

Coupled Inductor를 사용한 대형수소전기화물차용 7kW급 LDC 개발

허경현¹, 최진용¹, 최승원¹, 이일운¹, 이준영¹, 송형석²
 명지대학교 전기공학과¹, 영화테크²

Development of a 7kW LDC for Heavy Hydrogen Electric Transport Vehicle Using Coupled Inductor

Gyeong Hyeon Heo¹, Jin Yong Choi¹, Seung Won Choi¹, Il Oun Lee¹, Jun Young Lee¹,
 and Hyung Suk Song²
 Myongji University¹, Younghwa Tech²

ABSTRACT

본 논문에서는 대형수소전기화물차용으로써 CI(Coupled Inductor)를 적용한 7kW급 LDC(Low-Voltage DC-DC Converter)를 제안한다. ZVS(Zero Voltage Switching)를 통한 소프트 스위칭을 위해 위상천이(Phase shift) 방식으로 제어하고 SiC MOSFET을 사용함으로써 높은 스위칭 주파수와 역회복전류의 손실 저감을 통해 효율을 증대시킨다. 아울러 변압기를 2개로 나누어 자기 소자에 가해지는 부담을 줄이는 동시에 병렬 회로 사이에 CI를 연결하여 각 자기 소자 간의 전력 균형을 유지한다. 제안한 회로에 대한 실험 결과를 발표한다.

1. 서 론

제안하는 회로는 대형수소전기화물차용으로써, 입력전압 사양이 538V~828V로 일반적인 전기자동차에 탑재되는 LDC보다 훨씬 높은 전압을 갖는다. 차량에 탑재되는 부품이므로 연비 효율을 위해 소형화 및 경량화가 필요하며 고효율 또한 만족해야 한다.

본 논문에서는 소형화, 경량화, 고효율의 조건을 만족하기 위해 LDC 토폴로지로 위상천이 폴브리지 구조를 채택하였다. ZVS 동작을 통해 소프트 스위칭을 하고, SiC 전력반도체소자를 스위치로 선정하여 효율을 높인다. SiC-MOSFET은 온저항이 낮아 Si-MOSFET에 비해 도통 손실이 적고, 다수 캐리어로 동작하는 MOSFET의 특성상 소수 캐리어의 재결합 시간이 필요 없으므로 IGBT보다 훨씬 빠른 고속 스위칭이 가능하다.^[1]

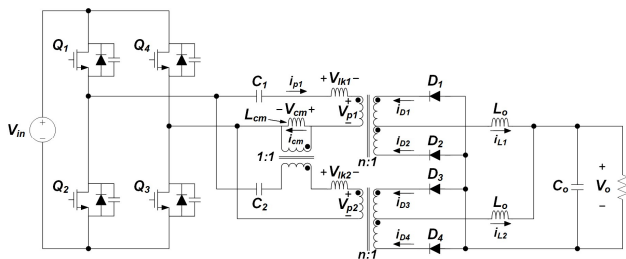


그림 1 Coupled inductor를 사용한 7kW급 2병렬 PSFB

큰 출력전류를 가지는 LDC 구조에서 위상천이 폴브리지를 사용하면 메인 트랜스와 출력 인덕터의 큰 용량이 필요하므로 자기 소자의 크기가 증가하는 단점이 있다. 이러한 문제 해결을 위한 방안으로 그림1과 같이 CI를 사용한 메인 트랜스의 병렬 구조를 제안한다. 출력 7kW급 구조에서 1개의 메인 트랜스

를 사용했을 때에 비해 2개의 메인 트랜스를 사용하면 메인 트랜스 하나당 3.5kW씩 분배가 되므로 자기 소자에 가해지는 부담을 줄일 수 있다. 동시에 자기 소자의 크기를 상대적으로 작게 설계 할 수 있으므로 적절한 배치를 통해 장비 전체의 소형화를 꾀할 수 있다. CI를 사용하므로 병렬 구조를 사용했을 때 나타날 수 있는 전력의 불균형을 해결할 수 있다.

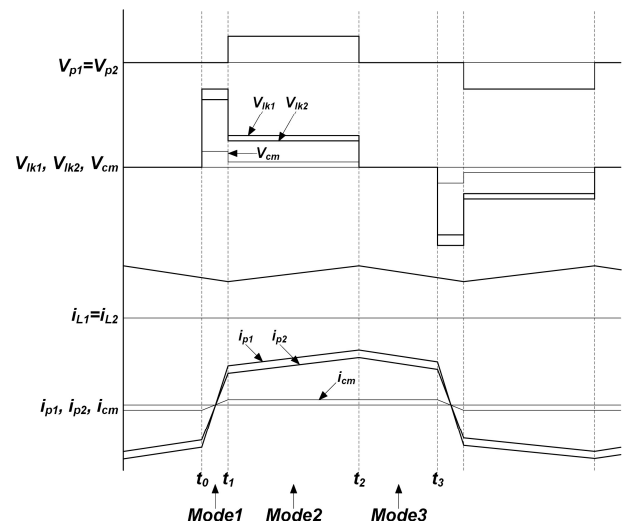


그림 2 컨버터의 주요 동작 파형

2. 본 론

2.1 Coupled inductor 동작 분석

CI의 동작 해석을 위해 1차측 1번 변압기의 누설인덕턴스 L_{lk1} 은 2번 변압기의 누설인덕턴스 L_{lk2} 보다 크다고 가정한다.

