

단일 변압기를 이용한 고효율·저가격형 다중출력 LLC 공진형 컨버터

조상호, 윤종규, 한상규, 노정욱, 홍성수, 김종해*, 이효범*
 국민대학교 전력전자 연구소, (주)삼성전기 P&M 사업부*

High-Efficiency & Cost-Effective Multi-Output LLC Resonant Converter Using Single Transformer

Sang-Ho Cho, Jong-Kyu Yoon, Sang-Kyoo Han, Chung-Wook Roh, Sung-Soo Hong,
 Jong-Hae Kim*, Hyo-Bum Lee*

Kookmin Univ. Power Electronics Center, Samsung Electro-Mechanics CO., LTD*

ABSTRACT

다양한 기능을 동시에 구현하는 최근의 전자제품을 위한 전력 시스템은 다양한 종류의 전원을 구비해야 하며, 고효율·저가격 특성이 필수적이다.

이를 위해 본 논문은 단일 변압기를 이용한 중 용량급의 고효율·저가격형 다중출력 LLC 공진형 컨버터를 제안한다. 제안된 컨버터는 단일 변압기를 이용하고, 요구되는 출력 당 추가된 1 개의 보조 스위치만으로 구현되므로 저가격화에 유리하다. 또한 제안된 회로의 모든 전력 스위치들은 ZVS 및 ZCS가 가능하므로 스위칭 손실을 최소화 할 수 있다.

최종적으로 제안된 컨버터 및 전원시스템의 우수성과 이론적 분석의 타당성 검증에 위해 42" FHD급 PDP용 전원회로를 위한 시제품을 제작하여 고찰된 실험결과를 제시한다.

1. 서론

고 전력밀도를 통한 시스템 소형화를 실현하기 위해서는 전력변환 컨버터를 높은 스위칭 주파수로 동작시키는 것이 일반적이며, 이 경우 스위칭 손실이 매우 중요한 요소로 작용한다.

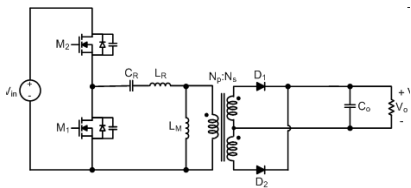


그림 1 기존 LLC 공진형 컨버터

그림 1과 같이 현재 중 용량급에서 가장 많이 채용되고 있는 LLC 공진형 컨버터는 동작 시비율은 항상 고정되는 대신 스위칭 주파수의 변조를 통해 출력전압을 제어하며, 턴-온 시 스위칭 손실을 최소화 할 수 있어 최근 대부분의 중 용량급 전원회로에 매우 적합하게 적용되고 있다^[1]. 또한, LLC 공진형 컨버터의 경우 높은 입력 전압 조건에서 입력 전류는 낮은 피크값과 RMS 값을 가지므로 전도 손실을 최소화 할 수 있다^[1].

2. 기존 다중출력 LLC 공진형 컨버터

그림 1은 기존 LLC 공진형 컨버터로서 단 한 개의 출력 전압을 제공한다. 따라서 대부분의 다중출력을 요하는 전력시스

템은 그림 2와 같이 2 차 측 정류단을 추가 구성해 직류 전압을 얻고, 출력 전압 제어를 위한 벡 컨버터를 추가 구성해 다중출력 전압을 얻고 있으며, 이 경우 원하는 다중출력의 개수 만큼 벡 컨버터를 구성해야 하므로 제작 단가가 상승하는 단점이 있다. 특히, 각 벡 컨버터의 전력 스위치 M3가 소프트 스위칭을 하지 못해 전체 시스템의 전력변환 효율이 낮아지는 단점이 있다^{[1][2]}.

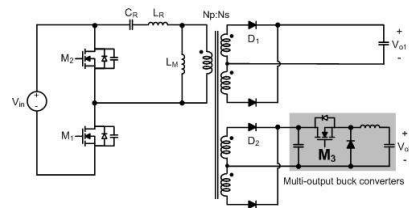


그림 2 기존 다중출력 LLC 공진형 컨버터

3. 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터

상기한 바와 같이 기존의 다중출력 LLC 공진형 컨버터는 벡 컨버터의 추가 구성에 의한 높은 제조 원가의 문제, 전력 스위치의 하드 스위칭으로 인한 스위칭 손실 등으로 인해 전체 시스템의 전력변환 효율이 낮은 문제가 있었다. 따라서 본 논문에서는 중 용량급에 매우 적합한 기존 LLC 공진형 컨버터를 이용하여, 기존 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 문제점을 해결하는, 새로운 다중출력 전원 시스템을 위한 고효율 및 저가격형 다중출력 LLC 공진형 컨버터를 제안하고, 이를 이론 및 실험적으로 검증한다.

