

영전류 모드 도통손실 저감을 위한 ZVT Interleaved Bi-directional LDC의 위상 제어

정원상, 이순령, 이종영, 박윤지, 원충연
성균관대학교

Phase Control of ZVT Interleaved Bi-directional LDC for Reducing Conduction Losses in Zero-Current Mode

Won Sang Jung, Soon Ryung Lee, Jong Young Lee, Yun Ji Park, Chung Yuen Won
Sungkyunkwan University

ABSTRACT

본 논문에서는 영전류 모드로 진입한 zero voltage transition(ZVT) interleaved bi direction low voltage DC DC converter(IB LDC)의 도통 손실을 최소화하기 위한 위상 제어가 제안된다. IB LDC의 출력단 배터리가 완충되어 영전류 모드로 진입하면 IB LDC의 입·출력 평균 전류는 0[A]로 감소하지만 보조 회로 전류는 기존의 설계 값에 의해 감소하지 않아 지속적인 도통 손실을 일으킨다. 따라서 본 논문에서는 영전류 모드로 진입한 IB LDC의 보조 회로에 ZVT 조건을 만족시키는 공진 전류만 흐르도록 하여 도통 손실을 최소화하는 위상 제어를 제안하였다. 또한 PSIM simulation 및 실험을 통해 증명하였다.

1. 서 론

차량의 지능화 및 기술 개발에 의해 요구되는 전력량이 증가됨에 따라 48 12[V] 듀얼 배터리 시스템이 각광을 받고 있다.^[1] 따라서 양방향 충전 가능한 low voltage DC DC converter(LDC)의 효율 향상은 차량의 경제성을 결정짓는 중요한 요소가 된다. 48 12[V] 듀얼 배터리 시스템은 저전압-대전류 타입으로 인터리브드 구조를 통한 소자의 전류 스트레스 완화가 필요하다. 하지만 인터리브드 구조를 가지면 스위치 수가 늘어 스위칭 손실 증가하고 이에 따라 소프트 스위칭을 위한 보조 회로가 추가적으로 필요하다. 따라서 그림 1과 같이 IB LDC의 두 레그 사이를 보조 인덕터로 연결하고 각 스위치에 병렬로 보조 커패시터를 연결하여 보조 회로를 구성하며 이를 통해 IB LDC가 ZVT 조건하에 동작하도록 한다.^[2]

ZVT 조건하에 출력단 배터리를 충전시키려면 보조 회로에는 공진 전류가 확보되어야 한다. 따라서 IB LDC를 설계할 때 보조 회로에 출력 전류보다 큰 전류가 흐르도록 소자 값을 선정해야 한다. 출력단 배터리가 완충되면 IB LDC는 constant current(CC) 제어에서 constant voltage(CV) 제어로 전환되며 입·출력 평균 전류가 0[A]가 되는 영전류 모드로 진입하게 된다. 하지만 보조 회로 전류는 기존의 보조 인덕터 및 커패시터 설계에 의해 감소하지 않아 지속적으로 큰 도통 손실을 일으킨다. 따라서 본 논문에서는 영전류 모드로 진입한 IB LDC의 보조 회로에 공진 전류만 남겨 ZVT 조건을 유지하면서 스위치 및 보조 인덕터에서 발생하는 도통 손실을 최소화하는 위상 제어를 제안하였다. 또한 각 주요 파형에 따른 세부 동작을 분석하여 등가회로 및 수식을 도출하고 PSIM simulation 및 600[W] 용량의 시작품을 통해 제안하는 위상 제어의 유효성을 검증하였다.

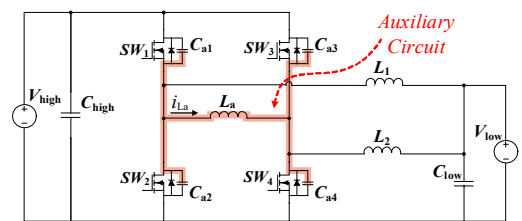


그림 1 보조회로를 갖는 IB LDC 회로도
Fig. 1 The circuit of IB LDC with auxiliary circuit

2. 본 론

2.1 동작 모드 분석

그림 2는 제안하는 위상 제어를 적용했을 때 주요 파형을 나타낸다. 제안하는 위상 제어는 양단의 배터리가 48 12[V] 전압 비율을 유지하도록 하기위해 0.25 시비율을 가진다. 또한 데드 타임을 최소 ZVT 구간과 동일하게 설정하고 두 번째 컨버터의 스위치는 데드 타임만큼 지연된 위상을 가진다. 이에 따라 IB LDC는 공진 시간 동안만 하나의 스위치를 턴 온시켜 보조 커패시터를 충·방전시키며 ZVT 조건하에 동작하게 된다. 그림 3은 그림 2를 바탕으로 도출한 영전류 모드에서 IB LDC 등가 보조 회로를 나타낸다. IB LDC의 동작 모드 4~6은 동작 모드 1~3과 대칭적으로 나타나므로 생략하였다. 모드 1~3의 세부분석은 다음과 같다.

