

# 넓은 부하 범위를 갖는 통신 전원용 LLC 공진 컨버터의 설계

소병철<sup>1</sup>, 서기봉<sup>2</sup>, 이동후<sup>2</sup>, 정호철<sup>2</sup>, 황순상<sup>2</sup>, 김학원<sup>1</sup>, 조관열<sup>1</sup>, 임병국<sup>†</sup>

## Design of LLC Resonant Converter having Enhanced Load Range for Communication Power

Byong-Chul So<sup>1</sup>, Ki-Bong Seo<sup>2</sup>, Dong-Hoo Lee<sup>2</sup>, Ho-Chul Jung<sup>2</sup>, Soon-Sang Hwang<sup>2</sup>  
Hag-Wone Kim<sup>1</sup>, Kwan-Yuhl Cho<sup>1</sup>, and Byung-Kuk Lim<sup>†</sup>

**Abstract** - This paper deals with LLC resonant converter for communication power supply. Generally, the load range of communication power is very wide. However, voltage conversion ratio of LLC converter is highly dependent of load condition. So, it is not easy to design of robust power supply along with the wide load condition. Especially, it is not possible to meet the required low voltage conversion ratio for low output voltage with high input voltage under the light load condition. To solve this problem, in this paper, a new duty control interlinked with operational frequency has been proposed. To prove the usefulness of the proposed control method, the simulation and experiments were carried out. The simulation and experimental results show the usefulness of the proposed control method.

**Keywords:** LLC converter, frequency-duty control, light load condition

### 1. 서 론

공진형 컨버터는 높은 전력 밀도와 고효율 특성으로 인하여 적용이 점차 확대되고 있다. 특히, 공진형 LLC 컨버터는 넓은 주파수 범위에서 ZVS 특성을 가지므로 효율 특성이 매우 우수한 장점을 가지고 있다. 일반적으로 LLC 공진형 컨버터는 부하에 따라 전압 전달비가 크게 변화한다<sup>[1]</sup>. 여기서, 전압 전달비란 입력전압과 출력전압의 비율을 나타낸다. 이러한 단점으로 인하여 LLC 직렬 공진형 컨버터는 PDP, LED, LCD 등 부하가 일정한 응용인 디스플레이 장치에 주로 적용되어 왔다<sup>[2],[3],[4]</sup>. 한편, LLC 공진 컨버터는 직렬 공진회로의 공진 주파수보다 높은 주파수에서는 전압 전달비가 1보다 낮고, 직렬 공진회로의 공진주파수보다 낮은 주파수에서는 전압 전달비가 1보다 높아, 넓은 전압 전달비를 요구하는 넓은 입력 전압 범위를 갖는 응용에 쉽게 적용할 수 있다. 특히 낮은 DC 전압에서도 원하는 출력 전압을 얻

도록 하는 유지시간(Hold-up time) 확보가 용이하여, 보조 전원 장치로 LLC 공진 컨버터가 많이 활용된다<sup>[5],[6]</sup>.

LLC 공진 컨버터는 부하 조건에 따라 전압 전달비가 크게 달라짐에도 불구하고 고효율 특성으로 인하여, 넓은 부하 범위를 갖는 전력 공급 장치에 적용하고자하는 연구가 진행되고 있다<sup>[7],[8]</sup>. 넓은 부하 범위에 광범위한 입력 전압 조건에 대응하기 위한 방법으로 LLC 공진 컨버터의 동작 조건에 따라 DC 링크 전압을 가변 하는 방법이 제안된바 있으나<sup>[7]</sup>, 넓은 부하 조건에 완벽히 대응하기 어려운 단점을 가지고 있다. 또 다른 방법으로 두 개의 변압기를 활용하여 높은 전압이 요구될 때는 두 개의 변압기를 직렬 상태로 동작시키고, 낮은 전압비가 요구될 때는 하나의 변압기를 활용하여 동작시키는 방법이 제안되었으나<sup>[8]</sup>, 이 방법은 회로가 복잡하고 전력 밀도를 낮추는데 한계가 있다. 본 논문에서는 통신용 전원 장치를 위한 넓은 부하 조건에서 동작이 가능하도록 LLC 공진 컨버터를 위한 새로운 제어 방법을 제안한다. 먼저 넓은 부하 조건에 동작이 가능하도록 LLC 공진 컨버터의 각 주요 파라미터를 선정하는 설계 과정을 기술한다. 또한 LLC 컨버터를 제어하는 방법으로, 부하가 매우 작은 동작영역에서도 원하는 전압비가 발생될 수 있도록 주파수-듀티를 연동하여 간단하게 제어하는 방법을 제안한다. 마지막으로 제안하는 방법에 대

