

# Coupled Inductor를 활용한 배전류 정류 회로를 적용한 LLC 직렬 공진 컨버터의 수식화 해석

신정윤<sup>1</sup>, 황순상<sup>2</sup>, 윤병철<sup>2</sup>, 김학원<sup>†</sup>, 조관열<sup>1</sup>

## Mathematical Analysis of LLC Series Resonant Converter with Current Doubler Rectifier using Coupled Inductor

Jung-Yoon Shin<sup>1</sup>, Soon-Sang Hwang<sup>2</sup>, Byung-Chul Yoon<sup>2</sup>, Hag-Wone Kim<sup>†</sup>, and Kwan-Yuhl Cho<sup>1</sup>

### Abstract

This study proposes an LLC series resonant converter with a current doubler using a coupled inductor as a rectification circuit for the secondary side. The current doubler circuit is generally used for a high-voltage input and low-voltage output circuit to obtain high efficiency with small transformer turn ratio. However, an inductive circuit is not generally used in the secondary side of an LLC series resonant converter. If inductive components exist on the secondary side, the resonant characteristics are changed through the secondary inductive circuit. Mathematical analysis shows that the secondary-side current doubler with coupled inductor is not affected by the resonant characteristic of the primary LLC if leakage inductance occurs in the coupled inductor. Results of the analysis are proven by simulation; an experiment is also conducted for the proposed circuit.

**Key words:** DC-DC converter, LLC series resonant converter, Current-doubler rectifier

### 1. 서 론

전원 장치 설계 시 높은 전력 밀도와 효율 특성은 매우 중요하다. 이러한 전원 장치의 고효율화 추세로 인해 최근 효율을 높일 수 있는 기술에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이의 대표적인 방법이 스위칭 손실을 줄일 수 있는 소프트 스위칭 기술이다. 최근에는 이런 소프트 스위칭 기술을 적용한 DC-DC 컨버터들이 연구되어지고 있는데 그 중 LLC 직렬 공진 컨버터는 구조가 간단하고 부품의 수가 비교적 적어 제작단가가 저렴하며 상대적으로 고집적화를 통해 체적을 줄일 수 있다는 장점이 있다.<sup>[1]-[4]</sup> 일반적으로 LLC 컨버터는 높은 스

위칭 주파수에서도 불구하고 높은 효율을 얻을 수 있어야 하는데, LLC 직렬 공진 컨버터는 소프트 스위칭인 영전압 스위칭(Zero Voltage Switching)이 보장되므로 높은 주파수 영역에서 스위칭 손실을 줄여 고효율이 가능하므로 이에 적합하다. 뿐만 아니라 넓은 입력 전압 범위에서 대처가 가능한 넓은 전압이득 특성을 가지므로 홀드 업 타임(hold-up time) 요구 조건을 고려한 설계 시에도 컨버터의 특성을 유지한다.<sup>[5]</sup> 이런 고효율 설계가 가능한 장점으로 인해 현재 DC-DC 컨버터 회로 가운데 가장 뛰어난 특성을 보유하고 있다.<sup>[1][6]</sup>

한편 최근 통신기술의 발달로 인하여 통신용 전원 장치가 대용량화 되는 추세에 있다. 일반적으로 통신 전원은 AC-DC 컨버터와 DC-DC 컨버터의 2단계로 구성된다. AC-DC 컨버터는 교류의 상용 전원을 정류하여 높은 DC 전압을 얻고, 이 DC 전압을 입력으로 한 DC-DC 컨버터를 통하여 통신용 전압인 52V의 전압을 얻는 방식이 일반적이다. 대용량 통신용 장치의 경우 일반적으로 3상 전원으로부터 입력을 받으며, 3상 입력을 갖는 AC-DC 컨버터의 경우 단상 AC-DC 컨버터보다 상대적으로 높은 고전압의 DC 출력이 발생하게 된다.

Paper number: TKPE-2014-19-5-7

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

<sup>†</sup> Corresponding author: khw@ut.ac.kr, Dept. of Control & Instrumentation Eng., Korea Nat'l Univ. of Transportation  
Tel: +82-43-841-5322 Fax: +82-43-841-5320

<sup>1</sup> Dept. of Control & Instrumentation Engineering, Korea Nat'l Univ of Transportation

<sup>2</sup> Power Research Lab. DongAh Elecomm.

Manuscript received Mar. 10, 2014; accepted Aug. 28, 2014

그 출력을 입력으로 하는 DC-DC 컨버터의 경우 높은 DC 입력 전압으로 인하여, 전력 변환 시에 1차 측과 2차 측간에 전압 변환 비율이 높게 되며, 이로 인하여 전체 변압기의 손실이 발생하게 된다.<sup>[6]</sup> 고전압 입력에서의 손실을 줄이기 위해 3-Level LLC 컨버터를 이용하는 방법이 기존의 제안된바 있으나, 이는 1차 측의 흐르는 전류를 나누어 주어 변압기의 1차 측 손실은 줄일 수는 있지만 큰 전류가 흐르는 2차 측의 변압기 손실까지는 해결하지 못한다.<sup>[7]</sup> 그러므로 본 논문에서는 변압기의 높은 턴 비로 인하여 발생하는 문제점을 해결하기 위하여 높은 DC 입력 전압에 적합한 직렬 입력 병렬 출력 구조의 LLC 컨버터를 활용한다.<sup>[8][9]</sup> 그러나 이러한 방식은 컨버터의 코어 간의 인덕턴스 편차와 전압 불평형 문제를 초래하나 두 개의 변압기를 이용해서는 이러한 직병렬 구조의 LLC 컨버터의 전압 문제는 해결되지 않는다. 그러므로 본 논문에서는 두 컨버터의 코어 간의 인덕턴스 편차를 해소하고 전압 불평형을 막기 위하여 하나의 변압기를 이용하였다. 일반적으로 배전류(Current-Doubler) 정류회로는 입력 전압이 높고 출력 전압이 낮은 경우 변압기의 높은 턴 비 문제를 해결하기 위하여 사용된다.<sup>[6][10]</sup> 그러나 일반적인 배전류(Current-Doubler) 정류회로의 경우 변압기 LLC 컨버터의 2차 측에 인덕터가 추가됨으로 인하여 1차 측의 공진 특성에 영향을 미친다. 이에 따라 일반적인 방식의 배전류 정류회로를 LLC 컨버터의 2차 측에 적용하기 어렵다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서는 결합된 인덕터(Coupled-Inductor)를 활용한 배전류 정류 회로를 제안하였다. 제안된 결합된 인덕터를 활용한 배전류 정류회로의 경우 1차 측 공진 특성에 영향을 미치지 않음을 수학적 해석을 통하여 검증하였으며, 또한 제안한 방법에 대하여 컨버터에 대하여 모의해석 및 제작 실험을 실시하여 제안한 방식의 동작 가능성을 확인하였다.

## 2. 본 론

### 2.1 주회로 구성

교류 3상 380V를 입력 전압으로 사용하는 대용량 통신용 전원 장치는 직류 링크 전압이 680V 이상의 고전압을 가지며, 통신용 DC-DC 컨버터는 높은 직류 링크 전압을 이용하여 부하에 공급되는 정격 전압인 54V를 생성한다. 고전압의 입력 전압을 활용하여 정격 출력 전압 54V를 얻기 위하여, 기존의 일반적인 하프 브리지(Half-Bridge) LLC 컨버터와 같은 방식을 사용할 경우 1차 측과 2차 측의 변압기 턴 비가 상당히 큰 값이 요구되어 변압기 설계가 어렵고 상대적으로 큰 변압기 손실이 발생한다. 일반적으로 이런 높은 변압기 턴 비 문제를 해결하기 위하여 하프 브리지(Half-Bridge) LLC

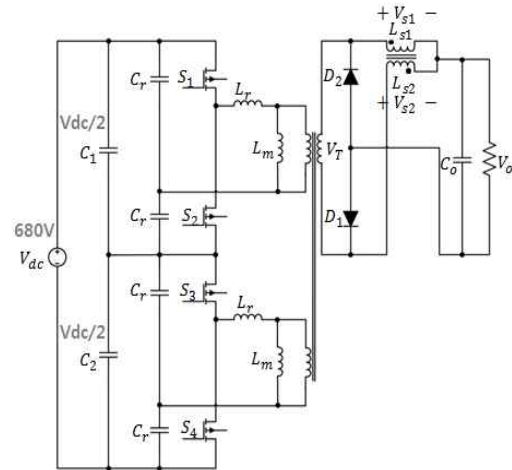


Fig. 1. LLC converter applying proposed current-doubler circuit using coupled inductor.