Mode 1 ($t_0 \leq t < t_1$) : Mode 1구간은 모든 2차 측 다이오드가 도통 되어 출력 인덕터 전류가 freewheeling 하는 구간이다. 따라서 변압기에 걸리는 전압 V_{p1} , V_{p2} 은 모두 0이므로 CI의 자화인덕턴스를 고려했을 때 1차측 전류를 식 (1)과 같이 표현 할 수 있다.

$$V_{p1} = V_{p2} = 0, \quad i_{p1} = i_{p2} + i_{cm} \quad (1)$$

V_{p1} 과 V_{p2} 가 0이므로 누설인덕턴스의 양단 전압인 V_{lk1} , V_{lk2} 와 CI의 양단 전압 V_{cm} 은 식 (2)와 같다.

$$V_{in} = V_{lk1} + V_{cm} = V_{lk2} - V_{cm} \quad (2)$$

V_{cm} , V_{lk1} , V_{lk2} 을 V_{in} , L_{cm} , L_{lk1} , L_{lk2} 에 대한 식으로 정리하여 파형 해석을 위한 전압 수식으로 각각 표현할 수 있다.

$$\therefore V_{cm} = \frac{V_{in} - V_{in}(L_{lk1}/L_{lk2})}{(L_{lk1}/L_{lk2}) + (L_{lk1}/L_{cm}) + 1} \quad (3)$$

$$\therefore V_{lk1} = V_{in} \frac{2(L_{lk1}/L_{lk2}) + (L_{lk1}/L_{cm})}{(L_{lk1}/L_{lk2}) + (L_{lk1}/L_{cm}) + 1} \quad (4)$$

$$\therefore V_{lk2} = V_{in} \frac{2 + (L_{lk1}/L_{cm})}{(L_{lk1}/L_{lk2}) + (L_{lk1}/L_{cm}) + 1} \quad (5)$$

이 구간 동안 i_{p2} 는 i_{L2}/n 이 될 때까지 증가한다.

Mode 2 ($t_1 \leq t < t_2$) : Mode 2구간은 powering 동작 구간으로 다음 조건을 가진다.

$$V_{p1} = V_{p2}, \quad i_L = i_{L1} + i_{L2} = i_{D1} + i_{D2} \quad (6)$$

이 모드에서 V_{lk1} , V_{lk2} , V_{cm} 에 대한 식은 다음과 같다.

$$V_{in} = V_{lk1} + V_{p1} + V_{cm} = V_{lk2} + V_{p2} - V_{cm} \quad (7)$$

V_{p1} 을 V_{in} , V_o , L_{cm} , L_{lk1} , L_{lk2} , L_o 에 대한 식으로 구할 수 있다.

$$\therefore V_{p1} = \frac{[n^2 L_o (4L_{cm} + L_{lk1} + L_{lk2}) V_{in} + 2n \{L_{cm}(L_{lk1} + L_{lk2}) + L_{lk1}L_{lk2}\} V_o]}{[n^2 L_o (4L_{cm} + L_{lk1} + L_{lk2}) + 2 \{L_{cm}(L_{lk1} + L_{lk2}) + L_{lk1}L_{lk2}\}]} \quad (8)$$

식 (8)을 통해 V_{cm} , V_{lk1} , V_{lk2} 수식을 구하면 다음과 같다.

$$\therefore V_{lk1} = \frac{2L_{lk1}(2L_{cm} + L_{lk2})(V_{in} - nV_o)}{[n^2 L_o (4L_{cm} + L_{lk1} + L_{lk2}) + 2 \{L_{cm}(L_{lk1} + L_{lk2}) + L_{lk1}L_{lk2}\}]} \quad (9)$$

$$\therefore V_{lk2} = \frac{2L_{lk2}(2L_{cm} + L_{lk1})(V_{in} - nV_o)}{[n^2 L_o (4L_{cm} + L_{lk1} + L_{lk2}) + 2 \{L_{cm}(L_{lk1} + L_{lk2}) + L_{lk1}L_{lk2}\}]} \quad (10)$$

$$\therefore V_{cm} = \frac{2L_{cm}(2L_{lk2} + L_{lk1})(V_{in} - nV_o)}{[n^2 L_o (4L_{cm} + L_{lk1} + L_{lk2}) + 2 \{L_{cm}(L_{lk1} + L_{lk2}) + L_{lk1}L_{lk2}\}]} \quad (11)$$

이 구간 동안 i_L 은 $(nV_{in} - V_o)/L_o$ 로 증가하고, i_{p1} , i_{p2} 도 i_L 과 같은 기울기로 증가한다.