3.1 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 동작 원리

그림 3은 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 전력단을 도시하고 있다. 출력 전압 Vo2를 제어하기 위한 정류단은 단 한 개의 스위치 M3로 구성함으로써 저가의 DC/DC 컨버터를 구성할 수 있는 장점이 있다.

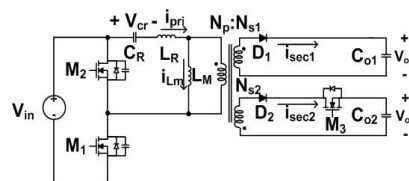


그림 3 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터

그림 4는 본 논문에서 제안하는 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 출력 전압 V_{o2} 의 제어 방법을 나타내고 있는 개념도이다.

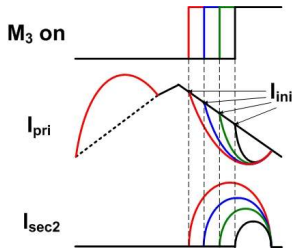


그림 4 출력 전압 V_{o2} 의 제어 개념도

1 차 측 주스위치 M_2 가 턴-온되면 출력 전압 V_{o2} 정류단으로 전력이 공급될 수 있는 조건이 되지만 출력 전압 V_{o2} 정류단의 스위치 M_3 가 턴-오프 상태이면 출력 전압 V_{o2} 정류단으로 전력이 공급되지 않는다. 이 때, 스위치 M_3 가 턴-온 되면 1 차 측 공진 전류가 2 차 측 출력 전압 V_{o2} 정류단으로 공급된다. 이 때 공진 전류(i_{sec2})의 크기는 식 (1)과 같이 스위치 M_3 의 턴-온 시점의 공진전류 초기 값(i_{ini})에 의해 결정된다.

$$i_{sec2}(t) = I_{ini} \cos \omega t - \frac{V_{cr,ini} - V_{LN} - V_{o1}/n}{\sqrt{L_R/C_R}} \sin \omega t \quad (1)$$

즉, 스위치 M_3 의 턴-온 시점을 가변 하는 방법으로 출력 전압 V_{o2} 는 일정한 정전압으로 제어가 된다. 또한, 그림 2의 기존 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 스위치 M_3 가 하드 스위칭 동작 하는 것과 달리 그림 3의 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 스위치 M_3 는 전류의 공진이 완전히 끝나고, 출력 전압 V_{o2} 정류단에 전력이 완전히 공급된 이후 턴-오프 하므로, 영전류 스위칭(ZCS)을 보장하고, 스위칭 손실을 감소시켜 전력 변환 효율이 개선되는 장점이 있다.

3.2 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 동작 해석

LLC 컨버터의 동작 해석에 앞서 다음을 가정하도록 한다.

- i. 모든 소자는 이상적이다. (단, 변압기는 자화 인덕터(L_M), 누설 인덕터(L_R)를 제외하고 이상적이며, MOSFET은 기생 병렬 다이오드 및 기생 병렬 커패시터를 제외하고, 이상적인 스위치로 가정한다.)
- ii. LLC 컨버터는 정상 상태 (Steady-State)에서 동작한다.
- iii. C_{o1} 과 C_{o2} 의 커패시턴스는 충분히 크므로 출력 전압 V_{o1} 과 V_{o2} 를 일정하다고 가정한다.

제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 동작은 1 차 측 MOSFET의 스위칭 상태 및 2 차 측 다이오드와 MOSFET의 스위칭 상태에 따라서 7 개의 Mode로 나눌 수 있다. 그림 5에 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 주요 이론적 과정을 나타내었다. t_0 시점 이전에는 M_1 은 턴-오프 되어있고, M_2 는 턴-온 되어 있으며, 2 차 측에는 전류가 흐르지 않으므로, 변압기에 음의 값을 갖는 자화 전류가 M_2 를 통해서 흐르고 있다.

