductor.

위 언급한 것과 같이 양극성 배전 시스템은 부하 불평형에 따른 전압 불평형 문제가 발생한다. 제안하는 결합 인덕터의 성능을 검증하기 위해 시뮬레이션을 진행하였으며 결과는 그림 7에 나타내었다. 그림 7(a)는 결합 인덕터를 사용하지 않은 결과로 하나의 부하를 탈락시켰으며 두 출력 전압은 55 V의 차이를 보인다. 그림 7(b)는 제안하는 결합 인덕터를 적용한 결과이며 출력 전압의 불평형이 1.6 V로 전압이 밸런스 되는 것을 확인할 수 있다.

4. 결합 인덕터의 구조

4.1 평형 부하에서의 결합 인덕터의 인덕턴스 ($i_{Lr1} \cong i_{Lr2}$)

제안하는 결합 인덕터의 구조는 그림 8에 나타내었으며 두 권선은 각 전류 i_{Lr1} , i_{Lr2} 에 의해 발생하는 자속 φ_1 , φ_2 가 합쳐지는 방향으로 결합된다. 이중 출력 컨버터의 부하 불평형이 발생하지 않을 때 각 공진 인덕터의 전류는 동일하며($i_{Lr1} \cong i_{Lr2}$) 권선에 쇄교하는 자속 λ_1, λ_2 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{cases} \lambda_1 = L_{s1}i_{Lr1} + Mi_{Lr2} \\ \lambda_2 = L_{s2}i_{Lr2} + Mi_{Lr1} \end{cases} \quad (5)$$

두 인덕터의 전류가 동일하기에 등가 인덕턴스 L_{r1} , L_{r2} 는 식 (6)과 같이 각 권선의 자기 인덕턴스 L_{s1} , L_{s2} 와 상호 인덕턴스 M 의 합으로 표현된다. 자기 인덕턴스 L_{s1} 은 결합 인덕터의 2차측 권선을 개방한 후 1차측 권선에서 측정하며 L_{s2} 는 1차측 권선을 개방, 2차측 권선에서 측정된 값이다. 상호 인덕턴스 M 은 1차, 2차 권선을 정방향 및 역방향으로 연결한 뒤 측정된 인덕턴스를 통해 계산할 수 있다. 결과적으로 L_{r1} , L_{r2} 가 결합하지 않은 인덕터를 사용했을 때의 개별 인덕턴스와 같으며 L_{r1} , L_{r2} 와 변압기의 각각 2차, 3차 권선의 누설 인덕턴스의 합이 전체 공진 인덕턴스로 나타난다.

$$L_{r1} = L_{s1} + M, L_{r2} = L_{s2} + M \quad (6)$$

결합 인덕터의 결합 계수 k 는 자기 인덕턴스와 상호 인덕턴스를 통해 식 (7)과 같이 계산되며 제안하는 결합 인덕터의 각 권선은 코어를 공유하며 같은 권선수를 가지기에 $L_{s1} = L_{s2}$ 를 만족시킨다. 이에 따라 등가 인덕턴스 L_{r1} , L_{r2} 는 식 (8)과 같이 표현할 수 있으며 제안하는 결합 인덕터는 회로의 공진 인덕턴스보다 작은 값으로 설계가 가능하다.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_{s1}L_{s2}}} \quad (7)$$

$$L_{r1} = (1+k)L_{s1}, L_{r2} = (1+k)L_{s2} \quad (8)$$

또한 결합 인덕터의 k 는 1에 가까운 높은 결합률을 보이며 따라서 식 (9)와 같이 결합 인덕터의 등가 인덕턴스(L_{r1} , L_{r2})는 자기 인덕턴스 (L_{s1} , L_{s2})의 두 배의 값을 가진다.

$$\begin{cases} L_{r1} = 2L_{s1} \\ L_{r2} = 2L_{s2} \end{cases} \quad (9)$$

결과적으로 공진 탱크의 공진 인덕턴스 L_r 은 L_{r1} , L_{r2} 의 병렬연결로 나타난다.