Paper number: TKPE-2012-17-5-12 ISSN: 1229-2214  
† Corresponding author: bklm@ut.ac.kr, Dept. of Control & Instrumentation Eng., Korea University of Transportation  
Tel: +82-43-841-5323 Fax: +82-43-841-5320

<sup>1</sup> Dept. of Control & Instrumentation Eng., Korea University of Transportation

<sup>2</sup> R&D Center Dongah Elecomm

하여 모의해석 및 실험을 통하여 그 타당성을 입증한다.

## 2. LLC 컨버터의 해석 및 설계

### 2.1 LLC 컨버터 등가회로

그림 1은 통신 전원용 DC/DC 컨버터로 적용된 다이오드 클램프 하프 브리지(Diode Clamped Half Bridge) LLC 컨버터의 회로도를 나타내었다<sup>[9]</sup>.

다이오드 클램프 하프 브리지(Diode Clamped Half Bridge) LLC 컨버터는  $L_r$ 과  $C_r$ 이 직렬 공진하여  $L_m$ 을 통하여 2차측으로 전력을 전달하는 회로 방식으로, 기존의 하프 브리지 LLC 컨버터와 동작 원리는 동일하다. 일반적인 하프 브리지 LLC 컨버터와 차이점은, 공진 캐패시터의 전압이 DC 링크 전압까지 상승하면 반대쪽 다이오드가 통전되어 DC 링크로부터 부하로 전달되는 전력 전달이 차단되어 과부하 보호 동작이 행해진다. 예를 들어 Q1의 MOSFET를 켜주면  $C_r2$ 의 전압이 상승하고  $C_r1$ 의 전압은 감소한다. 이 상태가 계속 유지되면  $C_r2$ 의 전압이 DC 링크 전압까지 상승하게 되어 Dc1의 다이오드가 켜지면서 DC 링크로부터 전력 전달은 차단되며 과부하 보호 동작을 행하게 된다.

한편, LLC 공진 컨버터를 근사적으로 해석할 때 일반적으로 기본파 접근 기법(Fundamental Harmonic Approach)이 많이 사용한다<sup>[10]</sup>. 그림 2는 그림 1의 LLC 공진 컨버터의 기본파 접근 기법을 사용한 등가회로이다. 그림2의  $L_r$ 은 그림 1의  $L_r$ 과 같고, 그림 2의  $C_r$ 은 그림 1의  $C_r1$ 과  $C_r2$ 의 병렬 연결된 값으로  $C_r1$ 과  $C_r2$ 의 합이 된다.  $R_{AC}$ 는 2차 측 부하 저항을 1차 측으로 환산한 값으로 아래의 식(1)과 같다<sup>[11]</sup>.

$$R_{AC} = \frac{8 \left( \frac{n_1}{n_2} \right)^2}{\pi^2} R_O \quad (1)$$

식 (1)에서  $n_1$ 은 변압기의 1차측 턴 수를,  $n_2$ 는 2차측 턴 수를 나타내며,  $R_O$ 는 2차 측의 부하 저항을 나타낸다.