공진 컨버터 두 레벨을 사용하여 1차 측은 직렬로 연결하고 2차 측은 병렬 출력으로 회로를 구성하는 것이 일반적이다. 본 논문에서는 대용량의 LLC 컨버터에서 변압기의 높은 턴 비 문제를 해결하기 위하여 입력 직렬 출력 병렬 구조를 가지도록 LLC 컨버터의 두 레벨을 활용하고, 또한 변압기 2차 측에 본 논문에서 제안하는 배전류 정류회로를 사용하여 높은 변압기 턴 비 문제를 추가적으로 해결하고자 한다.

그림 1은 본 논문에서 적용된 결합된 인덕터를 사용한 배전류(Current-Doubler) 정류회로가 적용된 LLC 직렬 공진 컨버터의 주 회로도를 나타낸 것이다. 대용량 통신용 전원의 경우 높은 직류 링크 전압으로 인하여, DC-DC 컨버터의 두 레벨을 직렬로 구성하여 그림 1과 같이 각 레벨의 입력 전압이  $V_{dc}/2$ 로 되게 한다. 이때 각 레벨은 5kW급 LLC 공진 컨버터로, 두 레벨을 직렬로 연결하여 전체 10kW의 대용량 LLC 컨버터를 구현했다. 각 레벨의 LLC 컨버터의 1차 측 회로는 기존의 LLC 공진 컨버터와 같은 하프 브리지 형태를 가지며 공진 탱크를 포함한 대부분의 구성은 동일하다. 1차 측 회로 구성 시에 변압기를 제외한 다른 소자들은 단일 5kW급 LLC 컨버터와 모두 동일한 구성과 값을 가지게끔 해야 한다. 동작 역시 기존의 하프 브리지 LLC 공진 컨버터와 동일하다. 2차 측은 LLC 공진 컨버터에서 일반적으로 사용하는 센터 탭(center-tap) 정류방식이 아닌 배전류 정류회로로 구성하였다. 이는 일반적인 배전류 정류회로와 유사하게 구성되나, 기존의 배전류 회로와 달리 서로 다른 방향의 도트를 갖는 방향으로 결합된 인덕터를 갖는다. 본 논문에서 제안된 결합된 인덕터로 인해 기존의 배전류 정류 동작과 유사하나 동일하게 동작되지 않는다. 변압기 2차 측에 배전류 정류방식을 사용함으로써 2차 측 권선의 전류 스트레스가 감소되었으며, 센터 탭 정류회로를 사용하지 않으므로 권선의 유

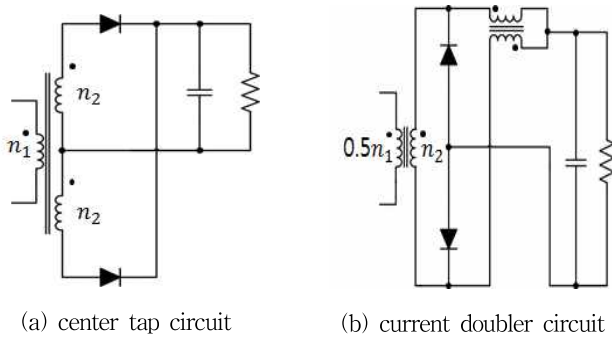


Fig. 2. Comparison of center tap circuit and current doubler circuit for secondary side.

연성 역시 증가되었다. 상대적으로 센터 탭 방식에 비해 적은 턴 비를 갖게 되므로 변압기의 1차 측 손실 역시 감소한다. 그림 1의 제안된 대용량 LLC 컨버터의 또 다른 특징으로 변압기 하나만 사용한 단일 변압기 방식을 들 수 있으며, 단일변압기 방식으로 스테이지 간 문제가 해결할 수 있다. 제안된 단일 변압기 방식은 코어 자체의 편차로 인한 과 권선 방법에 의한 편차가 발생되지 않는다.

제안된 대용량 LLC 회로는 두개의 컨버터 단의 입력을 직렬로 연결하였으며 상단 레벨(High Level) 및 하단레벨(Low Level) 간 출력은 병렬 연결되어 있다. 또한 상단과 하단 간을 막기 위해 변압기 하나만을 사용하였으며 2차 측은 결합된 인덕터를 사용한 배전류 정류방식으로 구성된 10kW급 대용량 공진 컨버터이다.

## 2.2 센터 탭 정류 방식과 배전류 정류 방식의 차이

기존의 LLC 직렬 공진 컨버터의 경우 2차 측 정류 단으로 센터 탭(center-tap) 방식을 사용하는 것이 일반적이다. 센터 탭 방식은 그림 2의 (a)와 같이 2차 측이 두 개의 권선과 두 개의 다이오드로 구성된 형태이다. 그렇기 때문에 두 개의 권선이 각각 동일한 특성을 가져야 하는데 센터 탭 방식의 변압기는 권선 방식에 따라 두 개의 권선 간의 특성이 다를 가능성이 높다.<sup>[11]</sup> 따라서 각 권선 간의 턴 비나 누설 인덕턴스의 차이가 발생함에 따라 스위치의 턴 온 한 주기 동안 1차 측에서 2차 측으로 전달되는 전류간의 불균형 현상이 발생하게 된다. 이뿐 아니라, 통상용 정류기의 경우 서론에서 언급했듯이 AC-DC, DC-DC 2단계로 구성되는데 앞단의 AC-DC 컨버터의 경우 680V 이상의 고전압이 출력되므로 DC-DC 컨버터는 높은 전압 변환비율을 갖게 된다.

이로 인해 변압기의 손실이 발생하게 된다. 이에 따라 센터 탭 정류방식 대신 배전류 정류방식을 사용하게 되면 변압기의 손실을 줄일 수 있다. 배전류 정류회로의 특징은 변압기 2차 측 전류가 부하 전류의 1/2배가 된다

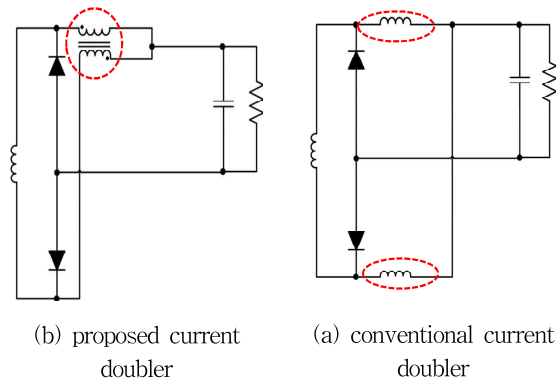


Fig. 3. Comparison of conventional current doubler circuit and proposed current doubler circuit.

