

# 넓은 출력전압 제어범위를 갖는 결합인덕터 적용 LLC DC-DC 컨버터

박경수, 김태란, 전용석, 김은수<sup>†</sup>  
 전주대학교

## LLC DC-DC Converter Using Coupled Inductor with Wide Output Voltage Control Range

Kyung-Su Park, Tae-Ran Kim, Yong-Seog Jeon, Eun-Soo Kim<sup>†</sup>  
 JeonJu University

### 1. 서론

최근 넓은 출력전압제어범위를 갖는 LLC DC-DC 컨버터 적용 전원장치가 요구되고 있고, 이를 위해 FB(Full-bridge) LLC 동작과 HB(Half-bridge) LLC 동작모드 전환을 위한 모핑(Morphing Control)제어가 발표되었다<sup>[1]</sup>. 하지만 모핑제어 시 듀티제어(DM, Duty Modulation)와 가변주파수제어(FM, Frequency Modulation)를 통해 FB ⇌ HB 동작모드 전환이 이루어지기 때문에 듀티제어에 따른 하드스위칭손실이 발생하여 운행 중 동작모드 전환이 힘들다는 단점을 가지고 있다. 또한 넓은 출력전압범위를 지원하기 위해 인터리브위상제어(Interleaved Phase-shift Modulation)를 통한 LLC DC-DC 컨버터가 발표되고<sup>[2]</sup> 있지만 이러한 회로는 Out-phase에 의한 LLC 컨버터 동작시 입력과 출력단 모두 병렬 운전하기 때문에 전류불평형이 발생 할 수 있다. 따라서 FB ⇌ HB 동작모드 전환시 소프트스위칭 동작을 할 수 있고, 특히 HB LLC 동작시 입력과 출력단 모두 병렬운전하기 때문에 전류불평형 해소 및 이득특성을 개선할 수 있는 주회로 제어방식이 필요하였다.

본 논문에서는 2개의 HB LLC DC-DC 컨버터 구성과 결합인덕터( $L_{CI}$ ) 사용으로 전류불평형 감소 및 Out-phase 동작 시 공진주파수( $f_{m2} \rightarrow f_{m1}$ )를 낮은 주파수로 이동시켜 이득특성을 개선하고, 동작모드 전환 시 모핑제어를 위해 듀티제어(DM) 대신 위상제어(PM)와 가변주파수제어(FM)를 통해 넓은 출력전압범위( $V_o$ : 16 V<sub>DC</sub>~120 V<sub>DC</sub>)로 동작 가능한 결합인덕터(Coupled Inductor) 적용 LLC DC-DC 컨버터를 제안하였고, 이에 대한 주회로 및 제어 이득특성을 그림 1에 나타내었다.

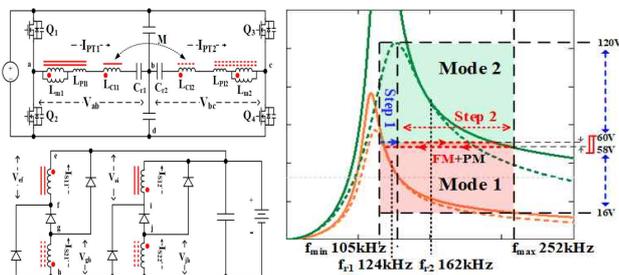


그림 1 결합 인덕터 적용 LLC DC-DC 컨버터

### 2. 결합인덕터 적용 인터리브 LLC DC-DC 컨버터

본 논문에서 제안하는 회로는 두 개의 1차 측 HB LLC 회

로 구성되고 주 스위칭소자( $Q_1 \sim Q_4$ )에 연결된 개별 공진회로에 변압기( $T_1, T_2$ ) 1차 측 누설인덕턴스( $L_{pl1} = L_{p11}, L_{p12}$ )와 자화인덕턴스( $L_m = L_{m1}, L_{m2}$ )의 1차 측 권선과 상호결합된 결합인덕터( $L_{CI} = L_{C11}, L_{C12}$ ), 공진커패시터( $C_r = C_{r1}, C_{r2}$ )로 구성된다. 또한 2차 측 브리지 다이오드( $D_1 \sim D_6$ )에는 변압기( $T_1, T_2$ )의 2차 측 누설인덕턴스( $L_{s11}, L_{s12}$ )성분을 갖는 2차 측 권선이 연결된다.