① **Mode 1** [$t_0 - t_1$] : 변압기의 자화 전류는 음의 값을 가지고 있으므로, M_1 의 역방향 병렬 다이오드를 통해서 흐르게 된다. 변압기의 1 차 측에는 $V_{in} - V_{CR}$ 의 전압이 걸리게 되고 이 전압은 $(N_p/N_{S1})V_{o1}$ 보다 크므로, 2 차 측 다이오드 D_1 이 도통 된다. 동시에 1 차 측 커패시터 C_R 과 1 차 측 인덕터 L_R 은 공진

을 시작하며 변압기의 자화 인덕터에는 $(N_p/N_{S1})V_{o1}$ 전압이 걸려 자화 전류는 선형적으로 증가한다.

② **Mode 2** [$t_1 - t_2$] : L_R 의 전류는 M_1 을 통해서 흐르며, 주요 동작은 Mode 1과 유사하다.

③ **Mode 3** [$t_2 - t_3$] : i_{pri} 와 i_{Lm} 이 같아지면, 변압기 2 차 측으로는 전류가 흐르지 않으므로, 2 차 측 다이오드 D_1 과 D_2 는 턴-오프 된다. $V_{in} - V_{CR}$ 의 전압은 대부분 L_M 에 걸리게 되고 i_{pri} 와 i_{Lm} 이 같은 상태로 C_R 과 공진하면서 증가한다.

④ **Mode 4** [$t_3 - t_4$] : 변압기의 자화 전류는 양의 값을 가지고 있으므로, M_2 의 역방향 병렬 다이오드를 통해서 흐르게 된다. 변압기의 1 차 측에는 $-V_{CR}$ 의 전압이 걸리게 되고 이 전압은 $-(N_p/N_{S2})V_{o2}$ 보다 작으므로, 2 차 측 다이오드 D_2 가 도통할 조건이지만, 스위치 M_3 가 턴-오프되어 있어 Mode 1과 달리, 1 차 측 커패시터 C_R 과 1 차 측 인덕터 L_R 은 공진을 하지 않고 출력 전압 V_{o2} 의 정류단으로 전력이 공급되지 않는다.

⑤ **Mode 5** [$t_4 - t_5$] : L_R 의 전류는 M_2 를 통해서 흐르며, 주요 동작은 Mode 4와 유사하다.

⑥ **Mode 6** [$t_5 - t_6$] : 변압기의 1 차 측에는 $-V_{CR}$ 의 전압이 걸리게 되고 이 전압은 $-(N_p/N_{S2})V_{o2}$ 보다 작으므로, 2 차 측 다이오드 D_2 가 도통된다. 동시에 1 차 측 커패시터 C_R 과 1 차 측 인덕터 L_R 은 공진을 시작하며, 변압기의 자화 인덕터에는 $-(N_p/N_{S2})V_{o2}$ 전압이 걸려 자화 전류는 선형적으로 감소한다.

⑦ **Mode 7** [$t_6 - t_7$] : i_{pri} 와 i_{Lm} 이 같아지면, 변압기 2 차 측으로는 전류가 흐르지 않으므로, 2 차 측 다이오드 D_1 과 D_2 는 턴-오프 된다. $-V_{CR}$ 의 전압은 대부분 L_M 에 걸리게 되고 i_{pri} 와 i_{Lm} 이 같은 상태로 C_R 과 공진하면서 감소한다.

