

LLC 공진형 컨버터에서 출력 정류단 전류의 분포 균등성 향상을 위한 변압기 권선방법

정지훈, 나태권, 최종문, 권중기
삼성전자 프린팅사업부

Transformer Winding Method to Improve the Current Balance of Output Rectifiers in LLC Resonant Converters

Jee-Hoon Jung, Tae-Kwon Na, Jong-Moon Choi, and Joong-Gi Kwon
Digital Printing Division/Samsung Electronics, Co., Ltd.

ABSTRACT

LLC 공진형 컨버터는 주스위치의 ZVS와 출력정류단의 ZCS가 가능하여 높은 효율로 동작하고, 출력단에 인덕터를 사용하지 않는 장점으로 널리 사용되고 있다. LLC 공진형 컨버터의 출력단 구조는 크게 변압기의 센터탭(Center Tap) 방식과 출력정류기를 Full Bridge로 구성하는 방식이 있는데, 정류기 손실과 재료비 측면을 고려하면 센터탭 방식이 유리하다. 그러나 센터탭으로 분리된 2차측 권선간의 누설 인덕턴스 차이로 인하여 컨버터 동작의 반주기 마다 공진이 어긋날 수 있고, 출력정류단에 흐르는 전류의 RMS 크기도 매 반주기마다 달라져서 동작효율의 감소를 가져올 수 있다. 따라서 본 논문에서는 LLC 공진형 컨버터의 수학적 모델로부터 2차측 권선의 누설 인덕턴스 차이의 영향을 예측하고, 그 영향을 최소화할 수 있는 권선법을 제안한다. 또한 400W급 컨버터에서 실험을 통하여 제안한 방식을 실증하고자 한다.

1. 서론

컨버터 분야에 있어 소형화와 저발열화를 위하여 전력변환 효율을 개선하는 것은 항상 중요한 화두가 되어 왔다. 또한 산업계에 널리 사용되기 위해서는 가격이 저렴해야 하고, 전력변환 소자들이 받는 전압 및 전류 스트레스가 적어야 한다. 이러한 이유로 공진형 컨버터는 dc-dc 전력변환에 있어서 높은 효율로 동작하고 적은 노이즈를 발산하는 주요한 토폴로지로서 컨버터 제어 IC의 발달과 더불어 최근 평판 디스플레이와 같은 이머징 마켓에서 폭넓게 활용되고 있다.

특히 공진형 컨버터의 좁은 고효율 동작영역과 부하 변동에 따른 넓은 동작주파수 변화를 해결한 LLC 공진형 컨버터가 널리 사용되고 있다. LLC 공진형 컨버터의 특징은 주 스위치의 ZVS가 가능한 인덕티브 동작영역이 넓고, 출력전압 레귤레이션을 위한 동작 주파수 변화가 부하 변동에 크게 민감하지 않다. 물론 입력전압 변화에 동작 주파수가 크게 민감하고, 부하가 극도로 적어질 경우 주파수에 의해 출력전압이 제어되지 않는 단점이 있으나, 최근 아날로그 제어 IC들의 발달로 인하여 상기의 단점들을 제어기술로 극복하고 있다. LLC 공진형 컨버터의 개발 초기에는 복잡한 모델링과 불분명한 동작해석으로 인하여 최적설계가 어려웠으나, 최근의 연구에 의하면 First Harmonic Approximation(FHA) 기법과 정확한 모드별 동작해석으로 컨버터 설계의 효율화 및 소자 스트레스의 최적화가

가능해졌다.^[1,2]

LLC 공진형 컨버터 설계 시 재료비 절감을 위하여 공진 인덕터를 변압기의 누설 인덕턴스로 대체하는 방법을 많이 사용하고 있다. 상기의 방법은 변압기 외에 추가적인 인덕터가 필요하지 않는 장점이 있으나, 제작 시 누설 인덕턴스를 효과적으로 관리하기 어려운 문제가 있다. 특히 컨버터의 고효율화와 재료비 절감을 위하여 변압기 2차측을 센터탭(Center Tap)으로 설계할 경우, 2개의 2차측 권선간의 물리적 위치의 차이에 의하여 누설 인덕턴스 오차가 발생한다. 이 누설 인덕턴스 차이는 컨버터의 공진 임피던스 적합성을 나쁘게 만들어 동작 파형의 왜곡과 이에 의한 소자 스트레스 증가 및 효율의 감소를 가져올 수 있다.

