

Integrated Magnetics를 적용한 고속 스위칭 및 고전력밀도 3 레벨 LLC 공진형 컨버터

남경훈¹, 박철완¹, 배지훈¹, 지상근², 류동균², 최흥균², 한상규[†]

High Switching Frequency and High Power Density Three-Level LLC Resonant Converter using Integrated Magnetics

Kyung-Hoon Nam¹, Chul-Wan Park¹, Ji-Hun Bae¹, Sang-Keun Ji², Dong-Kyun Ryu²,
Heung-Gyoon Choi², and Sang-Kyoo Han[†]

Abstract

This paper proposes a three-level LLC resonant converter using integrated magnetics (IM). Given that the switch voltage stress of the proposed converter is guaranteed to be half of the input voltage, the switching losses can be greatly reduced, thereby benefitting the high-frequency operation. To reduce the volume of reactive components such as transformers, high-frequency driving and planar core are applied. However, two resonant inductors and one transformer are required because of the three-level structure and the limited leakage inductance of the planar transformer for the resonant operation. Therefore, the effect of volume reduction is not very large. In order to solve these drawbacks, this paper proposes a new IM that integrates all magnetic elements used in the proposed three-level resonant converter by using the magnetizing inductor as a resonant inductor. The experimental results are presented by conducting a theoretical analysis of a prototype with 350 W to 800 kHz.

Key words: 3-level converter, LLC resonant converter, High frequency switching, High power density, Planar transformer, Integrated magnetics.

1. 서 론

최근 전자기기는 부하전력 증가 및 소형화 추세에 따라 고전력밀도 전원장치에 대한 요구가 급증하고 있으며 이를 위해 회로 내에서 가장 큰 부피를 차지하는 리액티브 소자의 크기 축소가 필수적이다. 상기 리액티브 소자는 스위칭 주파수를 높임으로써 변압기나 인덕터의 사이즈를 대폭 축소할 수 있으나 매 스위칭 시 발생하는 스위칭 손실로 인해 스위칭 주파수 상향에 한계가 존재하므로 최근에는 영 전압 스위칭이 가능한 LLC 공진형 컨버터가 널리 사용되고 있다. 그러나 LLC 공진형 컨버터 역시 수백kHz~수MHz에 이르는 높은 주파

수로 동작할 경우 스위치의 높은 내압으로 인해 턴 오프 손실이 과도해지는 단점이 존재한다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 최근 GaN, SiC 등 신소재를 적용한 반도체 소자를 이용하여 스위칭 속도를 높이고 스위칭 손실을 저감할 수 있다. 하지만 상기 반도체 소자는 상용 제품에 사용하기에 높은 가격을 형성하고 있다. 이를 해결하기 위해 본 논문에서는 Fig. 1과 같이 스위치 전압스트레스를 입력전압의 절반으로 보장함으로써 스위칭 손실을 저감하며, 고속스위칭에 용이한 3-레벨 LLC 공진형 컨버터를 제안한다. 다른 한편으로 자기 소자 부피를 줄이는 방안에는 PCB 패턴을 권선으로 이용한 평판형 변압기(Planar transformer)를 적용하는 방법이 있다. 그러나 높은 자기결합계수를 갖는 평판형 변압기의 특성상 공진동작에 관여하는 누설 인덕턴스 확보가 어려워므로 Fig. 1과 같이 1개의 변압기를 비롯하여 2개의 외부 공진 인덕터가 요구된다. 이를 해결하기 위해 본 논문에서는 자화 인덕터로 공진 인덕터를 대체하는 동시에 모든 자기 소자를 하나로 통합할 수 있는 새로운 IM을 제안하고 이를 적용한 3-레벨 LLC 공진형 컨버터^[1]에 대해 그 타당성을 검증한다.

Paper number: TKPE-2017-22-6-12

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: djhan@kookmin.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Kookmin University
Tel: +82-2-910-5075

¹ Dept. of Electrical Engineering, Kookmin University

² Dept. of Advanced development, SoluM Inc.