$$L_r = L_{r1} // L_{r2} = (2L_{s1}) // (2L_{s2}) = L_{s1} \quad (10)$$

4.2 불평형 부하($i_{Lr2} = \alpha i_{Lr1}$)에서의 인덕턴스

부하 불평형이 발생할 경우 결합 인덕터의 권선에 흐르는 전류 또한 달라진다. $i_{Lr2} = \alpha i_{Lr1}$ 의 경우 2차 권선에 의해 발생하는 자속은 1차 권선에 의해 발생하는 자속의 α 배 값을 갖게 되며 각 권선에 쇄교하는 자속은 식 (5)를 통해 식 (11)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{cases} \lambda_1 = (L_{s1} + \alpha M)i_{Lr1} \\ \lambda_2 = (L_{s2} + \frac{M}{\alpha})i_{Lr2} \end{cases} \quad (11)$$

앞서 언급한 것과 같이 두 자기 인덕턴스는 같으며 결합률 k 는 1에 근접한다. 식 (7)과 식 (11)을 통해 최종적으로 부하 불평형이 발생할 경우 각 등가 인덕턴스 L_{r1} , L_{r2} 를 계산할 수 있다.

$$\begin{cases} L_{r1} = (1+\alpha)L_{s1} \\ L_{r2} = (1+\frac{1}{\alpha})L_{s2} \end{cases} \quad (12)$$

TABLE I
PARAMETERS OF THE DUAL-OUTPUT CLL
RESONANT CONVERTER

Parameters	Value
Input voltage	380 [V]
Turns ratio of transformer	18 : 17 : 17
Switching frequency	50 [kHz]
Power	3.6 [kW]
Resonant inductor	25.6 [μ H]
Resonant capacitor	430 [nF]
Magnetizing inductance	284 [μ H]
Magnetic core of main transformer	EE7070
Magnetic core of coupled inductor	EE5555

TABLE II
PARAMETERS OF THE PROPOSED COUPLED INDUCTOR

Parameters	Value
Self-inductance of winding 1 (L_{s1})	17.78 [μ H]
Self-inductance of winding 2 (L_{s2})	17.67 [μ H]
Mutual inductance (M)	17.47 [μ H]
Coupling coefficient (k)	0.985

공진 탱크의 공진 인덕턴스 L_r 은 L_{r1} , L_{r2} 의 병렬연결로 나타난다. 여전히 부하 불평형이 발생하지 않았을 때와 같은 공진 인덕턴스 값을 가지며 전압 이득 또한 변하지 않는 결과를 확인할 수 있다.

$$L_r = L_{r1} // L_{r2} = (1 + \alpha)L_{s1} // (1 + \frac{1}{\alpha})L_{s2} = L_{s1} \quad (13)$$

4.3 불평형 부하($i_{Lr1} = 0$ 혹은 $i_{Lr2} = 0$)에서의 인덕턴스

이중 출력 CLL 컨버터의 하나의 부하가 제거될 경우 두 인덕터 중 하나에는 전류가 흐르지 않는다($i_{Lr1} = 0$ 혹은 $i_{Lr2} = 0$). $i_{Lr2} = 0$ 의 경우를 고려했을 시 식 (5)에서 식 (14)를 도출해낼 수 있다.

$$\begin{cases} \lambda_1 = L_{s1} i_{Lr1} \\ \lambda_2 = M i_{Lr1} \end{cases}, i_{Lr2} = 0 \quad (14)$$

따라서 공진 탱크의 공진 인덕턴스는 식 (15)와 같으며 불평형 부하에서 하나의 부하가 제거되더라도 전체 공진 탱크의 공진 인덕턴스는 일정하며 결과적으로 컨버터는 공진점 근처에서 동작한다. 반대로 $i_{Lr1} = 0$ 인 경우 또한 여전히 공진 인덕턴스가 변하지 않는다.

$$L_r = L_{s1} \quad (15)$$

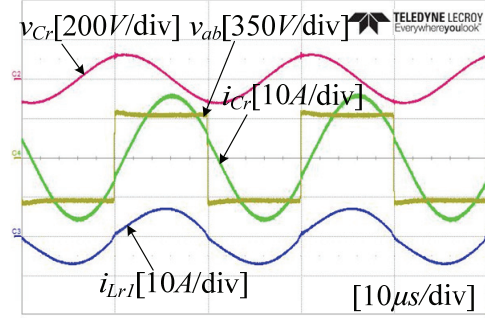


Fig. 9. Experimental results of series resonant capacitor current and voltage (i_{Cr} , v_{Cr}), primary switching bridge voltage (v_{ab}), resonant inductor current of load 1 (i_{Lr1}) under the balanced load condition ($P_{o1} \approx P_{o2}$).