Mode 3 ($t_2 \leq t < t_3$) : Mode 3구간은 freewheeling 동작 구간으로 2차 측 다이오드가 모두 도통 되어 1차측에 순환전류가 흐르게 된다. 변압기 1차측 전압이 0이므로 출력 인덕터 전압에 $-V_o$ 가 인가된다. i_L 은 $-V_o/L_o$ 만큼 선형적으로 감소한다.

각 mode 구간에서 자화전류 i_{cm} 은 다음과 같다.

$$\text{Mode 1 : } i_{cm}(t) = i_{mc}(t_0) + \left(\frac{V_{cm}}{L_{cm}}\right)(t_1 - t_0) \quad (12)$$

$$\text{Mode 2 : } i_{cm}(t) = i_{cm}(t_1) \quad (13)$$

위 식들을 사용하여 초기 조건 $i_{cm}(t_0)$ 을 구할 수 있다.

$$i_{cm}(t_0) = \frac{(i_{L2} - i_{L1})}{n} \quad (14)$$

식 (14)에서 보듯 i_{p1} 은 $i_{p2} + i_{cm}$ 이므로 CI가 전류의 불균형을 해결할 수 있는 것을 알 수 있다.

2.2 실험 결과

표 1 증부하 시 실험 사양

V_{in}	600[Vdc]	V_o	28[Vdc]
f_s	150[kHz]	P_o	4[kW]
L_{lk1}	13.13[uH]	L_{lk2}	10.80[uH]

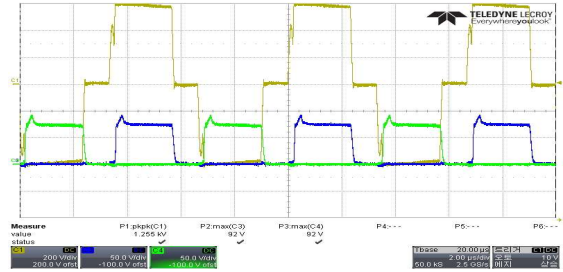


그림 3 Vab, D1, D2 전압 파형

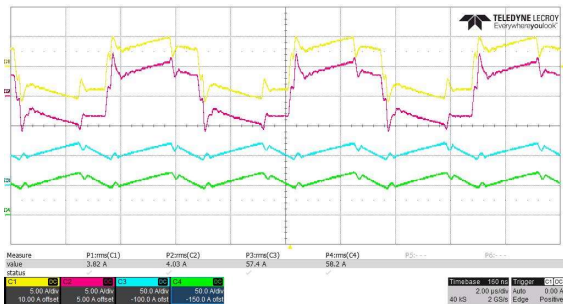


그림 4 ip1, ip2, il1, il2 전류 파형

L_{lk1} 가 L_{lk2} 보다 크도록 설계한 상태에서의 증부하 시 동작 파형이다. CI가 전류의 균형을 개선할 수 있음을 실험으로 검증하였다.

3. 결론

본 논문에서는 2개의 메인 트랜스를 병렬로 연결한 구조에서 CI를 적용한 PSFB 컨버터를 제안하였다. CI를 통해 각 단의 균형을 자동으로 맞추는 것을 실험을 통해 검증하였다. 그 결과를 통해 대용량 LDC의 소형화, 고효율과 더불어 동작 안정성이 확보됨을 알 수 있다. 동작의 안정성을 높인다. 최종 발표 시 전압, 전류 제어를 통해 실험적으로 검증한 내용을 제시할 예정이다.

본 연구는 산업통상자원부와 한국산업기술진흥원의 “국가혁신클러스터사업(P0006904_대형수소화물차용 전기동력 파워트레인 설계 및 제작기술 개발)”의 지원을 받아 수행된 연구결과임.

참고 문헌

- [1] 강인호,(2019).SiC 전력반도체기술. 전력전자학회지, 24(2),26-32.
- [2] Byung-Kwon Lee, Jong-Pil Kim, Sam-Gyun Kim, Jun-Young Lee, “A PWM SRT DC/DC Converter for 6.6-kW EV Onboard Charger” IEEE Transactions on Industrial Electronics (Volume: 63 , Issue: 2 , Feb. 2016)
- [3] 이우석, 김민우, 이일운,(2016).1kW 고주파 위상천이 풀브리지 컨버터 동작분석 및 최적 설계에 대한 연구.전력전자학회 학술대회 논문집,(0),129-130.