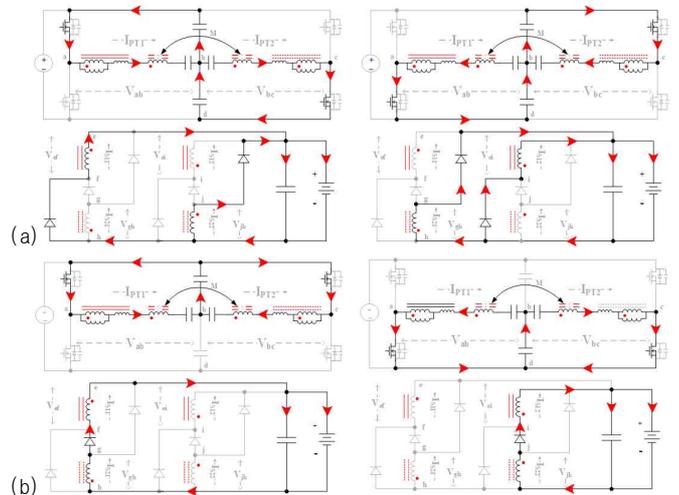


그림 2 (a) Mode 1 전류흐름도 (b) Mode 2 전류흐름도

제안된 회로는 1차 측의 상호교번 동작하는 주 스위칭소자( $Q_1/Q_2, Q_3/Q_4$ )의 위상제어에 따라 두개의 동작모드(Mode 1, Mode 2)로 그림 2와 같이 동작하게 된다. 이때 FB ⇌ HB 동작모드 전환은 모핑제어(PM + FM)를 통해 이루어진다. 동작모드 전환 후 그림 2의 위상차이( $0^\circ$  또는  $180^\circ$ )에 따른 전류흐름에 따라 Mode 1은 1차 측 병렬, 2차 측 병렬로 연결되어 동작하고, Mode 2는 1차 측 병렬, 2차 측 직렬로 연결되어 동작하여 그림 1 (b)와 같이 입력전압 이득 특성이 결정되어 전력을 전달한다.

#### 2.1 동작모드

**Mode 1:** 주 스위칭소자  $Q_1/Q_2, Q_3/Q_4$ 는 50% 듀티, 각 스위치의 동작 위상차이는  $180^\circ$ 로 동작한다. 스위치의 위상차이로 인해 1차 측의 공진인덕턴스로 사용된 결합인덕터( $L_{CI}$ )는 결합상태를 유지하고, 자기인덕턴스(Self-Inductance)와 상호인덕턴스(Mutual-Inductance)의 합을 가지게 된다. 따라서 큰 공진인덕턴스에 따라 공진주파수( $f_{m1}$ )는 낮은 주파수로 이동되어 자화전류증가에 따라 기존보다 높은 입력전압 이득특성을 갖게 된다. 따라서

Mode 1 동작 시 HF LLC DC-DC 컨버터 이득특성을 보완할 수 있다. 이때 회로는 변압기( $T_1, T_2$ )의 2차측 권선 전압극성에 따라 입력전압 모두 병렬운전 동작 시에도 결합인덕터( $L_{CI}$ )에 따라 전류불평형을 저감하며 가변주파수제어(FM)를 통해 넓은 출력전압제어 범위를 갖고 제어할 수 있다. 동작모드 전환 시 낮은 동작주파수에서 원활한 동작모드 전환이 이루어지며, 18 V<sub>DC</sub>~60 V<sub>DC</sub> 사이의 출력전압을 감당할 수 있다.