는 것이다. 따라서 2차 측 변압기 전류가 센터 탭 방식과 달리 부하전류의 1/2배가 되므로 큰 전류가 흐르는 변압기 2차 측 전류의 감소로 인하여 2차 측 변압기 동손이 센터 탭 방식에 비해 감소하게 된다. 또한 표 1에서 나타 낸 바와 같이 센터 탭 방식의 변압기 턴 비가 3.6으로 대략 4정도인 것에 반해 배전류 방식의 변압기 턴 비는 1.5 정도로, 2차 측 턴 수가 동일하다고 가정하면 배전류 방식이 상대적으로 1차 측 턴 수가 작아질 수 있다. 이로 인하여 변압기의 1차 측 동손이 저감되므로 전체 적인 변압기 손실이 센터 탭 정류방식 일 때보다 배 전류 정류방식 일 때 감소하게 된다. 이 뿐만 아니라 기존의 센터 탭 방식의 경우 정류 다이오드의 전압 내압이 출력 전압의 2배인데, 배전류 방식을 이용하더라도 센터 탭 방식과 동일하게 전류 다이오드 전압 내압은 출력 전압의 2배를 갖게 되므로 상대적으로 낮은 내압을 갖는 정류 다이오드로 충분하다. 그러므로 일반적인 LLC 컨버터에서 사용하는 센터 탭 방식에 비해 배 전류 방식을 사용하는 경우 변압기의 1차 측과 2차 측에 동손이 감소하여 전체적인 변압기 손실의 저감을 가져올 수 있어, 고전압 입력 저전압 출력 대용량 응용에서 고 효율화에 유리하다.

## 2.3 제안된 배전류 회로 특성 및 수식화 해석

기본적으로 배전류 정류회로는 그림 3의 (a)와 같이 2차 측에 출력 인덕터 두개를 포함하는 회로이다.<sup>[6]</sup> 그러나 일반적으로 LLC 직렬 공진 컨버터의 경우 2차 측에 인덕터와 같은 유도 성 부하를 사용하지 않는다. 그 이유는 LLC 공진 컨버터의 부하 단에 전달되는 전력은 공진 탱크와 부하 저항에 따라 달라지나, 유도성 부하가 있는 경우 LLC 공진 컨버터의 공진 특성에 영향을 주어 그 특성이 바뀌기 때문이다. 이 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서는 그림 3의 (a)와 같이 두 개의 인덕터를 사용하는 기존의 배전류 정류회로 대신 그림 3의 (b)와 같이 결합된 인덕터(Coupled-Inductor)를 2차 측

TABLE I  
COMPARISON OF TURN RATIO BETWEEN CENTER  
TAP CIRCUIT AND CURRENT DOUBLER CIRCUIT

(a) center-tap			(b) current-doubler		
N	N <sub>p</sub>	N <sub>s</sub>	N	N <sub>p</sub>	N <sub>s</sub>
3.6	20	5	1.57	11	7

출력 인덕터로 사용하였다. 따라서 항상 어느 한 쪽 인덕터에 전류가 흐르게 되면 다른 쪽 인덕터에도 부하 전류의 입장에서 동일한 방향의 전류가 인가되므로 기존의 배전류 정류회로에서 전류가 서로 번갈아 가면서 인터리브(Interleave) 형태로 흐르는 것 과 달리 같은 방향으로 전류가 유도되므로 동일한 위상을 갖는 전류 파형이 출력된다.

그림 4에서 나타낸 서로 다른 방향으로 점을 갖는 결합된 인덕터가 포함된 LLC 공진형 컨버터의 2차 측 배전류 정류회로의 동작에 대한 수학적 해석은 아래와 같다. 그림 4의 회로에서 인덕터 L<sub>s1</sub>의 전압을 V<sub>s1</sub>, L<sub>s2</sub>의 전압을 V<sub>s2</sub>라 할 때 결합된 인덕터의 전압 식은 식 (1)과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{s1} &= L_{s1} \frac{di_{s1}}{dt} - M \left( \frac{di_{s2}}{dt} \right) \\ V_{s2} &= -L_{s2} \frac{di_{s2}}{dt} + M \left( \frac{di_{s1}}{dt} \right) \end{aligned} \quad (1)$$

여기서  $i_{s1}$ 과  $i_{s2}$ 는 각각 결합된 인덕터의 각 권선에 흐르는 전류로, 전류의 방향은 부하로 흐르는 방향으로 설정하였다. 이 때, D<sub>1</sub>이 ON된 상태로 가정하면, 키르히호프 전압 법칙(KVL)을 이용하여 변압기 전체의 전압과 인덕터 전압, 출력 전압에 대한 관계식으로 표현하면 식 (2)와 같다.

$$\begin{aligned} -V_T + V_{s1} + V_o &= 0 \\ V_T &= V_{s1} + V_o \end{aligned} \quad (2)$$

앞에서 구한 식 (1)을 식 (2)에 대입하여 계산하게 되면 아래의 식 (3)과 같다.

$$V_T = L_{s1} \frac{di_{s1}}{dt} - M \left( \frac{di_{s2}}{dt} \right) + V_o \quad (3)$$

식 (1)에서 V<sub>s2</sub>에 관한 식을 미분에 관한 식으로 정리하고 이를 다시 출력 인덕터 L<sub>s2</sub>와 상호 인덕턴스 M의 관한 식으로 정리하면 식 (4)와 같다.

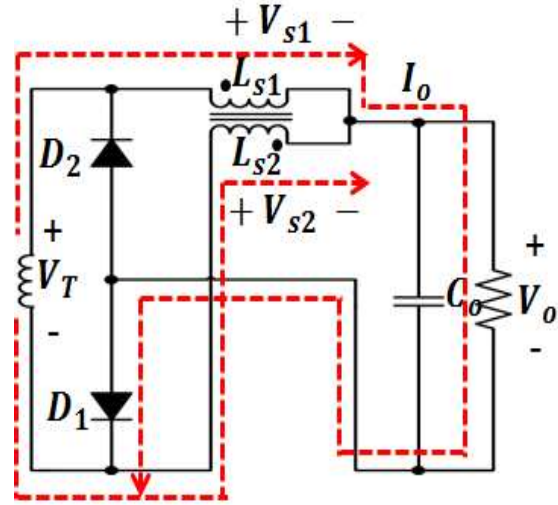


Fig. 4. Current-doubler circuit on the secondary side.

$$\begin{aligned} L_{s2} \frac{di_{s2}}{dt} &= -V_{s2} + M \left( \frac{di_{s1}}{dt} \right) \\ \frac{di_{s2}}{dt} &= -\frac{V_{s2}}{L_{s2}} + \frac{M}{L_{s2}} \left( \frac{di_{s1}}{dt} \right) \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)를 식 (3)에 대입하면 식 (5)와 같다.

$$V_T = L_{s1} \frac{di_{s1}}{dt} - \left( -\left( \frac{V_{s2}M}{L_{s2}} \right) + \frac{M^2}{L_{s2}} \left( \frac{di_{s1}}{dt} \right) \right) + V_o \quad (5)$$

그림 4에서 D<sub>1</sub>이 도통된 상태로 가정하였으므로, 이 때 V<sub>s2</sub>는 V<sub>o</sub>와 병렬로 연결되어 있으므로 V<sub>s2</sub>=V<sub>o</sub>가 된다. 앞에 식 (5)에서 V<sub>s2</sub>를 V<sub>o</sub>에 관한 식으로 정리하면 식 (6)과 같이 표현할 수 있다.

$$V_T = \left( L_{s1} - \frac{M^2}{L_{s2}} \right) \left( \frac{di_{s1}}{dt} \right) + \left( 1 + \frac{M}{L_{s2}} \right) V_o \quad (6)$$

여기서 결합된 인덕터의 턴 수가 동일하고, 구조적으로 대칭으로 만들면 L<sub>s1</sub>과 L<sub>s2</sub>는 L<sub>s</sub>라고 가정할 수 있다.

$$V_T = L_s \left( 1 - \frac{M^2}{L_s^2} \right) \left( \frac{di_{s1}(t)}{dt} \right) + \left( 1 + \frac{M}{L_s} \right) V_o \quad (7)$$

또한 상호 인덕턴스의 결합계수는 식 (8)과 같이 정의된다.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_{s1}L_{s2}}} = \frac{M}{\sqrt{L_s^2}} = \frac{M}{L_s} \quad (8)$$

이 때, 식 (7)을 식 (8)에서 정의된 결합계수 k로 나타내면 식 (9)와 같다.

$$V_T = L_s(1 - k^2) \left( \frac{di_{s1}(t)}{dt} \right) + (1 + k) V_o \quad (9)$$