그림 2의 등가회로를 이용하여  $R_{AC}$  양단의 전압을 전압 분배 법칙을 사용하여 구하면, 입력 전압의 기본파와 1차 측으로 환산된 출력 전압의 기본파 전압의 비를 구할 수 있다. 이에 따라 입출력 전압의 비는 식 (2)로 결정된다.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{\frac{n_2}{n_1} (R_{AC} // j\omega_{sw} L_m)}{\frac{1}{j\omega_{sw} C_r} + j\omega_{sw} L_r + R_{AC} // j\omega_{sw} L_m} \quad (2)$$

식 (2)에서  $\omega_{sw}$ 는 하프브리지 Q1 과 Q2의 스위칭 주파수를 의미한다.

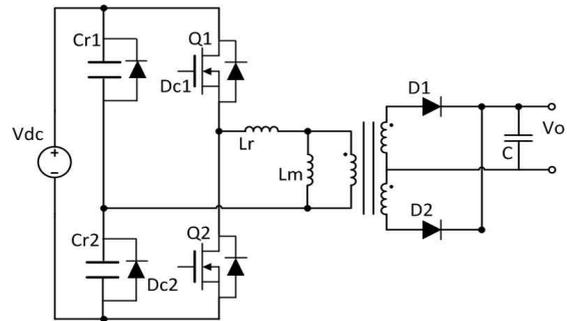


Fig. 1 Diode clamped half bridge LLC converter circuit

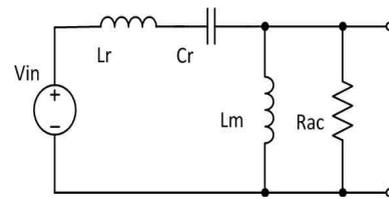


Fig. 2 Equivalent circuit of LLC converter

### 2.2 LLC 컨버터 설계

본 LLC 공진 컨버터가 적용되는 통신용 전원의 부하 조건은 아래의 표와 같다.

Table 1 Load condition for telecommunication power

Input Parameter	Rated Input Voltage	220[V]
	Input Voltage Range	176~275[V]
	DC Link Range	350~400[V]
Output Parameter	Rated Output Power	2[kW]
	Rated Output Voltage	48[V]
	Rated Output Current	42[A]
	Output Voltage Range	43~58[V]
	CP Control Range	48~58[V]
CC Control Range	43~48[A]	

변압기의 턴 비는 표1과 식 (3)으로부터 결정할 수 있다. 표1에서 CP 제어 영역은 정전력 제어 영역을 의미하며, CC 제어 영역은 정전류 제어 영역을 나타낸다.

$$\frac{n_2}{n_1} = \frac{V_o}{0.5 V_{dc}} \quad (3)$$

여기서,  $V_o$ 는 통신용 전원장치의 출력전압을,  $V_{dc}$ 는 직류 링크 전압을 의미하며, 분모의 0.5는 하프 브리지 형태이므로 스위치 Q1 또는 Q2가 켜질 때 마다 변압기 1차 측으로부터 부하로 전달되는 전압이  $0.5V_{dc}$ 임에 기인한다. 식 (3)에서 2차측 다이오드의 전압 강하는 무시하였으며, 2차측 정류회로를 MOSFET를 사용한 동기 정류 방식을 사용했기 때문에 무시할 수 있다. 한편, 본 논문에서 적용하고자 하는 통신용 전원 장치는 LLC 공진 컨버터의 동작 효율을 높이기 위하여 공진 점 근방에서 최대한 운전되도록 DC Link 전압을 출력 전압에