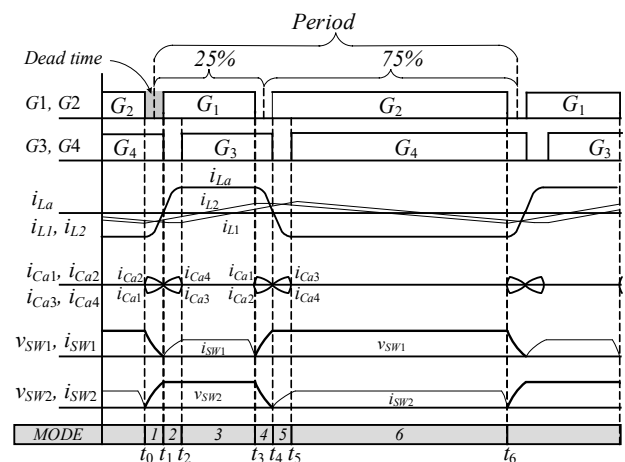


그림 2 제안하는 위상 제어 적용 시 주요 파형
Fig. 2 Key waveforms when applying the proposed phase control

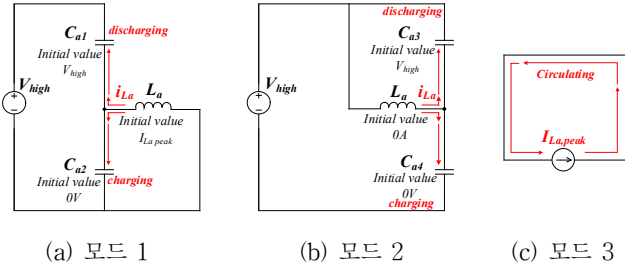


그림 3 동작 모드에 따른 IB LDC 등가 보조 회로
Fig. 3 The equivalent auxiliary circuit of IB LDC circuit

모드 1($t_0 \sim t_1$) : 스위치 2와 4가 턴 온되어 순환 전류가 흐르던 이전 모드에서 스위치 2만 턴 오프시켜 모드 1으로 진입한다. 순환하던 전류는 두 보조 커패시터로 동일하게 나뉘어져 흘러 C_{a1} 은 방전, C_{a2} 는 충전된다. 한 레그의 두 보조 커패시터 C_{a1} , C_{a2} 의 양끝 단자에 입력 전압이 병렬로 연결되어 있어 C_{a1} 이 방전된 만큼 C_{a2} 가 충전된다. 따라서 C_{a1} 양단의 전압이 0[V]로 감소하여 스위치 1에 대한 ZVT 조건을 만족할 때 C_{a2} 전압은 V_{high} 까지 증가한다. 이에 따라 보조 인덕터 L_a 의 양단 전압이 증가하고 음의 방향으로 흐르던 보조 인덕터 전류 i_{La} 는 0[A]로 감소한다. 모드 1은 각 보조 커패시터가 충·방전되는 시간 동안만 동작하며 보조 인덕터 전류 및 모드 동작 시간의 수식은 다음과 같다.

$$I_{La,peak} = V_{high} \sqrt{\frac{2C_a}{L_a}} \quad (1)$$

$$i_{La}(t) = -I_{La,peak} \cos\left\{\frac{1}{\sqrt{2L_a C_a}}(t - t_0)\right\}, (t_0 \leq t < t_1) \quad (2)$$

$$t_1 - t_0 = \frac{\pi}{2} \sqrt{2L_a C_a} \quad (3)$$

모드 2($t_1 \sim t_2$) : 스위치 4를 턴 오프 시키고 동시에 스위치 1를 턴 온 시켜 모드 2로 진입한다. 0[A]로 감소하던 i_{La} 는 양의 방향으로 증가하지만 스위치 3, 4 모두 꺼져있어 각 보조 커패시터 C_{a3} , C_{a4} 로 동일하게 나뉘어 흐른다. 이에 따라 곧바로 C_{a3} 는 방전, C_{a4} 는 충전되면서 L_a 양단 전압이 감소되고 i_{La} 는 선형적으로 증가하지 못한다. 결국 C_{a4} 가 모두 충전되면 V_{ca4} 는 V_{high} 까지 증가하고 보조 인덕터 양단의 전압은 0[V]가 된다. 이에 따라 보조 회로 전류는 더 이상 증가하지 못하고 C_{a4} , C_{a3} 를 충·방전하는 공진 전류만 흐르게 된다. 모드 2에서의 보조 인덕터 전류 및 모드 시간의 수식은 다음과 같다.