Manuscript received Sep. 4, 2017; revised Sep. 21, 2017;
accepted Oct. 13, 2017

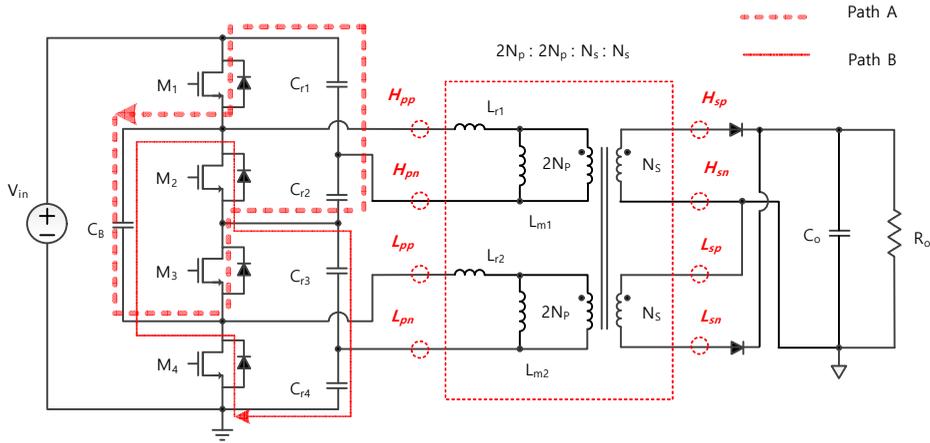


Fig. 1. Proposed 3-Level LLC resonant converter with integrated magnetics.

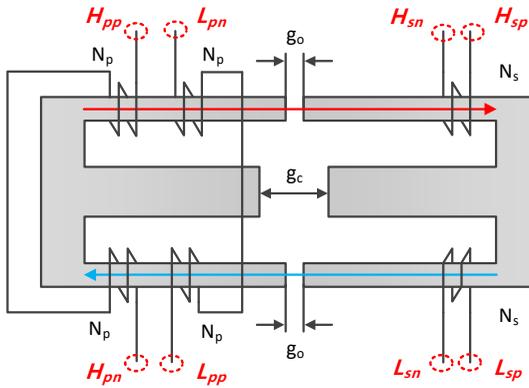
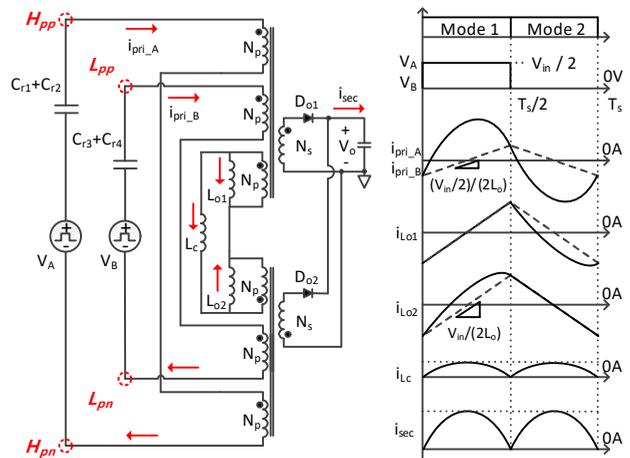


Fig. 2. Winding structure of proposed IM.



(a) Inductance model of Proposed IM (b) Key waveforms
Fig. 3. Inductance model of proposed IM and operational key waveforms.