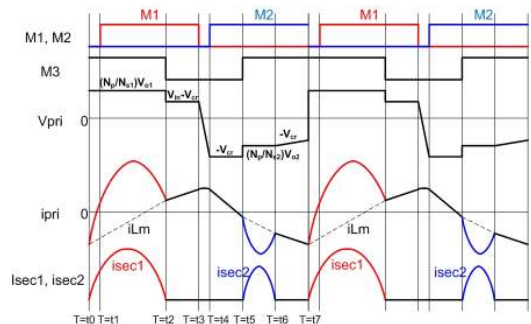


그림 5 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 주요 동작 과정

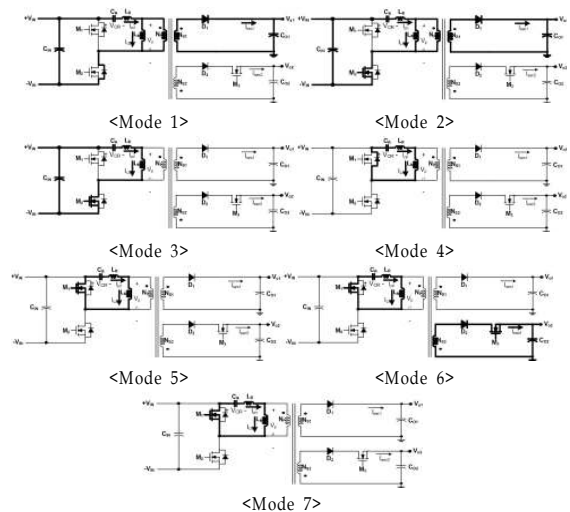


그림 6 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 동작 해석

3.3 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 실험 결과

본 논문에서 제안한 다중출력 LLC 공진형 컨버터의 우수성과 이론적 분석의 타당성 검증을 위해 42" FHD PDP용 전원회로를 위한 시작품을 제작하여 고찰된 실험결과를 제시한다.

설계 조건 및 실험에 사용된 제어 IC는 아래와 같다.

- 42" FHD PDP용 전원회로 설계 사양
 - 입력 : PFC 출력 전압 $V_{DC}=400V$
 - 출력 : 유지 전원(V_{o1})=200V (0.1~1.4A), 기압전원(V_{o2})=50V (0.1~2.0A)
- 공진 탱크 설계 값
 - 트랜스포머 권선비=48:44:12 (EER5455), $C_R=166nF$, $L_R=30\mu H$, $L_M=430\mu H$
- 실험에 사용된 제어 IC
 - High voltage resonant controller : L6598
 - Switch mode pulse width modulation control circuit : TL494

그림 7은 출력 부하 별 각 주요 동작 파형으로 앞서 고찰된 이론적 파형과 동일함을 알 수 있다.

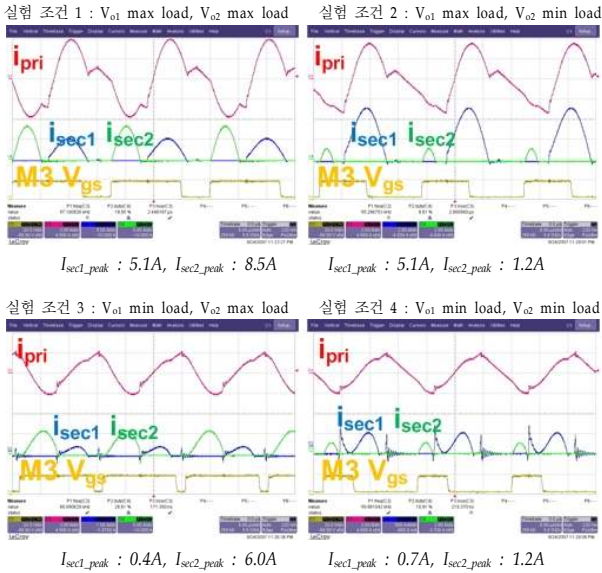


그림 7 출력 부하 별 각 주요 동작 파형

그림 8(a)는 최대 출력 부하 조건에서 공진 캐패시터 C_R 의 양단 전압 V_{CR} , 출력 전압 V_{o2} 정류단의 다이오드 D_2 의 양단 전압 V_{D2} , 2 차 측 스위치 M_3 의 양단 전압 V_{ds} 를 나타내고 있다. 각 주요 소자는 작은 내압의 소자 사용이 가능해 전원 시스템의 단가 절감에 유리하다. 그림 8(b)는 스위치 M_1, M_2 의 영전압 스위칭(ZVS), 그림 8(c)는 스위치 M_3 의 영전류 스위칭(ZCS) 파형을 보이고 있다. 스위치 M_1, M_2 의 전압 V_{ds} 가 0V가 된 이후 스위치가 턴-온 되므로 영전압 스위칭(ZVS)가 보장되며, 스위치 M_3 의 전류 i_{sec2} 가 0A가 된 이후 스위치가 턴-오프 되므로 영전류 스위칭(ZCS)이 보장됨을 확인할 수 있다.