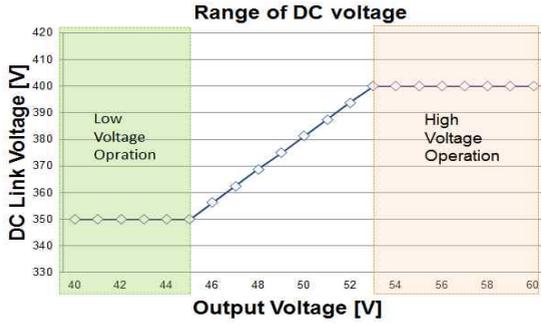


Fig. 3 DC link voltage range by the output voltage

연동되도록 제어하였으며, 출력 전압에 대한 DC 링크 전압 조건을 그림 3에 나타내었다. 출력 전압 48[V]를 얻기 위한 DC 링크 전압은 그림 3에서 보는 바와 같이 370[V]이고 이 조건에서 변압기 턴 비는  $0.26(n_2/n_1)$ 이 된다. 그러나 1차 측과 2차 측의 기생 저항에 의한 전압 강하를 고려하여 계산된 턴 비 보다 약간 높도록 변압기 턴 비를  $0.278(n_2/n_1)$ 로 하였다.

한편, LLC 직렬 공진 컨버터의 파라미터 설계를 위해서는 공진 주파수를 설정하여야한다. 본 통신용 전원 장치는 TI의 엡가형 DSP인 피콜로 시리즈를 사용하여 설계한다. DSP로 동작 가능한 최대 주파수는 300[kHz] 정도로 DSP 동작에 어느 정도 여유가 있는 120[kHz]를 공진 주파수로 선정하였다. 공진 주파수가 결정되면 직렬 공진 회로의  $L_r$ ,  $C_r$ 값을 아래의 식과 같이 결정할 수 있다.

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad (4)$$

공진 주파수를 결정하는 두 개의 파라미터 중 캐패시터는 과부하 상태에서 다이오우드를 통해 클램핑 동작 (Clamping Action)을 행하므로 이 조건에서 캐패시터의 값을 선정한다. 캐패시터의 전압 전류 관계식은 아래의 식 (5)과 같다.

$$C_r = i_{over} \frac{dt}{dv} \quad (5)$$

여기서,  $i_{over}$ 는 과부하 상태에서 1차측 전류를 의미한다. 과부하 전류 상태에서 공진 캐패시터의 전압은 DC 링크 전압까지 증가하여 클램핑 다이오우드 Dc2가 동작되어야 하므로 이 조건을 고려하여 기본과 접근 기법의 등가회로에 적용하면 식(5)를 식(6)와 같이 다시 나타낼 수 있다.

$$C_r = \frac{I_{over}}{j\omega_{sw-min} V_{dc-min}} \quad (6)$$

여기서  $I_{over}$ 는 과부하 전류의 크기 (Current Amplitude)를 의미하여,  $\omega_{sw-min}$ 는 동작 최저 스위칭

주파수로 80[kHz]로 가정하였다. 여기서 동작 주파수를 동작 가능한 최소 주파수로, DC 링크 전압을 동작 가능한 최저 전압으로 한 이유는, 과부하 상태에서 공진 캐패시터의 전압이 가장 높은 조건은,  $V_{dc}$ 에 최소 전압이, 동작 주파수는 최소 주파수로 동작할 때 DC 링크 전압이 가장 높은 약 조건이기 때문이다. 여기서,  $V_{dc-min}$ 은 DC 링크의 최소 전압을 나타내며 350V이다. 과전류의 값은 아래의 식(7)과 (8)로부터 결정한다.

$$I_1 = \frac{\pi I_o n_2}{2 n_1} \quad (7)$$

$$I_{over} = 1.5 I_1 \quad (8)$$

여기서,  $I_o$ 는 LLC 공진 컨버터의 2차 측 최대 부하 전류이며, 표1에서 본 바와 같이 42[A]이다. 또한  $I_1$ 은 2차 측 교류 전류가 전파 정류된 전류의 평균값이  $I_o$ 가 되도록 하는 기본과 교류전류의 크기이며<sup>[1]</sup>, 식 (8)의 1.5는 안전율을 나타낸다. 한편 1차 측 전류중 변압기의 여자전류는 과부하상태의 1차 측 전류에 비해 상당히 작으므로 무시하였다. 식(6)와 식(7)으로부터 직렬 공진 캐패시터의 값이 정해지면, 식(4)으로부터 직렬 공진 인덕턴스의 값이 정해진다.