2. 제안 Integrated Magnetics 적용 3-레벨 LLC 공진형 컨버터

2.1 제안 3-레벨 LLC 공진형 컨버터

기존 3-레벨 구조는 4개의 적층한 스위치의 전압 불균형을 해결하기 위해 전력 반도체를 추가한 구조를 제시하거나^[2] 부가적인 디지털 제어 회로의 추가가 불가피하였다. 반면 본 논문에서 제안하는 3-레벨 LLC 공진형 컨버터의 경우, 커패시터 1개만을 이용하여 전압 평형을 보장할 수 있다. 제안 회로는 Fig. 1과 같다. $C_{r1} \sim C_{r4}$ 는 공진 커패시터, C_B 는 전압 평형을 위한 커패시터이며, 각각에 인가되는 전압을 $V_{Cr1} \sim V_{Cr4}$, V_{CB} 라 하면, 스위치 M_1, M_3 가 on 될 경우, KVL에 의해 path A를 따라 $V_{CB} = V_{Cr1} + V_{Cr2}$ 를 만족하게 된다. 마찬가지로 스위치 M_2, M_4 가 on될 경우, path B를 따라 $V_{CB} = V_{Cr3} + V_{Cr4}$ 를 만족하게 된다. 따라서 직렬로 연결된 4개의 커패시터의 전압 $V_{Cr1} \sim V_{Cr4}$ 의 합은 입력 전압과 같아 회로 동작에 따라 $V_{CB} = V_{Cr1} + V_{Cr2} = V_{Cr3} + V_{Cr4} = V_{in}/2$ 를 만족한다. 따라서 밸런싱 커패시터 C_B 는 전압원의 역할을 하게 되므로 공진동작에 참여하지 않을 만큼 큰 값을 사용하여

야 한다. 제안 회로가 정상상태라면 $H_{pp} - H_{pn}$, $L_{pp} - L_{pn}$ 에는 스위칭 동작에 따라 입력전압의 절반이 각각 인가되며 LLC 공진형 컨버터 2개를 적용한 구조가 된다. 그러므로 회로 동작에 있어 각각의 스위치 전압 스트레스는 기존 LLC 공진형 컨버터와 비교하면 절반으로 줄어들 수 있다. 다른 실험 조건이 동일하다고 가정하면, 저감된 스위치 턴 오프 시 전압과 전류가 겹치는 시간 및 크기가 줄어들어 스위칭 손실을 감소시킬 수 있다. 또한 낮은 스위치 전압 스트레스는 내압이 작은 스위치를 선정할 수 있도록 한다. 일반적으로 낮은 내압을 가지고 있는 스위치는 $R_{ds(on)}$ 및 C_{iss} 가 작아 스위칭 성능을 개선할 수 있다. 보다 구체적인 비교를 위해 기존 LLC 공진형 컨버터에 적용 가능한 650V 내압의 GaN MOSFET인 Transphorm社의 TPH3206과 250V 내압의 Si MOSFET인 Infineon社의 BSC16DN25NS3를 비교하였다. 먼저 스위칭 성능을 비교하면 상승, 하강 시간인 t_r , t_f 는 4ns 수준이었으며, 스위치의 입력 커패시터 C_{iss} 는 700pF 수준이다. 도통 손실을 나타내는 $R_{ds(on)}$ 또한 150m Ω 으로 거의 동일한 값을 가지고 있다. 따라서 내압

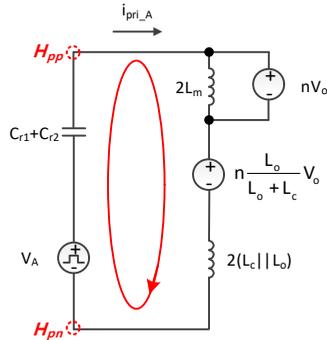


Fig. 4. Equivalent circuit of mode 1 operation(single loop).

을 제외한 스위칭 성능을 나타내는 지표는 거의 동일하면서 가격 측면에서 대략 15배 가량의 차이를 보여 GaN MOSFET과 거의 동일한 수준의 스위치를 사용할 수 있다. 결과적으로 앞서 서술한 요소들이 적용되어 스위치 손실(스위치 턴 오프 손실, 게이트 드라이버 손실)을 감소시킬 수 있으며, 간단한 구조와 일반적인 Si MOSFET을 사용하여 고속 스위칭을 할 수 있어 가격 경쟁력을 가지는 고전력밀도에 적합한 회로를 구현할 수 있다.