본 논문에서는 LLC 공진형 컨버터에서 출력 정류단 전류의 분포 균등성 향상을 위한 변압기 권선방법을 제안한다. FHA 기법을 이용하여 누설 인덕턴스의 차이가 컨버터의 동작에 미치는 영향을 분석하고, 제안된 기술을 통하여 누설 인덕턴스 오차 개선과 이를 통한 동작파형 왜곡의 감소 및 성능 향상을 확인하였다. 그리고 제안한 변압기가 사용된 400W급 LLC 공진형 컨버터를 제작하여 이론적 해석의 타당성 및 성능의 우수성을 검증하였다.

2. LLC 공진형 컨버터의 동작해석

2.1 FHA 기법을 이용한 컨버터 정상상태 해석

FHA 기법을 사용하여 컨버터를 모델링 하면 정상상태에서 공진회로의 구성과 부하변동, 입력전압 변동에 따른 컨버터의 입출력 비율을 주파수에 대하여 구할 수 있다.^[3] 그림 1은 LLC 공진형 컨버터이고, 그림 2는 컨버터의 FHA 모델이다. FHA 기법에 의하여 입출력 전압의 기본과 성분을 다음과 같이 구할 수 있다.

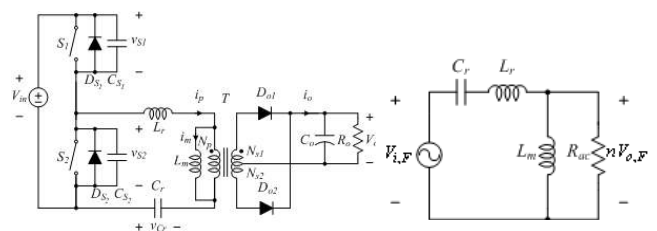


그림 1 LLC 공진형 컨버터
Fig. 1 LLC resonant converter

그림 2 컨버터의 FHA 모델
Fig. 2 FHA model

$$V_{i,F}(t) = \frac{2}{\pi} V_{dc} \sin(2\pi f_s t), \quad (1)$$

$$V_{o,F}(t) = \frac{4}{\pi} V_{dc} \sin(2\pi f_s t - \Phi).$$

이 때, FHA 모델의 입출력 관계식은 다음과 같다.

$$H(s) = \frac{V_{i,F}(s)}{V_{o,F}(s)} = \frac{1}{n} \frac{R_{ac} // sL_m}{(sC_r)^{-1} + sL_r + R_{ac} // sL_m}. \quad (2)$$

하기와 같이 변형된 함수 $T_F(f_s)$ 를 정의하면 입출력 전압의 관계식을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\frac{V_o(f_s)}{V_{dc}(f_s)} = \frac{1}{2n} T_F(f_s) \quad (3)$$

여기서 $T_F(f_s) = n \|H(j2\pi f_s)\|$, $s = j2\pi f_s$ 이다. 또한 정규화된 주파수 f_n 을 이용하면 $T_F(f_s)$ 를 다음과 같이 기술할 수 있다.

$$T_F(f_s) = T_F(f_n) = \left[\left(1 + k - \frac{k}{f_n^2} \right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n} \right)^2 \right]^{-\frac{1}{2}} \quad (4)$$

여기서 $Q = \frac{Z_r}{R_{ac}}$, $Z_r = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$, $R_{ac} = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o$, $k = \frac{L_r}{L_m}$,

$$f_n = \frac{f_s}{f_{r1}}, f_{r1} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}, f_{r2} = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_p C_r}} = f_{r1} \sqrt{\frac{k}{1+k}}$$

와 같이 정리된다. 이 때, 식(4)를 정규화된 주파수에 대해 도 시험해 보면 그림 3과 같은 입출력 전달곡선을 구할 수 있다.