**Mode 2:** 주 스위칭소자  $Q_1/Q_2, Q_3/Q_4$ 는 50% 듀티, 각 스위치의 동작 위상차이는 0°로 동작한다. 이러한 스위치의 위상차이로 인하여 1차 측의 공진인덕터로서 사용된 결합인덕터( $L_{CI}$ )는 비 결합 상태를 유지하고, 자기인덕턴스와 상호인덕턴스의 차의 값을 가지게 된다. 따라서 작아진 공진인덕턴스 적용에 의해 공진주파수( $f_{m2}$ )는 높은 주파수로 이동되어 가변주파수제어를 통해 이득제어를 한다. 이때 변압기( $T_1, T_2$ ) 2차 측 권선은 전압극성에 따라 직렬 연결되어 58 V<sub>DC</sub>~120 V<sub>DC</sub> 출력전압을 감당할 수 있다.

### 2.2 모핑제어(PM + FM)

제한하는 회로의 동작모드 전환 시 두 가지의 문제점으로 인해 안정적인 제어에 어려움이 있다. 첫 번째는 동작모드 전환 시 스위치의 위상이 180° → 0°로 줄어들며 생기는 모드별 전압이득 차이. 두 번째는 위상차이에 의한 결합인덕터( $L_{CI}$ ) 커플링에 따라 Mode 1의 공진인덕턴스가 Mode 2에 비해 큰 값을 가짐으로써 더 낮은 공진주파수( $f_{m1}$ )를 갖게 되고, 모드변환이 시작되는 지점이 Mode 2의 전압이득 기울기가 양의 방향이 되는 부분인 점이다. 첫 번째의 문제는 위상제어 차이에 따라 생기는 입출력전압 이득 상승을 가변주파수제어(FM)를 통해 보상하는 모핑제어를 통해 대응할 수 있다. 하지만 두 번째 문제로 인해 모핑제어를 사용할 시 Mode 2의 입출력전압 이득특성의 기울기가 음의 방향이 되는 주파수까지 출력전압이 상승하여 과도현상을 증폭시키게 된다. 이러한 문제로 인해 본 논문에서는 모드전환 과정을 두 가지 단계로 나누어 하이브리드로 제어하는 방식을 적용하였다.

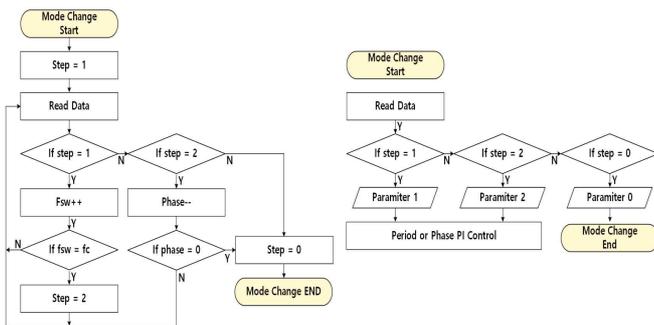


그림 3 제안하는 모핑제어방식 순서도

그림 3은 제안하는 회로의 제어방식에 대하여 순서도를 나타내었다. 동작모드 전환 과정은 두 가지 Step으로 나누어져 진행된다.

**Step 1:** 스위칭주파수를 점진적으로 상승시키고, 이때 높아진 동작주파수로 인해 입출력전압 이득은 감소하게 된다. 이를 위상제어(PM)를 통해 보상하여 안정적인 출력전압을 제어할 수 있다.

**Step 2:** 위상차를 점차 0°까지 감소시키게 되고, 이때 감소하는 위상차이로 인해 입출력전압 이득은 상승하게 된다. 이를 주파수제어(FM)를 통해 보상하여 안정적인 출력전압을 제어할 수 있다.

### 3. 시뮬레이션 결과

본 논문에서는 결합인덕터( $L_{CI}$ )와 동작모드 전환을 통해 넓은

출력전압 범위를 갖는 결합인덕터 적용 LLC DC-DC 컨버터를 제안하였다. 제한한 회로의 동작 및 타당성 검토를 위해 PSIM 전력변환 시뮬레이터의 C-Block을 통해 디지털제어회로를 구현하여 6 kW/50 A의 시뮬레이션을 진행하였고, 시뮬레이션 진행 시 사용된 정격 및 파라미터는 표 1에 나타내었다.