자화 인덕턴스의 값은 LLC 공진 컨버터의 설계 변수에 의하여 그 값이 결정되면 변압기의 누설 인덕턴스 형태로 변압기 설계에 반영하거나 외부에 변압기와 병렬로 자화 인덕턴스를 장착하기도 한다. 본 통신용 전원의 경우 자화 인덕턴스 설계의 자유도를 가지기위하여 외부에 별도의 자화 인덕턴스를 설치하도록 하였다. 자화인덕턴스의 값과 직렬 공진 인덕턴스의 값은 아래의 식과 같이 정의할 수 있다.

$$k = \frac{L_m}{L_r} \quad (9)$$

인덕턴스 비에 따른 LLC 공진 컨버터의 정규화된 전압 이득을 그림 4에 나타내었다. 여기서 전압 이득은 식 (2)를 이용하여 구했으며, 하프 브리지 출력 전압의 기본과와 1차 측으로 환산된 부하 저항  $R_{AC}$ 에 걸려 출력으로 전달되는 전압의 비를 나타낸다. 여기서, 부하 조건은 최고의 전압 이득을 요구하는 58[V] 전압에서 정격 출력 2[kW]를 얻기 위한 35[A] 부하 조건으로 설정하였다. 표1의 최대 출력 부하 전압이 58[V]이고 그림 3 처럼 PFC 단에서 직류 링크 전압의 제어하기 때문에 최대 전압인 400[V]인 점을 감안하면 식(10)과 같이 정의되는 요구 최고 전압 변환율은 아래의 식으로부터 1.044가 된다.

$$M_{max} = \frac{2 V_{o-max} n_1}{V_{dc-max} n_2} \quad (10)$$

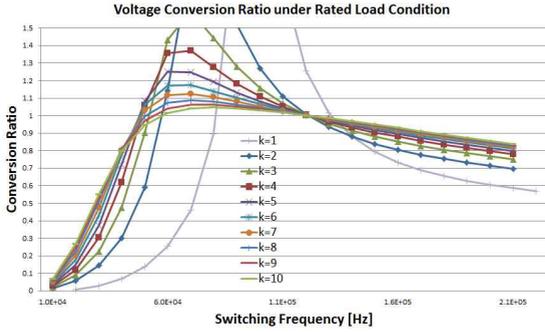


Fig. 4 Voltage conversion ratio by inductance ratio (rated load)

여기서,  $V_{dc\_max}$ 는 그림 3에서 출력 전압 58[V]를 얻기 위한 DC 링크 전압이며,  $V_{o\_max}$ 는 정전력 출력 조건에서의 최대 출력 전압을 의미한다. 요구 최고 전압 변환율을 만족하는 인덕턴스 비율 그림 4으로부터  $k \leq 8$  임을 알 수 있다. 하지만 충분한 마진을 갖기 위해 실제 실험에서는  $k = 6$  으로 설정을 하였다.

한편, 인덕턴스 비에 따른 공진 주파수인 120[kHz] 동작 시 자화전류의 값과 부하 전류의 비율을 아래의 그림 5에 나타내었다. 공진 주파수의 자화 전류는 아래의 식으로부터 구할 수 있으며, 반주기 동안 전류가 상승하고 반주기 동안 전류는 감소한다.

$$L_m \frac{di}{dt} = \frac{n_1}{n_2} V_o \quad (11)$$

공진 주파수에서 자화 전류는 식 (11)으로부터 아래의 식을 유도할 수 있다.