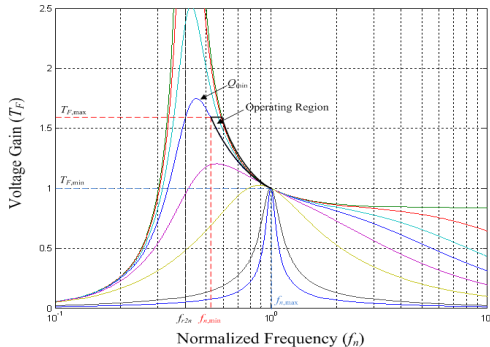


그림 3 FHA 모델의 입출력 전달곡선
Fig. 3 Gain curves of FHA model

2.2 영전압 스위칭 동작조건

LLC 공진형 컨버터의 경우 동작주파수 영역에 따라 주스위치의 영전압(ZVS) 혹은 영전류 스위칭(ZCS)이 가능하도록 설계가 가능하다. 그러나, 주스위치로 MOSFET을 사용할 경우 ZCS보다 ZVS가 더욱 중요하므로 컨버터의 인덕티브 영역 중 전압이득이 1보다 큰 영역에서 주로 사용한다. 상기의 영역은 그림 3에 표기되어 있다. LLC 공진형 컨버터의 1차측 전류 형상을 보면, 상단 혹은 하단 스위치의 턴온 직전에 전류의 방향이 내부 다이오드(Body diode)를 도통시키는 방향이므로 스위치의 출력 캐패시터(Output capacitor)를 방전시키기에 충분한 크기의 전류가 충분한 시간 동안 흐른다면 ZVS가 가능하다.^[1,2]

MOSFET의 ZVS가 가능한 출력 캐패시터의 방전 시간인 스위치 데드 타임(Dead time)은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$t_{dt} \geq \frac{2C_S V_{dc}}{i_{p,dt}} \quad (5)$$

여기서 데드 타임 구간의 1차측 전류는 다음과 같다.

$$i_{p,dt} = \frac{n V_o T_s}{4L_m} = \frac{V_{dc} T_F T_s}{8L_m}. \quad (6)$$

식 (5)와 (6)으로부터 ZVS가 되기 위한 데드 타임은 하기의 조건을 만족해야 한다.

$$t_{dt} \geq \frac{2C_S V_{dc,max}}{T_s T_{F,min} V_{dc,max}} = \frac{16L_m C_S}{T_s T_{F,min}} \quad (7)$$

식 (7)을 자화 인덕턴스에 대해 정리하면 고정된 데드 타임 조건에서 ZVS를 만족하는 자화 인덕턴스의 한계값을 알 수 있다.

$$L_m \leq \frac{T_{F,min} t_{dt}}{16C_S f_s}. \quad (8)$$

자화 인덕턴스의 크기가 클수록 1, 2차 전류의 rms 크기가 작아지고 순환에너지가 줄어들므로 컨버터의 효율이 높아진다. 따라서 실제 회로의 기생(Parastic) 혹은 포유(Stray) 캐패시턴스의 크기를 고려하여 식 (8)의 한계값의 90% 선에서 자화 인덕턴스를 결정할 수 있다.

3. 변압기 권선방법

3.1 공진 인덕턴스에 의한 모델 오차

센터탭을 사용하는 방식의 변압기를 이용한 LLC 공진형 컨버터는 두 개의 2차측 컨덕터의 위치가 완벽히 일치할 수 없기 때문에 2차측 누설 인덕턴스의 차이가 생겨 각각의 권선도통 시 공진주파수가 다르게 된다. 실제적인 변압기는 T 등가회로를 이용하여 자화 인덕턴스와 누설 인덕턴스를 모델링할 수 있다. 이를 이용하여 그림 4와 같이 컨버터의 FHA 모델을 좀 더 현실화 하면 상기의 현상을 해석할 수 있다. 그림 4의 변압기 모델로부터 그림 2의 공진 인덕턴스를 근사화하면 다음과 같다.