2.2 제안 Integrated Magnetics 권선 구조

기존 LLC 공진형 컨버터는 공진 동작을 위한 누설 인덕턴스 확보가 필수적이다. 또한 소형화를 위한 평판형 변압기를 적용하면 그 특성상 외부 인덕터가 필요하다. 뿐만 아니라 제안 3-레벨 LLC 공진형 컨버터의 구조상 공진 인덕터 2개, 변압기 1개가 요구된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서는 상기 자기 소자를 하나로 통합할 수 있는 IM을 제안한다. Fig. 2는 제안 IM의 권선 구조를 나타내고 있다. 이 권선 구조를 Fig. 1에 적용하면 Fig. 2의 $H_{pp} - H_{pn}$, $L_{pp} - L_{pn}$ 은 1차 측에 연결되며, $H_{sp} - H_{sn}$, $L_{sp} - L_{sn}$ 은 2차 측에 각각 연결된다.

Fig. 3-(a)는 3-레벨 LLC 공진형 컨버터 스위칭 동작에 따라 제안 IM을 인덕턴스 모델로 변환하여 도시하고 있다^[3]. 이 때, $H_{pp} - H_{pn}$, $L_{pp} - L_{pn}$ 의 양단에 인가되는 전압을 V_A , V_B 라 하고, 제안 3-레벨 LLC 공진형 컨버터 동작 모드에 따라 각각의 전압은 $V_{in}/2$ 과 0V가 인가되며 각 모드간의 듀티는 50%이다. 이 때, 변압기 코어의 양 외측에 의한 인덕턴스 L_{o1} , L_{o2} , 중측에 의한 인덕턴스 L_c 에 흐르는 전류를 각각 $i_{L_{o1}}$, $i_{L_{o2}}$, i_{L_c} 로 표현하고 이를 Fig. 3-(b)에 도시하였다. M_1 과 M_3 가 on 되면 Mode 1이 시작되며, 1차 측 V_A 와 V_B 에는 $V_{in}/2$ 의 전압이 인가되고 $i_{pri,A}$, $i_{pri,B}$ 는 동일한 전류가 흐른다. 이 때 Dot 방향으로 전류가 흐르게 되어 2차 측 D_{o1} 이 도통된다. 이에 따라 nV_o 가 L_{o1} 에 인가되어 자화 인덕턴스로 동작하며, 공진 전류는 L_c 와 L_{o2} 에 나뉘어 흐른다. 반면 Mode 2는 M_2 와 M_4 가 on 될 때 시작되며, IM 1차 측 V_A , V_B 에 0V의 전압이 인가되어 L_{o2} 가 자화 인덕터로, L_{o1} , L_c 가 공진 인덕터로 동작하게 된다. 나머지 동작은 앞선 설명에 반대로 동작한다. 결과적으로 제안 IM은

Mode 1과 Mode 2에 따라 양 외측의 인덕턴스를 LLC 공진형 컨버터의 자화 인덕턴스와 공진 인덕턴스로 번갈아 동작함으로써 별도의 외부 인덕터 없이 하나의 자성체로 제안 3-레벨 LLC 공진형 컨버터와 동일한 회로 동작을 할 수 있다.

2.3 제안 Integrated Magnetics 설계 파라미터

앞서 2.2에서 기술한 바와 같이 제안 IM은 공진 인덕터와 자화 인덕터의 역할을 번갈아 가며 수행하기 때문에 중측과 외측의 공극을 조절함으로써 자화 인덕턴스와 공진 인덕턴스의 최적 설계가 가능하다. 또한 Fig. 3-(a)의 인덕턴스 모델을 2개의 단일 루프 회로로 간단하게 나타낼 수 있고, 이 중 Mode 1에서의 등가 회로를 Fig. 4에 나타내었다. Fig. 3에 표현한 외측의 자화 인덕턴스 L_{o1} 는 1차 측에서 $2L_{o1}$ 로 증가화 할 수 있으며, 누설 인덕턴스 역할을 하게 되는 반대쪽 외측과 중측의 자화 인덕턴스는 $2(L_{o2} || L_c)$ 로 증가화할 수 있다. 다른 한편으로 기존 LLC 공진형 컨버터의 경우, 출력 전압이 자화 인덕턴스에 인가된 반면 제안 IM 구조는 출력 전압이 중측과 반대편 외측에 영향을 미쳐 Fig. 4와 같이 전압원을 추가한 형태로 증가화 될 수 있다. 따라서 Fig. 4에서 인가되는 전압의 평균값을 KVL하면 식 (1)이 도출된다.