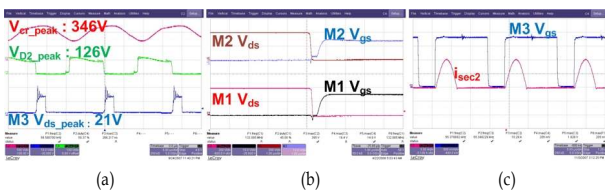


그림 8 최대 부하 조건에서의 각 소자 파형

따라서, 제안된 회로는 전 부하 영역에 대해 1 차 측 스위치는 영전압 스위칭(ZVS)을, 2 차 측 스위치는 영전류 스위칭(ZCS)이 보장되므로, 스위치의 스위칭 손실을 줄여 전력 변환 효율 및 소자 발열 개선에 효과적이다.

표 1은 출력 전압 V_{o1} 과 V_{o2} 의 부하별 전력 변환 효율을 나타낸 표이다. 전력 변환 효율은 최대 부하 조건에서 96.5%로 우수한 효율 특성을 확인할 수 있었다. 또한, 부하 변화에 대한 출력 전압의 변동폭도 $\Delta V_{o1}=0.14V$, $\Delta V_{o2}=0.11V$ 의 출력 전압 변동을 보여 우수한 출력 전압 제어 특성을 보였다. 주파수 변동은 그 변동 범위가 작아 특정 주파수에 대한 최적 설계가 용이하다는 장점이 있다. 또한 표 2는 최대 출력 부하 조건에서 각 소자별 발열을 나타낸 표로서 우수한 전력 변환 효율에 따라 온도 상승이 크지 않음을 알 수 있다. 이는 방열판 크기의 축소가 가능해 제조 원가 절감에도 유리하다.

표 1 각 부하별 출력 전압 및 전력 변환 효율

| V_{o1} (Master) | | V_{o2} (Slave) | | Efficiency (%) |
|-------------------|--------------|------------------|--------------|----------------|
| I_{o1} (A) | V_{o1} (V) | I_{o2} (A) | V_{o2} (V) | |
| 0.1 | 200.05 | 0.1 | 49.49 | 75.5 |
| 1.4 | 199.95 | 0.1 | 49.54 | 96.3 |
| 0.1 | 200.09 | 2.0 | 49.43 | 93.0 |
| 1.4 | 200.03 | 2.0 | 49.48 | 96.5 |

표 2 최대 부하 조건에서 각 주요 소자의 발열 데이터 [°C]

| | Δt | | Δt |
|------------|------------|------------|------------|
| 스위치 M_1 | 6.6 | 다이오드 D_2 | 29.1 |
| 스위치 M_2 | 12.9 | 트랜스포머 코어 | 13.5 |
| 스위치 M_3 | 18.2 | 트랜스포머 권선 | 20.0 |
| 다이오드 D_1 | 31.8 | 주변 온도 | 0.0 |

1 hour aging, Ambient temp.=28°C

4. 결론

본 논문에서는 새로운 다중출력 LLC 공진형 컨버터를 제안하였다. 제안 다중출력 LLC 공진형 컨버터는 하나의 컨버터로 다수의 출력 전압을 얻을 수 있으며, 백 컨버터를 제거하여 소자 수 감소 및 제조 원가를 절감하고, 2 차 측 스위치의 영전류 스위칭(ZCS)을 포함함으로써 전력 변환 효율을 개선했다.

실험 결과 본 논문에서 제안한 다중출력 LLC 공진형 컨버터는 저가의 제조 원가로 우수한 효율을 얻을 수 있으며, 전압 제어 특성 및 발열 특성에서 우수한 특성을 확인할 수 있었다.

따라서 본 논문에서 제안한 다중출력 LLC 공진형 컨버터는 퍼스널 컴퓨터 등의 정보 기기나, 에어컨 혹은 오디오·비주얼 기기 등 다중출력을 요하는 DC/DC 컨버터에 매우 적합하게 적용될 수 있을 것이다.

이 논문은 (주)삼성전기의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

참고 문헌

- [1] Fred C. Lee, "Topology investigation for front end DC/DC power conversion for distributed power system", Bo yang, pp.94-95, pp.109-116, 2003
- [2] 우스이 히로시 외 2 인, "다출력 전류 공진형 DC-DC 컨버터" 대한민국특허청, 출원번호 : 10-2006-7009809, pp5-6, 2006.