$$L_r \approx L_{lk1} + (L_m // n^2 L_{lk2}) \quad (9)$$

이를 이용하여 식(4)를 다시 정리하면 다음과 같다.

$$T'_F(f_n) = \left\{ \left[1 + k_1 - \left(k_1 + \frac{k_2}{1+k_2} \right) \frac{1}{f_n^2} \right]^2 + Q^2 (1+k_2)^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n} \right)^2 \right\}^{-\frac{1}{2}} \quad (10)$$

여기서 $k_1 = \frac{L_{lk1}}{L_m}$, $k_2 = \frac{n^2 L_{lk2}}{L_m}$ 이다. 식 (9)와 (10)을 통해 2차측 권선간의 누설 인덕턴스 차이에 의한 공진 인덕턴스의 오차와 이에 의한 동작점의 변화가 모델을 통해 설명이 가능하다. 그림 5는 2차측 누설 인덕턴스가 반영된 식 (10)에 근거한 입출력 전달곡선이다.

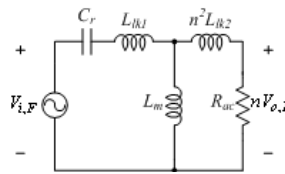


그림 4 변형된 FHA 모델
Fig. 4 Modified FHA model

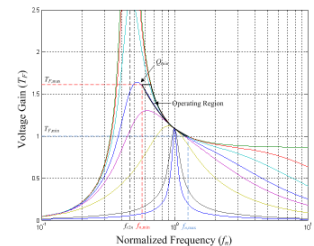


그림 5 새로운 입출력 전달곡선
Fig. 5 New Gain curves

3.2 제안하는 변압기 권선법

LLC 공진형 컨버터의 출력단은 전파정류 방식과 센터탭 방

식으로 설계할 수 있다. 전파정류 방식의 경우 트랜스포머의 권선설계가 단순해지는 장점이 있지만, 다이오드의 추가에 의한 전력손실과 재료비 상승으로 인하여 산업계에서는 센터탭 방식을 선호하고 있다. 그러나 센터탭 방식의 경우 2개의 2차측 권선간의 물리적 위치의 차이에 의하여 누설 인덕턴스 오차가 발생하게 되며, 이 누설 인덕턴스가 공진에 참여하여 공진 주파수의 오차를 야기하여 출력 정류전류 불균형의 원인이 된다. 따라서 누설 인덕턴스의 차이를 가능한 줄이는 권선법을 도입하는 것이 출력단 전력소자의 스트레스를 줄이고 효율을 높일 수 있다. 그림 6에서 기존에 사용되던 2차측의 분리형 권선법과 제안하는 Bifilar 권선법을 도시하였다. Bifilar 권선법을 사용하면 1차측 권선과 2차측 권선간의 물리적 위치 차를 크게 줄여 누설 인덕턴스의 차이를 최소화 시킬 수 있다.

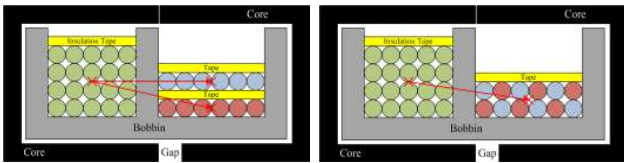


그림 6 LLC 공진형 컨버터를 위한 트랜스포머 권선법
Fig. 6 Winding methods for LLC resonant converters

