

커먼모드 커플드 인덕터를 적용한 위상천이 풀브리지 컨버터 LDC 설계 및 분석

최진용¹, 허경현¹, 이우석¹, 최승원¹, 이일운¹, 이준영¹, 이승준², 오광호², 이상혁²
 명지대학교¹, 경신²

Design and Analysis of Phase-Shift Full-Bridge LDC using Common Mode Coupled Inductor

Jin-Yong Choi¹, Gyeong-Hyeon Heo¹, Woo-Seok Lee¹, Seung-Won Choi¹, IL-Oun Lee¹,
 Jun-Young Lee¹, Seung-Jun Lee², Kwang-Ho Oh², and Sang-Hyeok Lee²
 Myongji University¹, KyungShin²

ABSTRACT

본 논문에서 공통모드 커플드 인덕터(Common Mode Coupled Inductor, CMCI)를 적용한 2단 직렬 위상천이 풀브리지 컨버터를 제안한다. 제안하는 위상천이 풀브리지 컨버터는 고주파수로 동작하며, 높은 입력전압에 대응할 수 있다. 풀브리지를 직렬로 쌓은 구조로 상단 풀브리지 컨버터와 하단 풀브리지 컨버터가 동시에 스위칭 한다. 2차측은 센터탭 정류기를 사용하여 풀브리지 정류기에 비해 다이오드 전압강하가 절반이라는 장점을 가진다. 또한, 변압기에 CMCI를 적용하여 1차측 상단과 하단의 전류 균형을 유지하도록 구성하였다. 제안하는 위상천이 풀브리지 컨버터의 5.8kW급 시제품을 제작하여 그 타당성을 검증하였다.

1. 서 론

높은 입력전압 조건에서 반도체 소자를 효율적으로 사용하기 위해서 입력단을 직렬로 쌓은 형태의 컨버터를 제안한다. 또한, 변압기의 권선비, 누설인덕턴스 값 등의 편차가 각 스위치에 인가되는 유효유티 편차를 발생시켜 입력전압 밸런싱이 맞지 않을 수 있다. 이러한 언밸런싱 문제를 해결하기 위해 CMCI를 제안하며 그 동작분석과 실험결과를 본 논문에서 검증한다.^[2]

2. 제안하는 컨버터

2.1 구조 및 동작원리

그림 1은 제안된 컨버터의 전체 회로도이다. 높은 입력전압에 대응하기 위해 1차측 스위치의 배치는 전원을 기준으로 상단과 하단을 직렬로 배치하였다. 2차측은 전류분산 설계를 위해 2개의 인덕터가 병렬 연결된 구조를 가지고 있다. 1차측 입력 캐패시터 C_{in1} 과 C_{in2} 에 인가된 전압 V_{in1} 과 V_{in2} 는 변압기의 누설편차에 의해 영향을 받는다. 제안된 컨버터는 누설편차에 의한 변압기 1차측의 불균형 문제를 CMCI를 이용하여 해결한다. 또한 CMCI는 병렬로 연결된 2개의 출력전류를 항상 동일하게 만들어 주기 때문에 대용량 전류센서를 사용하지 않아도 되는 장점이 있다. 동작모드는 기존 위상천이 풀브리지 컨버터와 유사하여 본 논문에서는 생략한다.^[1]

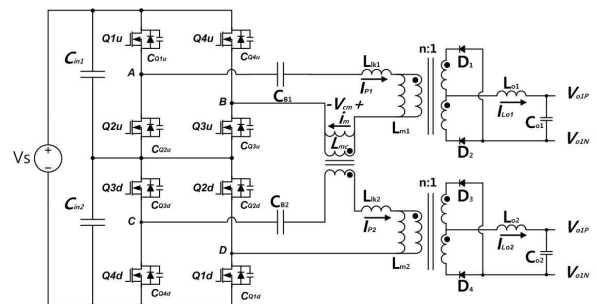


그림 1 제안하는 LDC의 전체회로도

2.2 CMCI 동작분석

입력 캐패시터에 인가된 양단전압 V_{in1} , V_{in2} 이 동일한 전압 $V_{in}/2$ 로 유지하려면, 컨버터의 시비를 변화와 무관하게 C_{in1} 에 흐르는 전류와 C_{in2} 에 흐르는 전류가 동일하여야 한다. 동작을 설명하기 위해서는 과도상태 동작 설명이 필요하며 이를 위해 다음과 같이 가정한다.

- 입력전압 V_{in1} 은 V_{in2} 보다 매우 크다.
- 1차측 누설 L_{lk1} 은 L_{lk2} 보다 크다.
- 출력 인덕터 L_o 는 매우 커서 무한대 값을 갖는다.

그림 2는 CMCI의 동작모드 등가회로를 보여주며 그림 3은 그 주요 동작파형을 보여준다.