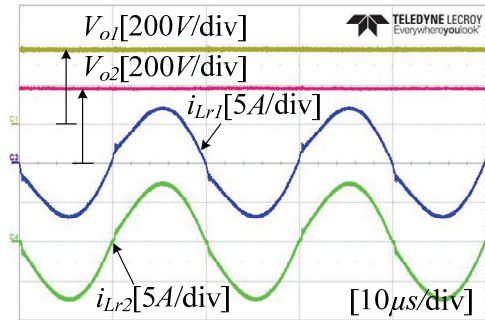


Fig. 10. Experimental results of resonant inductor currents of load 1 and 2 (i_{Lr1} , i_{Lr2}), output voltages (V_{o1} , V_{o2}) under the balanced load condition ($P_{o1} \approx P_{o2}$).

5. 실험 결과

본 논문에서 제안하는 결합 인덕터를 사용한 이중 출력 CLL 공진형 컨버터의 전압 밸런싱 효과를 검증하기 위해 3.6-kW의 시제품을 제작해 표 1의 사양을 따라 실험을 진행하였다. 각 부하의 출력은 최대 1.8-kW이며 공진점에서의 전압이득을 보상하기 위해 18:17:17의 턴수 비를 갖는 변압기를 설계하였다. 제안하는 결합 인덕터의 사양은 표 2에 나타내었다. EE 코어를 사용해 결합 계수 $k = 0.985$ 의 결합 인덕터를 제작했으며 동작 인덕턴스는 자기 인덕턴스와 상호 인덕턴스의 합으로 나타난다.

5.1 평형 부하($P_{o1} \approx P_{o2}$) 조건에서의 출력 전압

이중 출력 CLL 공진형 컨버터의 동작을 검증하기 위해 균등한 부하($R_{L1} = R_{L2} = 80 \Omega$, $P_{o1} \approx P_{o2} \approx 1.8 \text{ kW}$)에서 실험을 진행하였다. 그림 9는 회로의 1차측 파형이며 i_{Cr} , v_{Cr} 은 각각 공진 커패시터의 전류와 전압, v_{ab} 는 1차측 H-브리지 전압, i_{r1} 은 출력 1의 공진 인덕터 전류를 나타내며 그림 10은 출력 1, 2의 각 공진 인덕터 전류 (i_{Lr1} , i_{Lr2})와 출력 전압 (V_{o1} , V_{o2})을 나타낸다. $V_{o1} = 374.8 \text{ V}$, $V_{o2} = 380.6 \text{ V}$ 의 값으로 변압기 2차, 3차측 권선의 누설

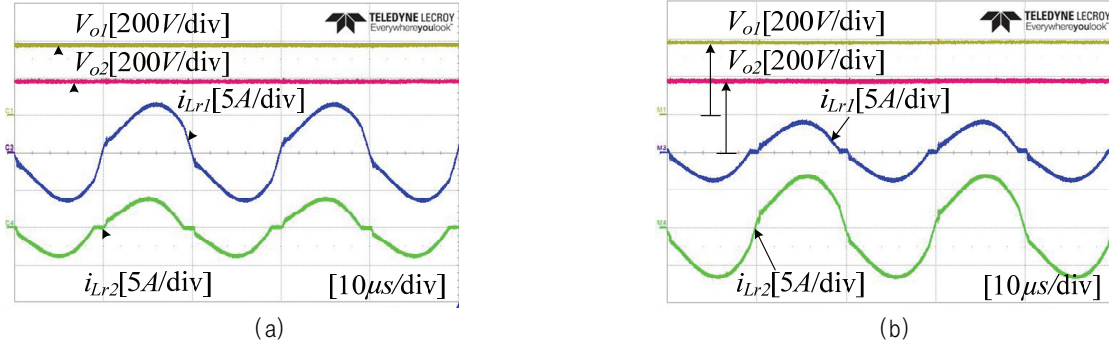


Fig. 11. Experimental results of output voltages (V_{o1} , V_{o2}) and resonant inductor currents (i_{Lr1} , i_{Lr2}) with coupled inductor. (a) $P_{o2} \cong 0.5P_{o1}$, (b) $P_{o1} \cong 0.5P_{o2}$.