4. 실험 결과

표 1은 상기에 제시한 변압기 권선법에 따른 누설 인덕턴스의 변화를 보여준다. 표 1의 누설 인덕턴스는 5개의 변압기 샘플에 대한 평균값이다. 제안하는 Bifilar 권선법을 사용 시 기존의 적층 권선법에 비하여 74% 정도의 누설 인덕턴스 오차 저감효과를 보였다. 그림 7은 실험에 사용된 400W급 LLC 공진형 컨버터이다. 그림 8은 400W급 컨버터에서 변압기 교체 전후의 스위칭 전압과 1차측 전류, 출력 정류전류의 파형이다. 기존의 적층 권선법을 사용 시 최대 5A의 전류차이가 제안하는 Bifilar 권선법을 사용 시 0.3A로 크게 줄어든 것을 확인할 수 있다. 표 2는 24V/16A 출력에서 변압기 권선법에 따른 출력 정류기의 rms 전류 및 소비전력과 발열온도 변화를 보여준다. 출력 rms 전류의 감소로 인해 동기정류기에서 도통손실이 저감되고 발열이 감소하는 것을 확인할 수 있다.

표 1 변압기 권선법에 따른 누설 인덕턴스 변화
Table 1 Leakage inductance variations by winding methods

적층 권선법 (uH)			Bifilar 권선법 (uH)		
누설1	누설2	오차	누설1	누설2	오차
25.3	29.5	4.2	27.4	28.5	1.1



그림 7 400W급 LLC 공진형 컨버터의 실물사진
Fig. 7 Photographs of 400W LLC resonant converter

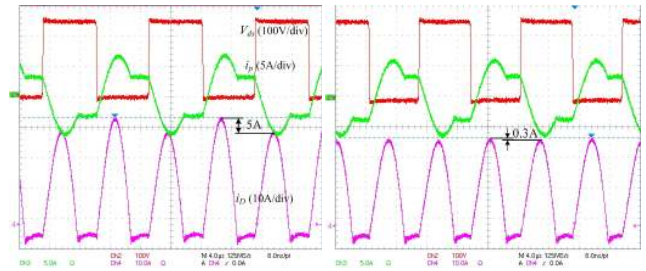


그림 8 트랜스포머 권선법에 따른 출력정류 전류파형
Fig. 8 Current Waveforms of output rectifiers

표 2 변압기 권선법에 따른 소비전력과 발열온도 변화
Table 2 Power consumption and heat variations by winding methods

항목	적층식	Bifilar
출력 rms 전류(A)	11.8/14.2	12.9
소비전력(W)	419.5	417.9
정류기 발열온도(°C)	71.8	67.4

5. 결론

센터탭 방식의 변압기로 구성된 LLC 공진형 컨버터의 출력 정류단 전류의 분포 균등성을 향상하기 위한 변압기의 Bifilar 권선법을 제안하였다. 변압기의 누설 인덕턴스의 차이에 의해 발생하는 출력정류단의 전류 불균형에 의한 rms 전류의 증가는 출력정류기의 도통손실과 발열의 증가를 가져와 컨버터의 전력변환 효율을 감소시키고 스위칭 소자의 신뢰성을 떨어뜨리는 악영향을 준다. 이에 Bifilar 권선법을 이용하면 누설 인덕턴스의 차이를 최소화하여 출력정류단의 전류 불균형을 해소하고 효율을 증가시키며 정류단의 발열을 저감할 수 있다. 높은 효율과 비교적 단순한 구조로 인하여 산업계에 널리 사용되고 있는 LLC 공진형 컨버터에 본 논문에서 제안하는 Bifilar 권선법을 사용할 경우 컨버터의 효율과 신뢰성을 향상시킬 수 있을 것으로 기대된다.

이 논문은 삼성전자 프린팅사업부의 표준파워 Type6 개발 선행과제로 진행된 연구결과임

참고 문헌

- [1] B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F.C. Lee, and J.D. van Wyk, "Optimal design methodology for LLC resonant converter", Proceedings of the IEEE APEC'06, Vol. 1, pp. 533-538, 2006.
- [2] J.H. Jung and J.G. Kwon., "Theoretical analysis and optimal design of LLC resonant converter", Proceedings of the European Power Electronics and Application EPE 2007, Vol. 1, pp. 1-10, 2007.
- [3] C. Adragna, S. De Simone and C. Spini., "A Design Methodology for LLC Resonant Converters Based on Inspection of Resonant Tank Currents", Proceedings of the IEEE APEC'08, Vol. 1, pp. 1361-1367, 2008.