그림 4는 Mode 0부터 Mode 2까지 모드변환을 통해 16 V<sub>DC</sub> / 50 A / 800 W~120 V<sub>DC</sub> / 50A / 6 kW 시뮬레이션을 진행한 결과이다. 1.6초에 걸쳐 출력기준전압( $V_{ref}$ )을 16 V<sub>DC</sub> → 120 V<sub>DC</sub>로 변화함에 따라 출력전압( $V_o$ )은 16 V<sub>DC</sub>~120 V<sub>DC</sub>까지 증가하며, 출력전압( $V_o$ ) 증가에 따라 60 V<sub>DC</sub> 지점에서 Mode 1 → Mode 2 모드변환이 이루어진다. 이때 두 지점에 걸쳐 증가하는 가변스위칭주파수(FM)에 따른 위상제어(Step 1)와 감소하는 위상제어(PM)각에 따른 주파수제어(Step 2)가 이루어져 동작모드 전환 구간에서 안정적인 출력전압 제어를 확인할 수 있었다.

표 1 결합 인덕터 적용 LLC DC-DC 컨버터 입출력사양 및 회로 파라미터

주요 정격	입력 전압 ( $V_{in}$ )	700 V <sub>DC</sub>
	출력전압 ( $V_o$ )/출력전류 ( $I_o$ )/출력용량 ( $P_o$ )	18 V <sub>DC</sub> ~120 V <sub>DC</sub> /50 A/6 kW
파라미터	공진커패시터( $C_{r1}, C_{r2}$ )	14 nF
	Mode 1 공진주파수 ( $f_{m1}$ )	124 kHz
	Mode 2 공진주파수 ( $f_{m2}$ )	162 kHz
변압기 파라미터 ( $T_1, T_2$ )	1차 누설인덕턴스 ( $L_{p1}=L_{p11}, L_{p12}$ )	252 nH
	2차 누설인덕턴스 ( $L_{s1}=L_{s11}, L_{s12}$ )	194 nH
	자화인덕턴스 ( $L_m=L_{m1}, L_{m2}$ )	94.8 uH
	등가누설인덕턴스 ( $L_{eq1}=L_{eq11}, L_{eq12}$ )	13.74 uH
결합 인덕터 ( $L_{CI}$ )	턴-수비 ( $N_{P1}/N_{S1}, N_{P2}/N_{S2}$ )	9 (18/2)
	자기 인덕턴스 ( $L_{11}=L_{22}$ )	80.27 uH
	상호 인덕턴스 ( $M$ )	24.21 uH
	결합 계수 ( $k$ )	0.303

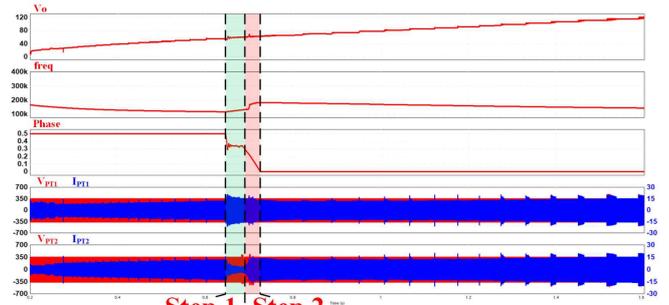


그림 4 동작모드 전환을 통한 시뮬레이션 동작 파형 출력전압/출력전류( $V_o/I_o$ ), 스위칭주파수(freq), 스위치 위상(Phase) 1차 측 변압기 전압/전류( $V_{PT1}/I_{PT1}, V_{PT2}/I_{PT2}$ )

이 논문은 정부(산업통상자원부)의 재원으로 한국에너지기술연구원 지원의 지원을 받아 수행된 연구임(2022400000220, 전북 지역에너지 클러스터 인재양성)

### 참고 문헌

[1] Jovanović, M. M.; Irving, B. T. "On-the-Fly Topology-Morphing Control-Efficiency Optimization Method for LLC Resonant Converters Operating in Wide Input-and/or Output-Voltage Range," IEEE Transactions on Power Electronics. 2016, 31, 2596-2608

[2] Hongfei Wu, Xiaohai Zhan, Yan Xing, "Interleaved LLC Resonant Converter With Hybrid Rectifier and Variable-Frequency Plus Phase-Shift Control for Wide Output Voltage Range Applications," IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 32, No. 6, pp. 4246-4257, June 2017