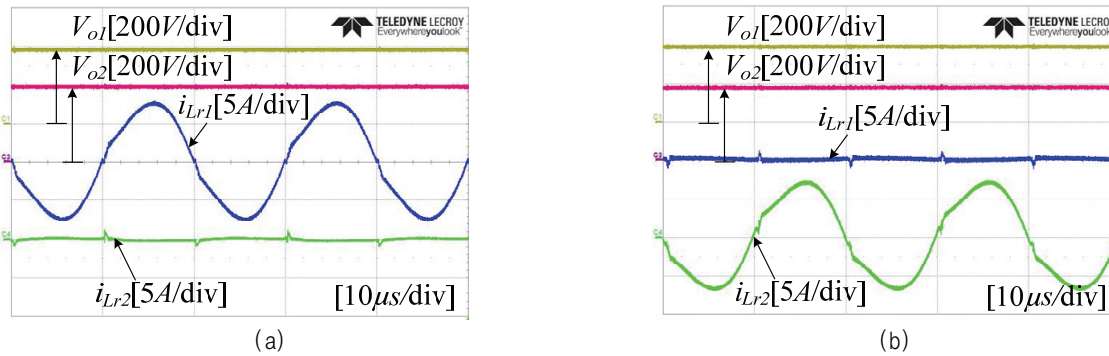


Fig. 12. Experimental results of output voltages (V_{o1} , V_{o2}) and resonant inductor currents (i_{Lr1} , i_{Lr2}) with coupled inductor. (a) $P_{o2} \cong 4 W$, (b) $P_{o1} \cong 4 W$.

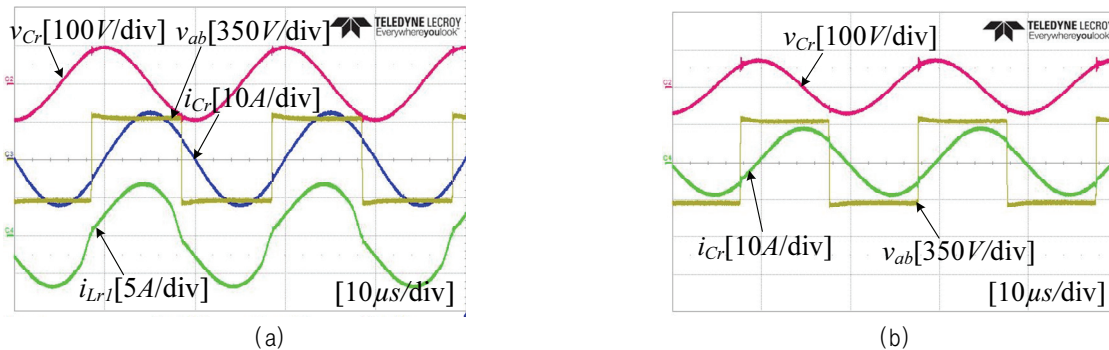


Fig. 13. Experimental results of primary side series resonant capacitor current and voltage (i_{Cr} , v_{Cr}), primary switching bridge voltage(v_{ab}), resonant inductor current of load 1(i_{Lr1}). (a) $P_{o2} \cong 0.5P_{o1}$, (b) $P_{o2} \cong 4 W$

인덕턴스 차이, 각 스위치의 제작 공차 등에 의해 1.5 % 정도의 오차를 보인다.

5.2 불평형 부하($P_{o1} \neq P_{o2}$) 조건에서의 출력 전압

불평형 부하 조건은 $P_{o2} \cong 0.5P_{o1}$ 인 경우, 그리고 부하 중 하나가 탈락한 경우 총 4개 조건에서 실험을 진행하였다.