$$I_{mag} = \frac{V_o}{4L_m f_r} \frac{n_1}{n_2} \quad (12)$$

여기서,  $I_{mag}$ 는 자화전류의 최대값으로 반주기 동안 음의 값에서 양의 값으로 변화하므로 그 크기는 변동분의 절반이 되며, 삼각파 형태를 가지므로 식(12)와 같은 결과를 얻을 수 있다. 그림 5는 식(11)에서 구해진 자화 전류의 크기와 식 (7)에서 구해진 부하로 전달되는 전류의 기본파의 크기와 자화전류의 비율을 각각 나타내었다.

공진 주파수에서 자화 전류의 크기가 작을수록 도통 손실이 작아지므로 인덕턴스 비율은 높을수록 좋으며, 그림 4과 그림 5로부터 적절한 인덕턴스 비율은 5이상임을 알 수 있다. 자화전류를 고려한 인덕턴스 비율에서도 앞에서 설정된 인덕턴스 비율 6은 적절한 값이라 할 수 있다.

표 2는 앞에서 정해진 절차에 따라 정해진 LLC 공진 컨버터의 주요 파라미터를 나타낸다.

그림 6는 설계된 파라미터를 사용한 정격 전류 42[A] 조건에서 부하별 전압 변환율을 나타내었다. LLC 공진 컨버터는 그림 6에서 알 수 있는 바와 같이 90kHz부터

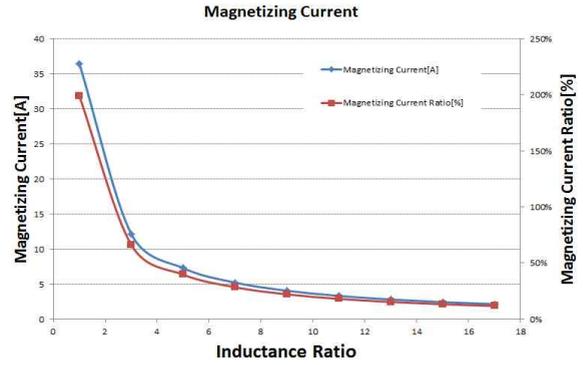


Fig. 5 Magnetizing current comparison by the inductance ratio (resonance frequency and rated load condition)

Table 2 Main Parameter of LLC resonant converter

	Design Parameter	Experimental Parameter
$C_r$	156[nF]	162[nF]
$L_r$	11.3[uH]	10.7[uH]
$f_r$	120[kHz]	121[kHz]
$L_m$	68[uH]	69[uH]
1/n	3.6	3.6

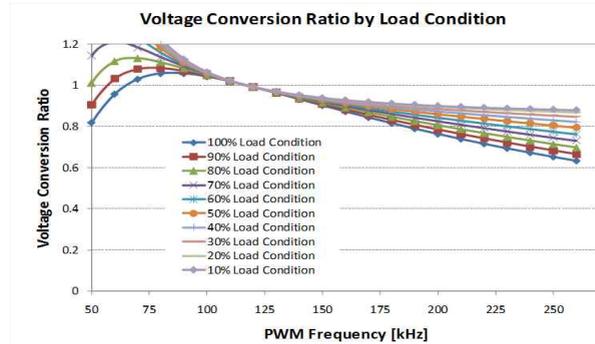


Fig. 6 Voltage conversion ratio by the load condition

170kHz 범위 내에서 동작된다면, 부하가 크게 바뀌더라도 전압 변동률은 10%이내의 값으로 부하 변화에 둔감한 전원 공급이 가능한 장점을 가진다.