$$i_{La}(t) = I_{La,peak} \sin\left\{\frac{1}{\sqrt{2L_a C_a}}(t - t_1)\right\}, (t_1 \leq t < t_2) \quad (4)$$

$$t_2 - t_1 = \frac{\pi}{2} \sqrt{2L_a C_a} \quad (5)$$

모드 3($t_2 \sim t_3$) : C_{a3} 가 모두 방전되면 ZVT 조건하에 스위치 3를 턴 온 시켜 모드 3로 진입한다. 두 스위치 1, 3이 모두 턴 온 상태이므로 폐회로를 형성하고 이에 따라 i_{La} 는 스위치의 역병렬 다이오드로 흐르지 않고 두 스위치를 통해 순환한다. 모드 3의 지속 시간은 한주기 동안 스위치 1의 턴 온 시간이 0.25 시비율을 만족할 때까지 지속된다. 모드 3의 보조 회로 전류 및 모드 시간의 수식은 다음과 같다.

$$i_{La}(t) = I_{La,peak}, (t_2 \leq t < t_3) \quad (6)$$

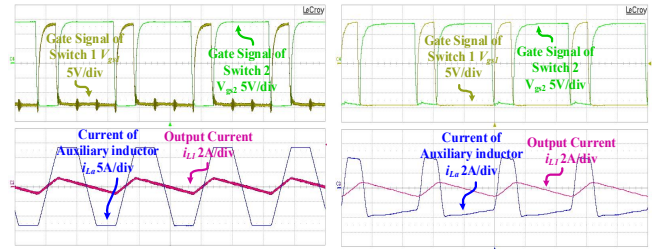
$$t_3 - t_2 = D_{on} T_s - \frac{\pi}{2} \sqrt{2L_a C_a} \quad (7)$$

2.2 실험 설계 파라미터 및 결과

표 1 IB-LDC 실험 파라미터

Table 1 Experimental parameter

파라미터	값	파라미터	값
V_{high}	48[V]	C_{high}, C_{low}	10[μ F]
V_{low}	12[V]	L_1, L_2	100[μ H]
P_o	600[W]	L_a	1.6[μ H]
f_s	200[kHz]	C_a	10[nF]



(a) 위상 제어 전 (b) 위상 제어 후

그림 4 위상 제어 전과 후 실험 파형 비교

Fig. 4 Comparison of experimental waves between before and after using proposed phase control

표 1은 600[W] 용량의 IB LDC 시작품 설계 파라미터를 나타낸다. 위 실험 파라미터 중 보조 인덕터 및 커패시터 값은 IB LDC가 ZVT 조건을 만족하면서 출력단 배터리를 충전 가능하도록 설계된 값이다. 따라서 보조 회로에는 항상 출력 전류보다 큰 전류가 흐른다. 그림 4는 영전류 모드로 진입한 IB LDC에 제안하는 위상 제어를 적용하기 전과 후 실험 파형 비교를 나타낸다. 위상 제어 전은 보조 회로에 약 13[A]의 첨두 값을 갖는 전류가 흐르지만 위상 제어 후에는 약 4[A]의 첨두 값을 갖는 전류가 흐르는 것을 확인할 수 있다. 이를 통해 본 논문에서 제안하는 위상 제어를 적용할 시 영전류 모드에 진입한 IB LDC의 보조 회로 전류가 감소하고 이에 따라 도통 손실이 저감된다는 것을 입증하였다.

3. 결론

ZVT 조건하에 IB LDC가 동작하려면 보조 회로에 공진 전류를 확보해야하기 때문에 보조 회로 전류가 출력 전류보다 크도록 설계되어야 한다. 배터리가 완충되어 IB LDC가 영전류 모드로 진입할 시 입·출력 평균 전류는 0[A]로 감소하지만 보조 회로 전류는 기존의 설계 값에 의해 감소하지 않아 지속적인 도통 손실을 일으킨다. 따라서 본 논문에서는 영전류 모드에 진입한 IB LDC 보조 회로의 전류를 공진 전류만 남기고 감소시켜 보조 인덕터 및 스위치 도통 손실을 최소화하는 위상 제어를 제안한다. 제안하는 위상 제어의 유효성은 PSIM simulation 및 600[W] 용량의 시작품 실험을 통해 검증하였다.

참고 문헌

- [1] 만도 수석연구원 박규식, "차량용 48V 시스템 기술 개발 동향", 자동차용 전장품 신기술 동향 특집, 2014
- [2] Soon Ryung Lee, Bong Yeon Choi, Jong Young Lee, and Chung Yuen Won, "48V to 12V Soft Switching Interleaved Buck and Boost Converter for mild hybrid vehicle application", IEEE Trans. On Electrical Machines and Systems, pp. 1-6, 2016.