$$\langle V_A \rangle = \frac{V_{IV}}{4} = n V_o \left(1 + \frac{L_o}{L_o + L_c} \right) \quad (1)$$

식 (1)로부터 권선 비 $n(N_p / N_s)$ 를 도출하면 다음과 같다.

$$n = \frac{V_{IV}}{\left[4 V_o \left\{ 1 + \left(\frac{L_o}{L_o + L_c} \right) \right\} \right]} \quad (2)$$

또한 설계를 위한 외측의 인덕턴스 L_o , 중측의 인덕턴스 L_c , 공진 인덕턴스 L_r , 자화 인덕턴스 L_m , 을 도출하면 아래의 식 (3) ~ 식 (5)가 도출된다.

$$L_o \approx \frac{N_p^2 \mu_0 A_o}{g_o} \quad L_c \approx \frac{N_p^2 \mu_0 A_c}{g_c} \quad (3)$$

$$L_r = 2(L_o || L_c) \approx 2 \left\{ \left(\frac{N_p^2 \mu_0 A_o}{g_o} \right) || \left(\frac{N_p^2 \mu_0 A_c}{g_c} \right) \right\} \quad (4)$$

$$L_m = 2L_o \approx 2 \left(\frac{N_p^2 \mu_0 A_o}{g_o} \right) \quad (5)$$

이 때, 외측에 의한 인덕턴스 L_{o1} , L_{o2} 는 L_o 로 같은 값을 가지며, 외측의 공극과 단면적을 g_o , A_o , 중측의 공극과 단면적을 g_c , A_c 라고 정의하고 자성체의 투자율 μ_c 는 공극의 투자율 μ_0 에 비해 매우 크다고 가정한다.

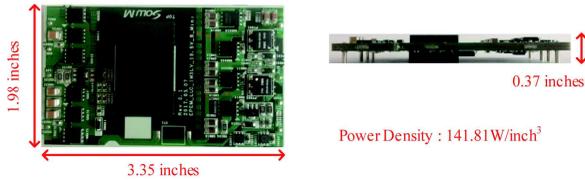


Fig. 5. Size and power density of 3-level LLC resonant converter with IM.

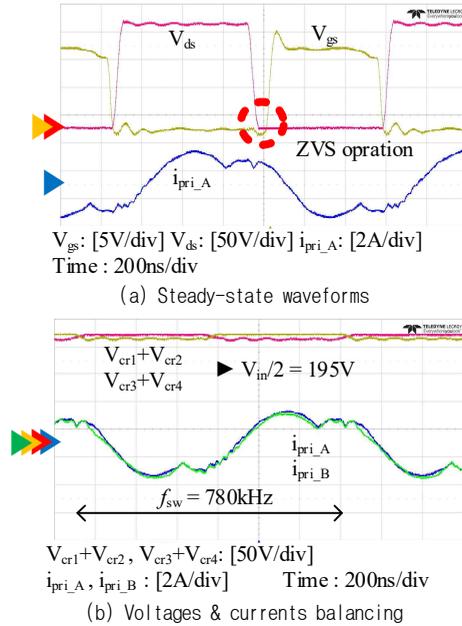


Fig. 6. Experimental waveforms of 3-Level LLC resonant converter with proposed IM.