그림 11(a)는 출력 2가 출력 1의 절반인 경우 ($P_{o2} = 0.5P_{o1}$, $R_{L2} = 160 \Omega$)의 실험 파형을 나타낸다. 출력 2의 공진 인덕터 전류(i_{Lr2})는 출력 1의 공진 인덕터 전류(i_{Lr1})의 절반이며 전압 $V_{o1} = 381 V$, $V_{o2} = 374.8 V$ 로

출력 전압이 밸런스 되는 것을 확인할 수 있다.

그림 11(b)는 반대로 출력 1이 출력 2의 절반인 경우로($P_{o1} = 0.5P_{o2}$, $R_{L1} = 160 \Omega$) 출력 1의 공진 인덕터 전류(i_{Lr1})는 출력 2의 공진 인덕터 전류(i_{Lr2})의 절반이며 출력 전압 $V_{o1} = 380.6 V$, $V_{o2} = 375.2 V$ 의 결과로 여전히 밸런싱이 가능하다.

그림 11과 같이 하나의 출력이 다른 출력의 절반인 경우에 대한 변압기 1차측 공진 커패시터 전류 및 전압, 1차측 H-브리지 전압은 그림 13(a)에 나타내었으며 공진형 컨버터는 여전히 공진점 근처에서 동작한다.

이후 하나의 부하가 탈락해 부하 불평형이 가장 심각

한 경우에 대한 실험 진행하였다. 그림 12(a)는 부하 2가 탈락한 경우로 ($R_{L2} = 40k\Omega$) 출력 1은 $P_{o1} = 1.8kW$, 출력 2는 $P_{o2} = 4W$ 의 결과를 보이며 이때 출력 전압은 $V_{o1} = 380.5V$, $V_{o2} = 388.2V$ 의 값을 나타낸다. 부하 1이 탈락된 경우에 대한 결과는 그림 12(b)에 나타내었으며 출력 전압 $V_{o1} = 387.8V$, $V_{o2} = 380.6V$ 로 여전히 제안하는 결합 인덕터의 전압 밸런싱 동작을 확인할 수 있다.

그림 12의 경우에 대한 변압기 1차측 파형은 그림 13(b)에 나타내었으며 하나의 부하가 탈락한 경우 또한 여전히 공진형 컨버터는 공진점 근처에서 동작하는 것을 확인할 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 양극성 DC 배전 시스템 적용을 위한 이중 출력 CLL 공진형 컨버터에서 발생할 수 있는 출력 전압 불평형을 결합 인덕터를 통해 해결할 수 있는 방법을 제안했다. 제안하는 결합 인덕터는 CLL 컨버터의 공진 인덕터의 결합으로 이루어지며 추가적인 소자가 필요하지 않아 전체 시스템의 크기 및 비용이 증가하지 않는다. 또한 외부 제어기 및 센서도 필요하지 않다. 제안하는 결합 인덕터의 동작을 검증하기 위해 네 가지 부하 조건에서 실험을 진행하였으며 하나의 부하가 탈락된 경우에도 전압 밸런싱 역할을 하는 결과를 확인하였다.

이 논문은 2022년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No.2022R1A4A1031885).