Mode A ($t_0 \leq t < t_1$)

그림 3의 i_p 파형에서 변압기 1차측 전류의 천이가 시작되는 구간이다. 2차측 다이오드가 모두 도통되어 있어 출력 인덕터 전류는 프리휠링을 하여 변압기 1차측 전압 V_{p1} 과 V_{p2} 는 0으로 유지된다. 모드 A동안 i_{p2} 는 식 (1)와 같이 표현된다.

$$i_{p2} = -\frac{I_{L2}}{n} + \frac{V_{lk2A}}{L_{lk2}}(t - t_1) = -\frac{I_{L2}}{n} + \frac{V_{in2} + V_{cmA}}{L_{lk2}}(t - t_1) \quad (1)$$

본 모드는 i_{p2} 가 $-I_{L2}/n$ 에서 I_{L2}/n 이 될 때까지 유지되므로 식 (1)을 이용하여 모드 A의 지속시간 T_A 를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_A = \frac{2(I_{L2}/n)L_{K2}\left(\frac{L_{K1}}{L_{mc}} + \frac{L_{K1}}{L_{K2}} + 1\right)}{V_{in1} + V_{in2} + \frac{L_{K1}}{L_{mc}}V_{in2}} \quad (2)$$

Mode B ($t_1 \leq t < t_2$)

그림 2의 Mode B와 같이 하단 컨버터의 변압기 1차측 전류 i_{p2} 는 I_{L2}/n 까지 도달하여 전력전달모드로 동작을 하고 상단 컨버터의 변압기 1차측 전류 i_{p1} 은 여전히 I_{L1}/n 보다 작아 프리윙 링 모드로 동작하는 구간이다. i_{p1} 은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$i_{p1}(t) = i_{p1}(t_1) + \frac{V_{K1B}}{L_{K1}}(t - t_1) = i_{p1}(t_1) + \frac{V_{cmB}}{L_{mc}}(t - t_1) \quad (3)$$

모드 B는 i_{p1} 이 I_{L1}/n 이 될 때까지 유지되므로 모드 B의 지속시간은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_B = \left(\frac{2I_{L1}}{n} - \frac{2I_{L2}}{n} \frac{\frac{L_{K2}}{L_{mc}}V_{in1} + V_{in1} + V_{in2}}{\frac{L_{K1}}{L_{mc}}V_{in2} + V_{in1} + V_{in2}} \right) \frac{L_{mc} + L_{K1}}{V_{in1}} \quad (4)$$

Mode C ($t_2 \leq t < t_3$)

상단과 하단 컨버터 모두 전력전달모드로 동작하는 구간이다. i_{p1} 과 i_{p2} 는 각각 I_{L1}/n , I_{L2}/n 의 일정한 전류가 흐르므로 변압기 누설에 걸리는 전압과 CMCI 양단전압은 모두 0이 된다.

Mode D ($t_3 \leq t < t_4$)

1차측 인버터의 출력전압이 0이 되어 프리윙 링 모드로 동작하는 구간이다. 일정한 순환전류가 흐르므로 Mode C와 마찬가지로 변압기 누설에 걸리는 전압과 CMCI 양단전압은 모두 0이 된다.

출력전류의 편차가 작고 누설인덕턴스가 작아 D_{Ts} 가 $T_A + T_B$ 보다 충분히 크다고 가정하면 C_{in1} 과 C_{in2} 의 방전전하와 충전전하는 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$Q_d \approx \frac{1}{2} \frac{V_{cmA}}{L_{mc}} T_A (T_A + T_B) \times \frac{1}{2} \quad (7)$$

$$Q_c \approx DT_s \left(\frac{I_{L1} - I_{L2}}{n} \right) \times \frac{1}{2} \quad (8)$$

정상상태에서는 C_{in1} 과 C_{in2} 의 방전전하 Q_d 와 충전전하 Q_c 의 합은 0이므로 출력인덕터 전류의 편차를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$I_{L1} - I_{L2} = -\frac{2nQ_d}{DT_s} \quad (9)$$

상단과 하단의 출력전압은 28V로 일정하므로 출력 인덕터 전류가 동일하게 흐르면 두 변압기가 전달하는 에너지는 동일하다.