3. 실험 결과

제안 IM 구조의 타당성 검증을 위해 350W/800kHz급 시작품을 제작하였으며, 입/출력 사양 및 공진 주파수 값은 $V_{in} = 390V$, $V_o = 19.5V$, $I_o = 17.95A$, $P_o = 350W$, $f = 800kHz$, $n = 3$, $L_r = 3.2\mu H$, $L_m = 9.2\mu H$, $C_r = C_{r1}+C_{r2} = C_{r3}+C_{r4} = 13.2nF$, $C_B = 100nF$ 이다. 또한 1차 측 Main MOSFET은 앞서 2.1절에서 비교 고찰하였던 Infineon社의 BSC16DN25NS3을 사용하였다. Fig. 5는 본 논문의 실험에서 사용된 시작품 및 그 크기를 나타낸 사진이다. 고효율 및 고속 스위칭으로 인한 부피 저감 결과 $141.81W/in^3$ 의 고전력밀도를 달성하였다. Fig. 6은 정상상태시 각부 주요 파형을 나타낸 것으로써 Fig. 6-(a)는 최대 부하에서의 정상상태 파형을 나타내며, 정상상태 스위칭 주파수 780kHz, 턴 온 시 영전압 스위칭이 보장됨을 확인 할 수 있다. Fig. 6-(b)는 3-레벨 동작에 따른 스위치 양단의 전압 평형과 변압기 1차 측 전류 평형 보장함을 보이는 파형이다. 즉, 회로 동작에 따라 $V_{Cr1}+V_{Cr2}$ 과 $V_{Cr3}+V_{Cr4}$ 이 $V_{in}/2$ 인 195V로, 전압 평형에 따라 1차 측으로 인가되는 i_{pri_A} 와 i_{pri_B} 또한 균등하게 유지된다. Fig. 7은 부하별로 측정된 입출력 전력 변환효율로써 최대 효율 96.1%로 고효율을 획득함을 확인할 수 있다.

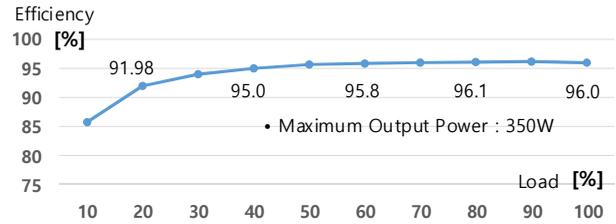


Fig. 7. The measured efficiency of the 3-level LLC resonant converter with proposed IM.

4. 결론

본 논문에서는 고전력밀도를 위하여 3-레벨 LLC 공진형 컨버터와 회로의 자기 소자의 부피를 저감할 수 있는 IM을 제안하였다. 제안 3-레벨 공진형 컨버터는 스위치의 전압 스트레스를 저감하여 스위칭 손실을 줄일 수 있으며, 스위칭 성능이 좋고 가격경쟁력을 갖추고 있는 스위치를 선정할 수 있어 기존 LLC와 비교하여 낮은 가격으로 고주파수 구동에 유리한 장점이 있다. 또한 자기소자의 부피를 저감하기 위해 적용한 평판형 변압기는 그 특성 상 누설 인덕턴스 확보가 어려우므로 별도의 외부인덕터가 필수적이다. 따라서 이러한 단점을 극복하기 위해 제안된 IM은 자성체 외측과 중측의 인덕턴스를 자화 인덕턴스와 공진 인덕터로 사용함으로써 하나의 자성체로 제안 3-레벨 LLC 공진형 컨버터에 적용 될 수 있도록 자기 소자를 하나로 통합하였다. 이러한 권선 구조를 자성체 모델 분석을 통해 회로 동작을 이론적으로 분석하고 이론적 분석 결과를 바탕으로 350W급 시작품의 실험 결과를 제시하여 고전력밀도를 획득할 수 있음을 검증하였다. 따라서 본 논문에서 제안된 IM 3-레벨 LLC 공진형 컨버터는 고전력 밀도를 요구하는 응용례에 널리 적용 될 것으로 기대된다.

본 논문은 SoluM Inc.의 Module Power 개발사업과 2017년 국민대학교 교내 연구비 지원에 의하여 연구되었음을 밝힙니다.

References

- [1] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang, G. Huang, "LLC resonant converter for front end DC/DC conversion," in *IEEE-APEC*, Vol. 2, pp. 1108-1112, 2002.
- [2] Yilei Gu, Zhengyu Lu, Lijun Hang, Zhaoming Qian, Guisong Huang, "Three-level LLC series resonant DC/DC converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 20, pp. 1492-1503, 2005.
- [3] D.K.-W.Cheng, Leung-Pong Wong, Yim-Shu Lee, "Design, modeling, and analysis of integrated magnetics for power converters," in *2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual*, Vol. 1, pp. 320-325, 2000.