식 (9)를 통해 완전 결합 상태인  $k=1$ 인 경우에는  $L_s(1 - k^2) \left( \frac{di_{s1}(t)}{dt} \right)$ 가 식 (10)과 같이 0이 되므로 누설 인덕턴스의 영향이 없으므로 1차 측 공진에 영향을 미치지 않게 된다. 이로서 2차 측에는 인덕터가 없는 것처럼 동작하게 되어 LLC 공진에 영향을 미치지 않는다는 것을 위의 수학적 해석을 통해 알 수 있으며, 변압기 2차 측 전압  $V_T$ 는 출력전압  $V_o$ 의 2배라는 것 또한 확인할 수 있다.

$$V_T = L_s(1 - 1) \left( \frac{di_{s1}(t)}{dt} \right) + (1 + 1) V_o \quad (10)$$

그러나 실제의 경우  $k$ 가 1보다 작게 되며, 이 때는 식 (9)에서  $L_s(1 - k^2) \left( \frac{di_{s1}(t)}{dt} \right)$ 가 남아있게 되므로 이 부분이 누설 인덕턴스로 작용하여 1차 측 공진에 영향을 미치게 된다. 또한 변압기 2차 측 전압의 경우 출력  $V_o$ 의 2배에서 결합계수만큼 다소 작아진다. 이는 반대로 변압기의 턴 비가 정해져 있는 경우 출력 전압이 미세하지만 상승하는 효과를 가져 오므로 변압기 턴 비를 다소 조정할 필요는 있을 수 있으나 결합 계수가 1에 가까운 경우 출력전압 상승효과는 고려하지 않아도 무방하다.

앞에서 언급했던 바와 같이 결합계수가 1보다 작은 경우 결합된 인덕터는 주 변압기의 2차 측에 작지만 누설 인덕턴스가 존재하게 되어 1차 측 공진 주파수에 영향을 미치게 되며, 이로 인하여 LLC 공진 컨버터의 공진점이 낮은 주파수로 이동하게 되어 공진 탱크 설계의 어려움을 초래한다. 이 때문에  $k$  값의 설계 조건을 살펴볼 필요가 있다.  $k$  값은 결합된 인덕터의 설계 시 각 코어의 공극으로 결정되게 된다. 그림 4를 릴럭턴스 등가 모델과 전기회로를 등가화 표현을 하여 이에 대한 회로식을 이용하여 계산하게 되면 이를 이용하여 공극의 길이와 각 코어의 설계 값에 의하여  $k$  factor의 값이 결정되게 된다. 그러므로 설계자가 코어 설계 시에 공극의 길이를 이용하여  $k$  값을 결정할 수 있다.<sup>[12]</sup> 결합된 인덕터의 결합 계수  $k$ 가 1보다 작은 경우(즉,  $k=1$ 이 아닌 경우) 존재하는 누설 인덕턴스가 1,2차 측이 같다고 가정하고 이 값을  $L_{ls}$ 이라 하자. 이 누설 인덕턴스를 주 변압기 1차 측으로 환산한 누설 인덕턴스가 공진 탱크에서 요구되는  $L_r$ 보다 클 경우 원하는 공진 주파수를 얻기 어려우므로 식 (11)와 같이 공진 인덕턴스 값보다 작게 설계하여야 한다.<sup>[3]</sup>

$$L_r \geq \frac{L_{ls}}{n^2} \quad (11)$$

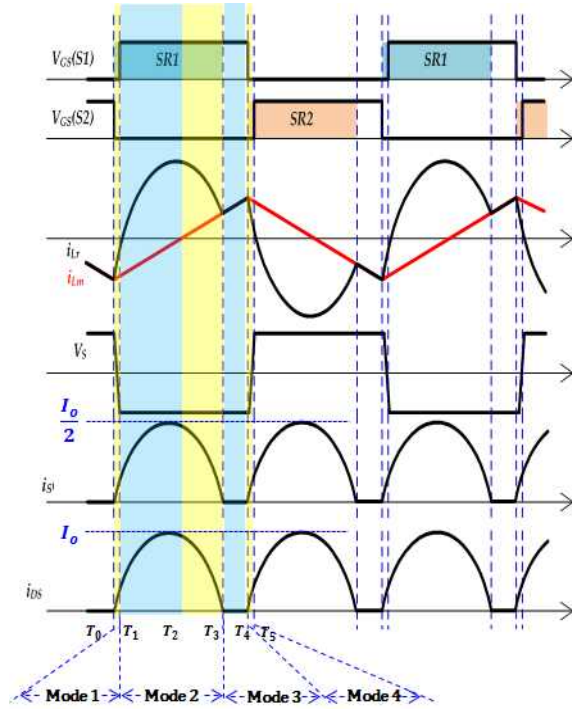


Fig. 5. Operation waveforms of proposed circuit.

본 절의 수치화 해석을 통해 도출된 식(9)에 대한 동작을 설명하면 다음과 같다. 서로 반대의 방향에 점을 갖는 결합된 인덕터는 실제 회로가 동작하는 루프를 따라 해석할 시에 차동 결합하게 된다.

이 때 출력 단의 결합된 인덕터가 턴 비가 같고 이상적으로 결합되어 누설 인덕턴스가 없다고 가정하면  $L_{s1}$ 과  $L_{s2}$ 가 같고, 변압기에서 보여 지는 인덕턴스의 값은 0이 되게 된다. 즉, 2차 측 출력에 연결된 결합된 인덕터는 인덕터의 역할을 하지 못하게 되어 LLC 공진 컨버터의 공진 특성에 영향을 미치지 못하게 된다. 결과적으로 2차측에 결합된 인덕터의 사용으로, 2차 측에 인덕터가 없는 일반적인 LLC 직렬 공진 컨버터와 동일한 동작이 가능하며, 변압기의 전류와 출력 인덕터에 흐르는 전류가  $I_o/2$ 가 된다는 장점으로 인해 변압기의 2차 측 동손이 줄어든다. 이 뿐만 아니라 턴 수의 저감으로 인해 변압기의 1차 측 동손 또한 줄어들게 된다. 이로 인해 전체적인 변압기의 손실은 저감되게 된다.

### 2.4 제안된 회로의 동작 특성

그림 5는 본 논문에서 제안된 결합 인덕터를 가지는 배전류 정류회로가 적용된 LLC 직렬 공진 컨버터의 전체 동작 중 전류 및 전압 파형을 각 모드 별로 나타낸 것이며 그림 6은 각 모드 별 전류의 도통 상태를 나타낸 것이다. 제안된 회로는 그림1과 같이 하프 브리지 LLC 직렬 공진 컨버터 두 레벨이 직렬로 상 하단에 구성된다. 상단과 하단의 LLC 컨버터는 스위치  $S_1$ 과  $S_3$ ,

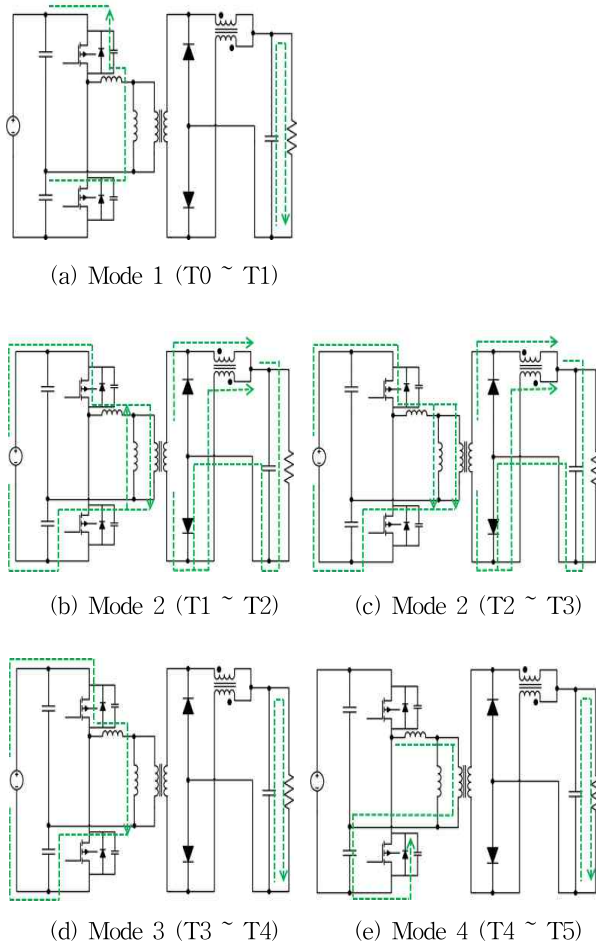


Fig. 6. Operation characteristic of proposed LLC converter.