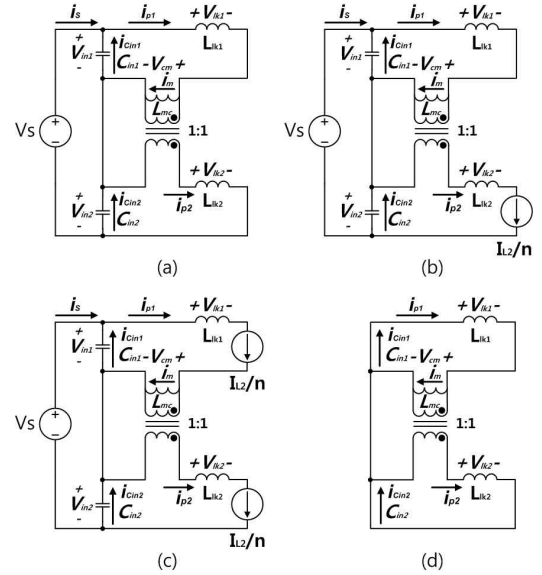


그림 2 CMCI 동작분석 :

(a)Mode A, (b)Mode B, (c)Mode C, (d)Mode D

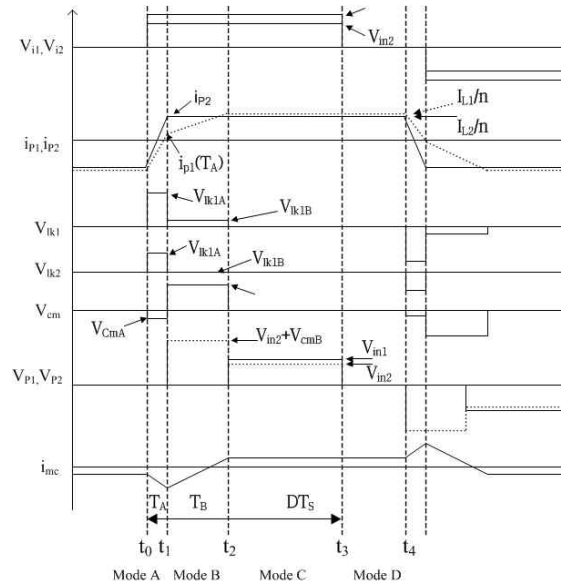


그림 3 CMCI 주요 동작파형

2.3 제안하는 컨버터의 설계

표 1의 컨버터 설계 사양에 맞춰 변압기, 누설인덕턴스, CMCI 를 설계하고 검증하였다.

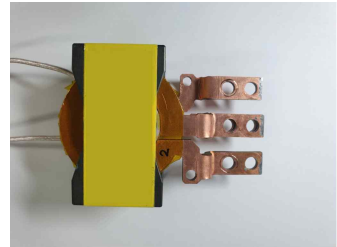
표 1 컨버터의 설계 사양

항 목	요구사항
동작전압(V)	550~800
정격출력(kW)	5.8
출력전압(V)	28
동작주파수(kHz)	100

2.3.1 변압기 설계

본 논문에서는 분산설계가 가능하며, 높은 입력전압, 넓은 입력전압 범위에 대응 가능하도록 설계하는 것이 목표이다. 변압기 설계는 첫 번째 변압기 코어 선정, 두 번째 변압기 턴 비 계산, 세 번째 변압기 1차측 턴 수 선정, 네 번째 변압기 2차측 턴 수 결정, 다섯 번째 변압기 권선 선정 단계로 이루어진다.

표 2 제작된 변압기와 파라미터

	LDC Main Trans	
	턴 비	7 : 1
	코어 타입	EQ7070 (half)
	2차측 전선굵기	0.12×250

2.3.2 ZVS를 위한 최소 누설인덕턴스

스위칭시 누설인덕턴스 L_{LK} 에 저장된 자기에너지가 $2C_{ds}(=C_{Q1u}+C_{Q2u})$ 에 정전에너지를 공급한 이후에도 자기에너지가 모두 소모되지 않고 존재해야 스위치 다이오드 D가 도통되면서 ZVS가 가능하다. 이를 수식으로 나타내면 식 (13)과 같다.

$$L_{LK} \geq \frac{(2C_{ds})V_{in}^2}{(I_o/n)^2} = L_{LK,min} \quad (13)$$

2.3.3 정상 출력전압을 얻기 위한 최대 누설인덕턴스

누설인덕턴스에 의해 인가시비율 D보다 작은 D_{eff} 로 동작한다. 전류 천이 시간동안에 누설 인덕턴스에 의해 기울기가 발생하고 이 동안에는 2차측 정류기가 모두 도통되어 프리휠링 구간을 유지한다. 전류 천이 시간동안에는 누설인덕턴스에 입력전압이 모두 인가된다.

$$L_{LK} \leq \left(D - \frac{nV_o}{2V_{in}} \right) \frac{nV_{in}T_s}{2I_o} = \left(0.5 - \frac{nV_o}{2V_{in}} \right) \frac{nV_{in}T_s}{2I_o} = L_{LK,max} \quad (14)$$

2.3.4 CMCI 설계

CMCI의 자화인덕턴스가 밸런스에 영향을 준다. 자화인덕턴스를 크게 설계하면 누설인덕턴스가 증가한다. 누설인덕턴스가 커지게 되면 넓은 입력전압범위에 대응하기 어렵다. 따라서 누설인덕턴스를 작게 설계한다. 설계법은 자화인덕턴스를 설계하기 때문에 인덕터 설계법을 따른다. 선정된 코어 타입은 PQ4040이다.