References

- [1] E. Rodriguez-Diaz, F. Chen, J. C. Vasquez, J. M. Guerrero, R. Burgos, and D. Koroyevich, "Voltage-level selection of future two-level LVDC distribution grids: A compromise between grid compatibility, safety, and efficiency," *IEEE Electr. Mag.*, Vol. 4, No. 2, pp. 20-28, Jun. 2016.
- [2] T. Kaipia, P. Salonen, J. Lassila, and J. Partanen, "Possibilities of the low voltage dc distribution systems," *Proc. Nordic Distribu. Asset Manag. Conf. (NORDAC)*, Stockholm, Sweden, pp. 1-10, Aug. 2006.
- [3] Y. Gu, W. Li and X. He, "Analysis and control of bipolar LVDC grid with DC symmetrical component method," *IEEE Transactions on Power Systems*, Vol. 31, No. 1, pp. 685-694, Jan. 2016.
- [4] H.-J. Yun, D.-K. Jeong, H.-S. Kim, J.-W. Baek, J.-Y. Kim, and H.-J. Kim, "Implementation of a single-phase SST for the interface between a 13.2 kV MVAC network and a 750 V bipolar dc distribution," *Energies*, 7, 62, May 2018.
- [5] H. R. Mamede, W. M. dos Santos and D. C. Martins, "A new DC-DC power converter derived from the TAB for bipolar DC microgrids," *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 6217-6222, 2015.
- [6] F. Wang, Z. Lei, X. Xu and X. Shu, "Topology deduction and analysis of voltage balancers for DC microgrid," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 5, No. 2, pp. 672-680, Jun. 2017.
- [7] X. Zhang, C. Gong and Z. Yao, "Three-level DC converter for balancing DC 800-V voltage," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 30, No. 7, pp. 3499-3507, Jul. 2015.
- [8] X. Zhang and C. Gong, "Dual-buck half-bridge voltage balancer," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 60, No. 8, pp. 3157-3164, Aug. 2013.
- [9] J. M. Park, H. J. Byun, B. J. Kim, S. H. Kim, and C. Y. Won, "Analysis and design of coupled inductor for interleaved buck-type voltage balancer in bipolar dc microgrid," *Energies*, Jun. 2020.
- [10] S. Kim, H. T. Nam, H. Cha and H. G. Kim, "Investigation of self-output voltage balancing in input-parallel output-series DC-DC converter," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 8, No. 3, pp. 2850-2860, Sep. 2020.
- [11] S. Kim, H. Cha and H. -G. Kim, "High-efficiency voltage balancer having DC-DC converter function for EV charging station," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 9, No. 1, pp. 812-821, Feb. 2021.
- [12] J. Y. Lee, H. S. Kim and J. H. Jung, "Enhanced dual-active-bridge DC-DC converter for balancing bipolar voltage level of DC distribution system," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 67, No. 12, pp. 10399-10409, Dec. 2020.
- [13] B. Li et al., "DC/DC converter for bipolar LVdc system with integrated voltage balance capability," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 36, No. 5, pp. 5415-5424, May 2021.
- [14] K. Kim and H. Cha, "Dual-Active-Half-Bridge Converter With Output Voltage Balancing Scheme for Bipolar DC Distribution System," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 69, no. 7, pp. 6850-6858, July 2022.
- [15] B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F. C. Lee, and J. D. van Wyk, "Optimal design methodology for LLC resonant converter," *IEEE APEC*, pp. 533-538, Mar. 2006.
- [16] Daocheng Huang, D. Fu and F. C. Lee, "High switching frequency, high efficiency CLL resonant converter with synchronous rectifier," *2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 804-809, 2009.

[17] S. Yu, "A new compact and high efficiency resonant converter," *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 2511-2517, 2016.

[18] S. Mao, Y. Chen, C. Li, W. Li, J. Popovic and J. A. Ferreira, "A coupled-inductor-based LCC resonant converter with the primary-parallel-secondary-series configuration to achieve output-voltage sharing for HV generator applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 34, No. 7, pp. 6108-6122, Jul. 2019.

[19] M. Abbasi and J. Lam, "A 99% hybrid resonant/coupled ZCS-voltage-quadruplers MV SiC converter module for DC grid in wind systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 68, No. 2, pp. 1231-1240, Feb. 2021.



이승훈(李承訓)

1994년 7월 19일생. 2019년 경북대 에너지공학부 졸업. 2021년 동 대학원 건설환경에너지공학부 졸업(석사). 2021년~현재 동 대학원 건설환경에너지공학부 박사과정.



김정훈(金楨訓)

1994년 1월 20일생. 2018년 경북대 에너지공학부 졸업. 2020년 동 대학원 건설환경에너지공학부 졸업(석사). 2020년~현재 동 대학원 건설환경에너지공학부 박사과정.



차헌녕(車憲寧)

1972년 10월 17일생. 1999년 경북대 전자공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2001년~2003년 (주)피에스텍 근무. 2009년 미국 Michigan State University 전기공학과 졸업(공학박사). 2010년~2011년 한국전기연구원 스마트그리드연구본부 선임연구원. 2016년~2017년 미국 Virginia Tech 방문교수. 2011년~현재 경북대 에너지공학부 교수. 당 학회 국제이사.