$S_2$ 와  $S_4$ 는(그림1 참조) 동시에 ON/OFF 한다. 따라서 상단과 하단의 LLC 컨버터 두 레벨은 동일한 동작 특성을 가지므로, 하나의 컨버터 레벨만을 이용하여 동작특성을 나타낸다. 그림 5에서 SR1과 SR2는  $S_1$ 과  $S_2$ 의 스위칭 신호의 일부분으로서 데드 타임(dead time) 구간부터 공진 탱크 전류인  $I_r$ 과 자화 인덕턴스 전류인  $I_m$ 이 만나는 구간까지를 나타내고 있다. 또한 그림 5에서 위의 두 파형은  $S_1$ 과  $S_2$ 의 스위칭 함수를 나타내며 그 아래의 그림은 변압기 1차 측의 전류 및 전압을 각각 나타낸 것이다. 마지막 두 파형은 각각 결합된 인덕터에 도통되는 전류와 부하 단의 전류를 나타낸 것이다.  $S_1$ 과  $S_2$  켜지고 꺼짐에 따라 동작되는 특성은 일반적인 LLC 컨버터의 동작과 동일하나 각 단의 전류는 부하 전류의 절반만 흐르는 것이 일반적인 LLC 컨버터와 다른 점이다. 그림 6은 제안된 결합된 인덕터를 가지는 배전류 정류회로가 적용된 LLC 컨버터의 모드별 동작 상태를 나타낸다. 그림 6의 녹색 선은 전류의 흐름을 나타낸 것이며, 각각의 모드 별 동작은 아래와 같다.

TABLE II  
SPECIFICATIONS OF LLC SERIES RESONANT CONVERTER

		min	nor	max
Input condition	$V_{in}$ (total)	660.0	680.0	760.0
	$V_{in}$ [Vdc]	330.0	340.0	380.0
	P(total) [kw]	10		
Output condition		min	nor	max
	$V_{out}$ [Vdc]	43.5	54.0	58.0
	$I_{out}$ [A]	172.4	185.2	229.9

Mode 1( $T_0 \sim T_1$ ) :  $S_1$ 과  $S_2$ 가 모두 스위치 꺼진 상태로 데드 타임(dead time) 구간이다. 이전 동작, 즉  $S_3$ 가 켜져 있던 동작에 의해 전류는 음의 방향으로 흐르게 되며,  $S_1$   $S_2$ 가 꺼짐에 따라 전류가 흐를 길을 찾아 그림 6의 (a)와 같이  $S_1$ 의 기생 다이오드를 통해 흐르게 된다. 이 동작은  $S_1$ 이 켜질 때까지 지속되게 되며, 이로 인해  $S_1$  스위치의 영 전압 스위칭이 가능하다.

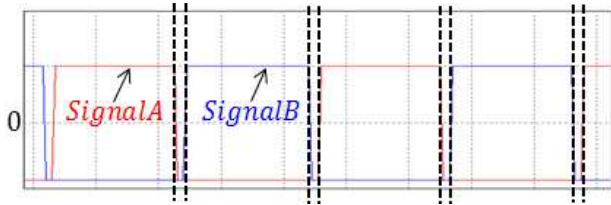
Mode 2( $T_1 \sim T_3$ ) : Mode 2는 두 구간으로 나뉘게 된다. 이 구간 동안은  $S_1$ 이 켜져 있고  $L_r$ 과  $C_r$ 은 함께 공진하여 공진 전류  $I_r$ 은 정현파 형태의 파형을 띠며, 이때 자화 인덕터에 양의 전압이 인가되므로 자화전류  $I_m$ 은 선형적으로 증가하게 된다. Mode 2 구간 동안  $I_r$ 과  $I_m$ 을 뺀 나머지 전류는 2차 측으로 변압기를 통해 넘어가 2차 측으로의 전력 전달이 이루어진다. 이때 출력 단의 결합된 인덕터  $L_{s1}$ 과  $L_{s2}$ 에는 동일한 전압  $V_T/2$ 가 인가된다. 이로 인해  $I_{L1}$ 의 전류는 증가하고  $I_{L2}$ 의 전류는 감소한다. 또한 두 전류가 합쳐지는  $I_o$  파형은 그림4와 같이  $I_{L1}$ 과  $I_{L2}$  평균 전류의 2배가 된다. 따라서 변압기의 전류와 결합 인덕터  $L_{s1}$ 과  $L_{s2}$ 의 전류는 모두  $I_o$ 의 1/2배가 된다.

Mode 3( $T_3 \sim T_4$ ) : Mode 2와 같이  $S_1$  스위치는 켜져 있는 상태이나, 전류  $I_r$ 과  $I_m$ 이 같아지는 구간이다. 전류  $I_r$ 과  $I_m$ 이 같아지므로 2차 측으로 넘어가는 전류는 없어 그림 6의 (d)와 같이 1차 측에서 2차 측의 전력 전달은 이루어지지 않는다.

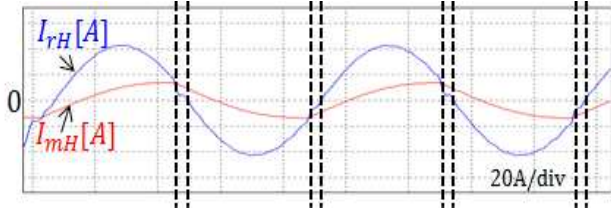
Mode 4( $T_4 \sim T_5$ ) 이 구간은 Mode 1과 같이 데드 타임(dead time) 구간으로  $S_1$ 과  $S_2$  모두 꺼진 상태이다. 이전 동작에 의해 흐르던 전류는 그림 6의 (e)와 같이  $S_2$ 의 기생 다이오드를 통해 흐르게 된다. Mode 1과 같이 이 동작은  $S_2$ 가 켜질 때까지 지속되게 되며, 이로 인해 영전압 스위칭이 가능하게 된다.

### 3. 모의 해석 및 실험 결과

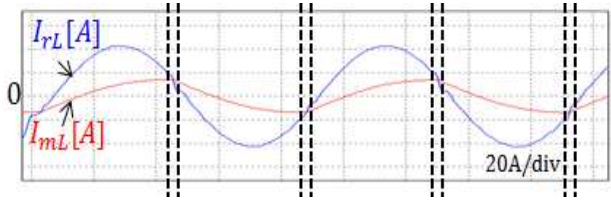
#### 3.1 모의 해석 결과



(a) Gate signal waveforms

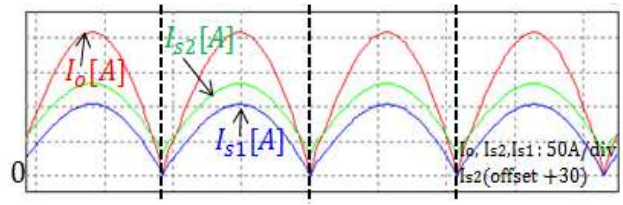


(b)  $I_r$ ,  $I_m$  current waveforms of upper side

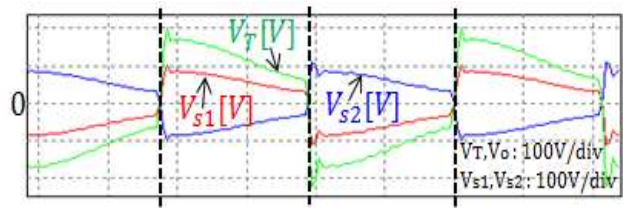


(c)  $I_r$ ,  $I_m$  current waveforms of lower side

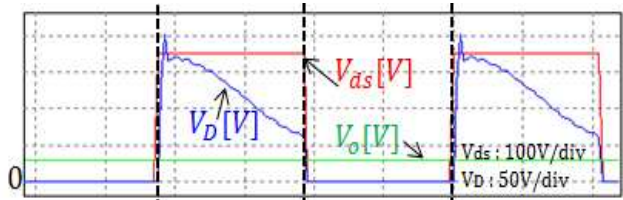
Fig. 7. Simulation waveforms of primary side.