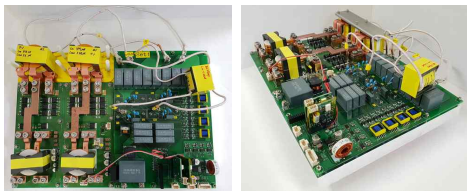


그림 4 설계를 바탕으로 제작된 LDC

3. 실험결과

본 장에서는 최대 부하 5.8kW, 입력 800V 에서 누설인덕턴스 편차가 많이 발생할 때 CMCI의 유무에 따라 인덕터 전류의 차이를 관찰하여 CMCI 성능 결과를 확인하였다.

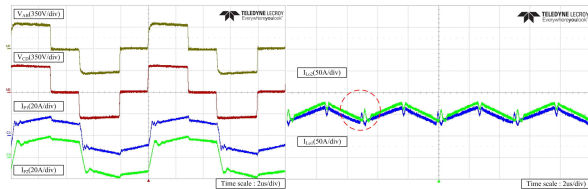


그림 5 상단, 하단 누설인덕턴스 편차 3uH / CMCI 적용 전

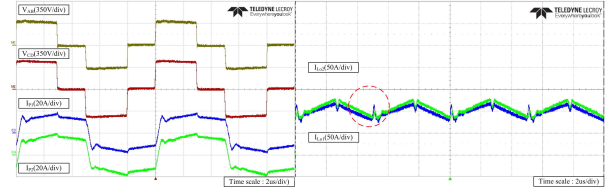


그림 6 상단, 하단 누설인덕턴스 편차 3uH / CMCI 적용 후

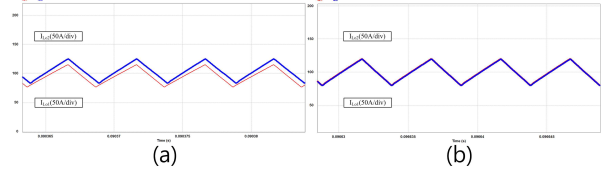


그림 7 시뮬레이션파형 (a) CMCI 적용 전, (b) CMCI 적용 후

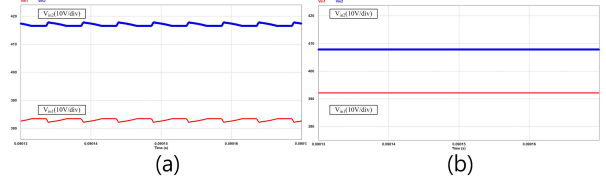


그림 8 시뮬레이션파형 (a) CMCI 적용 전, (b) CMCI 적용 후

CMCI 동작분석에서 설명했듯이 출력전압이 같으므로 출력 인덕터 전류가 동일하게 흐르면 두 변압기가 전달하는 에너지는 동일하다. 그림 5,6에서 출력인덕터 전류파형을 비교했을 때 CMCI를 적용한 파형은 위상이 정확하게 맞지만 CMCI를 적용하지 않은 파형은 위상이 맞지 않는 것을 확인할 수 있다. 또한, 그림 7,8의 시뮬레이션파형을 비교하면 적용 전 V_{in1} 과 V_{in2} 의 전압차가 최대 35V 이지만, 적용 후에는 전압차가 17V 였다. 이를 통하여 CMCI가 적용되었을 때 상단과 하단의 전압밸런싱이 맞추어 지는 것을 확인할 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 높은 입력전압을 갖는 대용량 LDC의 설계를 위해 모듈화 설계 방법을 제안한다. 모듈설계의 가장 중요한 부분은 모듈별 전력의 균형이며 제어를 통하지 않고 간단한 CMCI를 이용하여 구현하였다. 변압기의 파라미터가 동일하다면 두 입력캐패시터에 걸린 전압은 부하에 관계없이 항상 $1/2V_s$ 로 유지된다. 하지만 실제에서는 변압기 누설인덕턴스 등 파라미터의 편차에 의해 변압기에 전력이 일정하게 분배되지 않는다. 이를 해결하기 위해 변압기 1차측에 1:1 권선비를 갖는 CMCI를 적용한다. 파라미터 편차가 심한 조건에서도 CMCI가 장착된 조건은 상단과 하단이 전력균형을 이루었다. 이러한 CMCI의 역할은 향후 더 큰 용량의 컨버터를 개발하기 위해 모듈을 병렬화 할 때 유용하다.

이 논문은 (주)경신의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

참 고 문 헌

- [1] 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, Vol. 63 , Issue: 2, 2016, Feb.
- [2] Timothy C. Neugebauer, "Filters and Components With Inductance Cancellation", Proceedings of the IEEE, Vol. 40, No. 2, 2004, March.