(a)  $I_{s1}$ ,  $I_{s2}$  and  $I_o$  waveforms

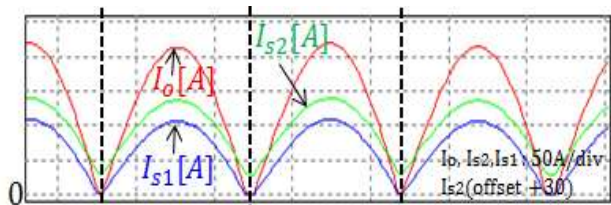


(b)  $V_T$ ,  $V_{s1}$  and  $V_{s2}$  waveforms

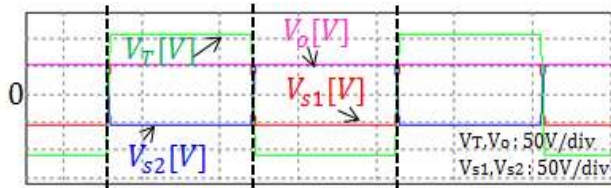


(c)  $V_o$ ,  $V_{ds}$  and  $V_D$  waveforms

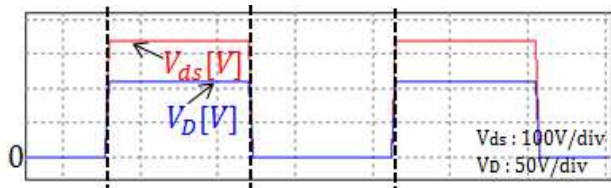
Fig. 9. Simulation waveform of secondary side with leakage inductance.



(a)  $I_{s1}$ ,  $I_{s2}$  and  $I_o$  waveforms



(b)  $V_T$ ,  $V_o$ ,  $V_{s1}$  and  $V_{s2}$  waveforms



(c)  $V_{ds}$  and  $V_D$  waveforms

Fig. 8. Simulation waveform of secondary side without leakage inductance.

제안된 결합 인덕터를 사용한 직렬 공진 LLC 컨버터의 동작을 확인하기 위하여 모의해석을 실시하였다. 모의해석은 MATLAB/Simulink 모델을 사용하여 모의해석을 실시하였다. 표 2는 본 대용량 LLC 컨버터의 요구 사양을 정리 해 놓은 것이다. 표 2에서 볼 수 있는 바와 같이 전체 입력 전압은 680V 고전압이고, 출력 전압은 54V DC 전압이다. 모의 해석을 위한 변압기의 권선 비는 표 1의 파라미터 값과 동일하게 11:7로 하였다. 그 외의 나머지 모든 소자는 일반적인 하프 브리지 LLC

공진 컨버터와 동일한 값으로 설정하였다. 또한 출력단 결합 인덕터는 2장에서 살펴본 바와 같이  $L_{s1}$ 과  $L_{s2}$  값을 동일하게 설정하여 턴수 비는 1:1로 동일로 하였다. 표 1과 표 2의 조건을 통해 정상 상태의 동작 특성 및 주파수 특성을 확인할 수 있다. 실험을 위한 기본 회로는 LLC 하프 브리지 컨버터이며 두 개의 컨버터를 직렬로 연결하여 그림 1의 1차 측과 같이 구성하나, 실제 실험과 모의 해석에서는  $L_r$ 을 제거하고 대신 1차 측 누설 인덕턴스를 공진 인덕턴스로 이용하여 크기와 무게를 줄이고 전력밀도를 향상시켰다. 한편 회로 전체의 구성은 그림 1과 같이 직렬 입력 병렬 구조로 회로를 구성하나 하나의 변압기를 사용하여 을 해결한다. 그러므로 1차 측에 전압과 전류는 1/2씩 나누어 설계한다. 2차 측은 배전류 정류회로가 적용 되어 있으며, 이 때 회

로는 2.3에서 설명한 것과 같이 기존의 배전류 회로처럼 출력 인덕터 두 개를 사용하는 것이 아니라 결합된 인덕터를 사용하여 실제 동작 시에 마치 인덕터가 없는 것처럼 동작 된다.

그림 7은 정격 최대 부하 시 정상 상태에서 제안된 회로의 1차 측 전류에 대한 모의 해석한 결과로서 (a),(b),(c) 각각 게이트 신호와 1차 측 상단과 하단의 공진 탱크 전류  $I_r$ ,  $I_m$ 을 나타낸 것이다. 여기서  $I_r$ 은 공진 인덕터 전류이며,  $I_m$ 은 자화 인덕턴스 전류, 각 레벨의 상위 스위치 S1/S3를 위한 게이트 신호는 Signal A 이며 하위 스위치 S2/S4를 위한 게이트 신호는 Signal B 이다. 그림 8은 동일 조건에서 2차 측 결합 인덕터의 누설 인덕턴스를 고려하지 않은 이상적인 경우 2차 측 전류 전압에 대한 모의 해석 결과로, (a)는 2차 측 출력 인덕터 전류  $I_{S1}$ ,  $I_{S2}$ 와 출력 전류  $I_o$ 를 나타낸 파형이며 (b)는 2차 측의 결합된 인덕터의 전압  $V_{S1}$ 과  $V_{S2}$ , 변압기 출력 전압인  $V_T$  그리고 부하 단 출력 전압인  $V_o$ 를 나타내었다. (c)는 1차측 MOSFET의  $V_{ds}$ 와 2차측 다이오드의  $V_D$ 를 나타낸다. 여기서,  $I_{S1}$ 과  $I_{S2}$ 는 LLC 공진 컨버터의 2차 측에 설치된 결합 인덕터의 각 권선에 흐르는 전류,  $V_{ds}$ 는 1차 측 상위 MOSFET S1/S3의 드레인 소스 전압을,  $V_D$ 는 2차 측 정류부의 다이오드 전압을 나타낸 것이며,  $V_o$ 는 부하 단 출력 전압을 나타낸 것이다. 그림 7을 보면 본 논문에서 제안된 결합된 인덕터를 가지고 있는 LLC 컨버터 역시 기존의 LLC 컨버터와 같이 동일한 공진 특성이 나타나는 것을 확인할 수 있다. 그림 7의 (a)에서 위 상 스위치인 A가 켜졌을 때 전류가 도통되어  $L_r$ 과  $C_r$ 이 함께 공진하므로 공진 탱크 전류인  $I_r$ 은 공진하여 상승하는 형태이며,  $I_m$ 은 부하에 전달되는 전압인 양의 전압이 인가되므로 선형적으로 증가하는 형태임을 알 수 있다. 그림 7의 (b)와 (c)의 파형이 동일하게 나타나므로 이를 통해 상단과 하단간의 전류 불평형이 없음을 확인할 수 있다. 한편 2차 측 결합된 인덕터의 누설 인덕턴스가 없는 이상적인 경우의 모의해석 결과인 그림 8에서 2차 측의 전류 파형을 나타낸 (a)를 살펴보면 제안된 회로에 의하여 배전류 정류 회로로 동작함을 알 수 있다. 제안된 배전류 정류회로에 의하여 2차 측에 인덕터가 나타나지 않으므로 1차 측 전류 중 공진 전류와 자화 전류의 차 성분은 비례하는 전류만큼 2차 측 전류에 나타나며, 변압기의 전류와 출력 인덕터의 전류가 부하 전류의 1/2 이므로 출력 인덕터  $I_{S1}$ 과  $I_{S2}$ 의 전류를 합한 크기가  $I_o$ 로 출력되는데,  $I_o$ 는 전류  $I_{S1}$ 과  $I_{S2}$ 의 2배가 되는 것을 알 수 있다. 그림 (b)에서는 변압기 출력 전압과 결합 인덕터에 걸리는 전압을 나타내었다. 변압기의 출력 전압  $V_T$ 는 2장에서 살펴본바와 같이  $D_1$ 이 도통된 구간이라 가정하면 결합된 인덕터 전압  $V_{S1}$ 과 부하 단 출력 전압  $V_o$ 의 합과 같고 이때 다이오드의 전압 강하를 무시하면  $V_o$ 는  $V_{S2}$ 와 같으므로 변압기 출력 전압  $V_T$ 는  $V_{S1}$ 과  $V_{S2}$ 의 합이 된다.

TABLE III  
LLC CONVERTER DESIGN SPECIFICATION

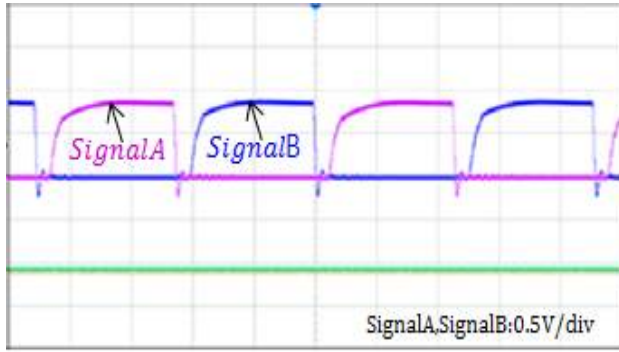
C[ $\mu$ F]	$C_r$ [nF]	$L_r$ [ $\mu$ H]	$L_m$ [ $\mu$ H]
220	470	3.74	24.89

따라서 그림 8의 (b)는  $V_T$ 가  $V_{S1}$ 의 2배가 되는 것을 나타내며,  $V_o$ 와  $V_{S2}$ 가 같은 것도 나타난다. 그림 (c)는 1차 측 상위 MOSFET 스위칭 상태에 따른 2차 측 결합 인덕터에 걸리는 전압을 나타낸다. 1차 측 상위 MOSFET가 켜지면 2차 측 다이오드  $D_1$ 이 도통되며, 상위 MOSFET 꺼지면  $D_2$ 가 켜지고  $D_1$ 에는 변압기 출력 전압이 걸린다. 그림 9는 출력 단의 결합 인덕터가 갖는 누설 인덕턴스를 고려한 경우에 대하여 모의해석결과이다. 그림 9(a)는 결합 인덕터에 흐르는 전류로, 누설 인덕턴스를 갖는 실제적인 경우도 누설 인덕턴스가 없는 이상적인 경우와 거의 동일하게 부하 전류가 절반씩 분담됨을 알 수 있다. 그러나 결합 인덕터의 누설 인덕턴스가 있는 경우 변압기 출력 전압과 결합 인덕터의 전압을 모의 해석한 그림 9(b)는 누설 인덕턴스가 없다고 가정한 그림 8(b)와 파형이 다소 다르게 나타난다. 결합된 인덕터 누설 인덕턴스는 LLC 컨버터 변압기의 1,2차 측 누설 인덕턴스와 함께 공진 캐패시터와 공진하는 형태를 띠게 되며, 변압기 출력 전압에 공진 전압이 추가된다. 이는 2차 측 누설 인덕턴스가 1차 측 공진에 기여하여 누설 인덕터에 일정한 공진 전압이 인가되는데 기인한다. 그림 9의 (c)는 결합 인덕터의 누설 인덕턴스가 있을 때 1차 측 S1/S3 MOSFET 전압과 2차 측 다이오드의 전압을 나타내었다. 이때 다이오드 전압은 다이오드 Turn-off시 변압기 출력 전압  $V_T$ 가 된다.

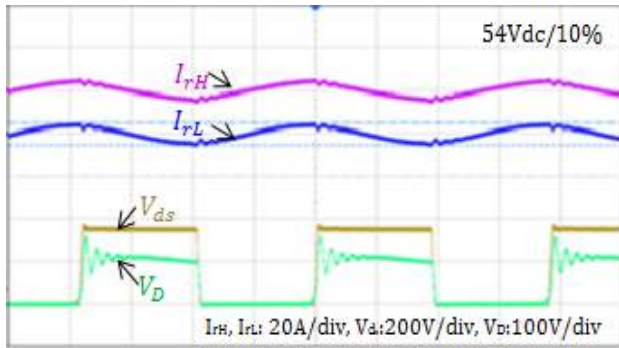
### 3.2 실험 결과

표 3은 본 논문의 회로에서 공진 탱크와 1차 측 LLC 컨버터에 해당하는 캐패시턴스와 인덕터 소자들의 설계 사양을 나타내며, 그림 10은 본 논문에서 제안하는 결합 인덕터를 가지는 LLC 공진형 컨버터의 실험 파형을 나타낸다. 실험을 위한 조건은 모의 해석 조건과 같이 입력전압은 680V DC전압이며 출력 전압은 54V이다. 이때 실제 시험에서의 결합된 인덕터의 누설 인덕턴스의 값은 각각 1차는 0.45 $\mu$ H 2차는 0.42 $\mu$ H로 설계 되었으며, 그림 9의 시뮬레이션 결과에도 동일한 값으로 누설 인덕턴스 값을 설정하였다. 실험의 부하 전류는 각각 10% 부하와 100% 정격부하로 설정하여 실험하였다. 모의 해석과 마찬가지로 그림 10(a)는 MOSFET Gate 구동 파형이며, (b)는 10% 부하 조건에서 상단과 하단의 공진 전류,  $V_{ds}$ 와  $V_D$ 의 전압 파형을, (c)는 100% 부하 조건에서 상단과 하단의 공진 전류,  $V_{ds}$ 와  $V_D$ 의 전압 파형을 나타내며,(d)는 결합 인덕터의 전압  $V_{S1}$ 과  $V_{S2}$ 를 나타내었다. 그림 (b)와 (c)에서 알 수 있는바와 같이 1차

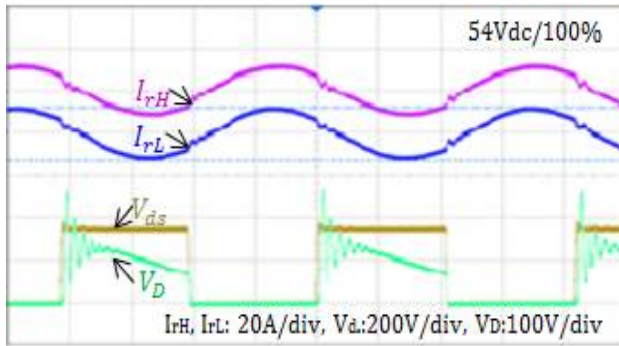




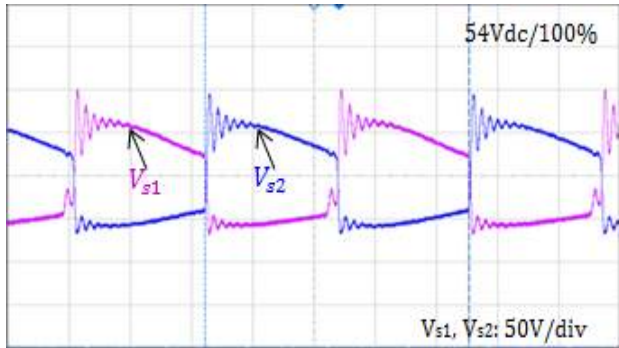
(a) Gate signal waveform of primary side FET



(b)  $I_{rH}$ ,  $I_{rL}$  and  $V_{ds}$ ,  $V_D$  waveform



(c)  $I_{rH}$ ,  $I_{rL}$  and  $V_{ds}$ ,  $V_D$  waveform



(d)  $V_{s1}$ ,  $V_{s2}$  voltage waveform

Fig. 10. Actual Experimental waveform for high voltage LLC converter with proposed coupled inductor.

측 전류  $I_r$ ,  $I_m$ 과 2차 측 전압  $V_{ds}$  그리고  $V_{s1}$ 은 결합 인덕터의 누설 인덕턴스를 고려한 모의해석 결과와 유사하게 나타난다. 특히 정격 부하조건인 모의해석 파형인 그림 9와 실제 실험 파형인 그림 10의 (c)와 (d)를 비교해보면 두 파형은 매우 유사함을 알 수 있다. 한편 그림 10의 2차 측 다이오드 전압인  $V_D$  전압과 결합 인덕터의 전압은 고주파로 공진하는 형태를 나타내고 있는데, 이는 2차 측에 다이오드에 달린 기생 캐패시터와 결합 인덕터의 누설 인덕턴스에 의한 공진으로 나타난다.

그림 (d)의 결합된 인덕터의 양단의 전압 파형은 누설 인덕턴스를 고려한 모의해석과 유사하나 약간의 전압이 나타나며 이는 결합 인덕터의 권선 방법에 따른 1, 2차 측 누설 인덕턴스의 차이에 기인한다.

#### 4. 결 론

본 논문에서는 높은 입력 전압을 갖고 낮은 출력 전압을 요구하는 LLC 공진 컨버터의 고효율화를 위한 배전류 정류회로를 제안하였다. 배전류 정류회로는 부하 전압에 비하여 상대적으로 높은 2차 측 전압을 요구하므로 변압기의 턴 비를 상대적으로 낮출 수 있어서 LLC 공진 회로의 고효율화에 유리하다. 그러나 배전류 정류회로는 2차 측에 인덕터가 요구된다. 그러나 LLC 직렬 공진 컨버터의 경우 2차 측에 유도 성 부하가 존재하는 경우 회로 방식이 바뀌게 되고 LLC 직렬 공진 컨버터의 공진 특성이 많이 변화하므로 2차 측에 유도 성 부하를 사용하지 않는 것이 일반적이었다. 이 문제를 해결하기 위하여 본 논문에서는 도트가 서로 반대로 결합된 결합 인덕터(Coupled-Inductor)를 이용한 배전류 정류회로를 제안하였다. 이 회로가 LLC 공진 컨버터의 출력단의 출력 인덕터가 일반적인 인덕터처럼 역할을 하지 못하게 되어 실제 회로 동작 시에는 없는 것처럼 동작하게 된다. 또한 이를 수식으로 나타내어 수학적으로 증명하고 해석하여 결합된 인덕터  $LS_1$ 과  $LS_2$ 가 동일하다면 그 값이 0이 되어 인덕터가 없는 것처럼 동작한다는 것을 해석하였으며, 이를 모의 해석과 실제 실험을 통하여 검증하였다. 추후 결합 인덕턴스에 의한 누설 인덕턴스의 저감 연구 및 이의 효과 분석과 2차 측 센터 탭 방식의 정류회로와 제안된 배전류 정류회로를 사용한 방식의 손실 분석 및 효율 비교를 통하여 제안된 회로의 효과에 대한 보다 종합적인 검증을 실시할 예정이다.

본 논문은 교육부의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 연구한 논문입니다. (NO.2013011487)  
 본 연구는 (주)동아일렉콤의 연구비 지원을 받아 수행한 과제입니다.

## References

- [1] B. Yang, "Topology investigation for front end DC/DC power conversion for distributed power system," *Blacksburg, Virginia*, Sep. 2003.
- [2] H. S. Choi, "Design consideration of half-bridge LLC resonant converter," *Journal of Power Electronics*, Vol. 7, No. 1, pp. 13-20, Jan. 2007.
- [3] S. I. Kang, K. H. Yoon, E. S. Kim, J. H. Park, and D. Y. Huh, "Operating characteristics of LLC series resonant converter," *The Transactions of the KIPE*, Vol. 12, No. 6, pp. 472-482, Dec. 2007.
- [4] H. I. Son, C. S. Kim, and D. N. Kim, "A study on LLC resonant converter using the planar transformer for the LED backlight of slim-type LCD TV," *The Transactions of the KIPE*, Vol. 15, No. 4, pp. 319-326, Aug. 2010.
- [5] B. C. So, K. B. Seo, D. H. Lee, H. C. Jung, S. S. Hwang, H. W. Kim, K. Y. Cho, and B. K. Lim, "Design of LLC resonant converter having enhanced load range for communication power," *The Transactions of the KIPE*, Vol. 17, No. 5, pp. 461-469, Oct. 2012.
- [6] B. A. Gusev, V. I. Meleshin, D. A. Ovchinnikov, "Transformer core unbalancing issue in a full-bridge DC-DC converter with current doubler rectifier," *Proceedings of Power Electronics, Drives and Energy System Conference PEDES 2006*, pp. 1-6, Dec. 2006.
- [7] I. O. Lee, "Analysis and design of a three-level LLC series resonant converter for high-and wide-input-voltage applications," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 27, No. 6, Jun. 2012.
- [8] B. C. Kim, K. B. Park, C. E. Kim, and G. W. Moon, "Load sharing characteristics of two-phase interleaved LLC resonant converter with parallel and series input structure," *Proceedings of ECCE 2009*, pp. 750-753, Sep. 2009.
- [9] B. C. So, Y. S. Jin, H. W. Kim, K. Y. Cho, B. K. Lim, and H. S. Mok, "An interleaved full bridge bidirectional DC-DC converter for battery cyler with high voltage conversion ratio," *Proceedings of Autumn Conference of KIPE 2011*, pp. 195-196, Nov. 2011.
- [10] R. P. Torico-Bascope, G. V. Torrico-Bascope, C. G. C. Branco, D. S. Oliveira, F. L. M. Antunes, "A new current-doubler rectifier based on three-state switching cell for buck derived DC-DC converters," *Proceedings of Power Electronics Specialists Conference PESC 2008*, pp. 2492-2497, Jun. 2008.
- [11] D. W. Jung, S. S. Hwang, H. W. Kim, and K. Y. Cho, "LLC resonant converter with multi-input transformer and current doubler rectifier," *Proceedings of Industrial Technology Section of Annual Conference of the KIPE*, pp. 101-102, Jul. 2013.
- [12] J. Y. Bae, et al, "A study on the secondary rectification methods for the three level converter," *JEET*, Vol. 2, No. 1, pp. 81-88, 2007.
- [13] J. Y. Shin, H. W. Kim, K. Y. Cho, and S. S. Hwang, D. W. Jung, "LLC resonant converter mathematical analysis with current-doubler rectifier," *Proceedings of the Annual Autumn Conference of the KIPE*, pp. 97-98, Nov. 2013.

**신정윤(申貞允)**

1991년 2월 27일생. 2013년 한국교통대 제어계측공학과 졸업. 2013년~현재 한국교통대 대학원 제어계측공학과 재학.

**황순상(黃淳相)**

1971년 10월 5일생. 2010년 충주대 정보제어공학과 졸업. 2012년 3월~2014년 2월 한국교통대 대학원 정보제어공학과 석사(졸업). 1995년~현재 (주)동아일렉트릭 전원연구소 수석연구원.

**윤병철(尹炳喆)**

1985년 11월 1일생. 2010년 충주대학교 정보에어공학과 졸업. 2010년~2012년 2월 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2012년~현재 (주)동아일렉트릭 연구원.

**김학원(金學源)**

1968년 3월 30일생. 1989년 고려대 전기공학과 졸업. 1991년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학). 1991년~2008년 LG전자(주) 디지털 어플라이언스 연구소 책임연구원. 2008년~현재 한국교통대 제어계측공학과 부교수. 당 학회 총무이사.

**조관열(趙官烈)**

1964년 2월 20일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학). 1993년~2004년 LG전자(주) DA연구소 책임연구원. 2004년~현재 한국교통대 제어계측공학과 교수. 당 학회 편집위원장.