한편, 통신용 전원장치의 입력 가능한 최대의 교류 전압인 275[Vrms]가 인가될 때도, 최저 출력 전압 43[V]는 부하 요구에 따라 공급이 되어야한다. 이 조건에서 전압 변환율을 구하면 아래의 식으로부터 최저 요구 전압 변환율은 0.8 이하가 요구된다.

$$M_{min} = \frac{2 V_{o-min}}{\sqrt{2} V_{ac-max}} \frac{n_1}{n_2} \quad (13)$$

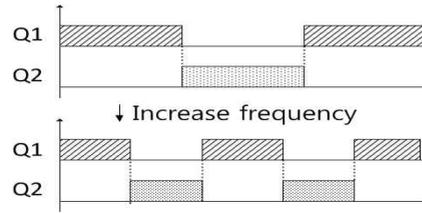
여기서,  $V_{ac\_max}$ 는 최대 입력 교류 전압인 275[Vrms]로, 최저 출력 전압 43[V]를 고려하면 DC 링크 전압이

그림 3에서 알 수 있는 바와 같이 350[V]가 되어야 하지만, 275[Vrms]의 정류전압을 고려하여 388[V] 조건을 반영하였다.

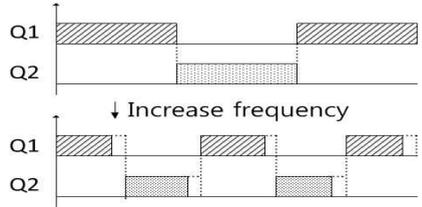
그러나 설계된 LLC 컨버터는 그림 6에서 알 수 있는 바와 같이 부하 조건이 50%부하 미만 조건에서, 최저 전압 변환율은 0.8보다 커져서 43[V]의 전압 출력을 낼 수 없다. 이에 따라 경부하 조건에서 전압 변환율을 만족하기 위한 새로운 제어 방법이 필요하다.

### 2.3 제안하는 제어 방법

앞에서 설명한 바와 같이, 일반적인 주파수 제어 방법에 의해서는 경부하에서 원하는 전압 변환율 0.8 이하를 만족하기 어렵다. 만약, 주파수가 커짐에 따라 펄스 폭 변조를 통하여 듀티를 낮추게 제어할 수 있다면, 1차 측에서 2차 측으로 전달되는 전력을 줄여 전압 변환율을 낮출 수 있다. 그러나 주파수 제어와 펄스 폭 변조를 동시에 제어하면 제어가 매우 복잡해지고 어려워진다. 본 논문에서는 기존의 주파수 제어 방법과 유사한 방법으로 듀티 제어를 행할 수 있는 주파수 연동 듀티 제어를 제안한다. 아래의 그림 7(a)는 일반적인 주파수 제어 방법을, 그림 7(b)는 본 논문에서 제안하는 LLC 공진형 컨버터의 펄스 폭 변조 방법을 나타내었다. 제안하는 방법은 스위칭 주파수가 공진 주파수보다 큰 영역인 영역 1에서 스위칭 주파수의 상승에 비례하여 듀티비(Duty Ratio)를 그림 7 (b)에서 보는 바와 같이 일정 양 감소시키는 방법이다. 이 영역에서 약간의 주파수 상승은 소정의 작은 듀티 비 감소로 나타나지만, 약간의 듀티 감소는 MOSFET의 ZVS 동작으로 듀티 감



(a) Frequency modulation



(b) Frequency-duty modulation

Fig. 7 Proposed PWM method for LLC converter

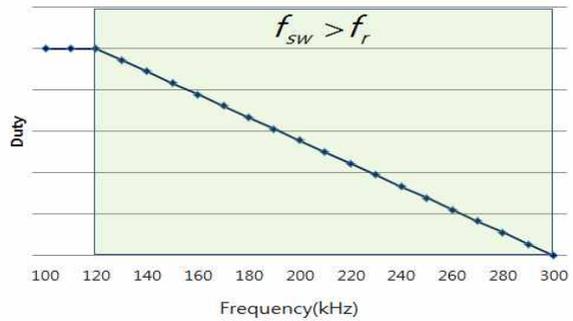


Fig. 8 Duty control concept by the frequency function

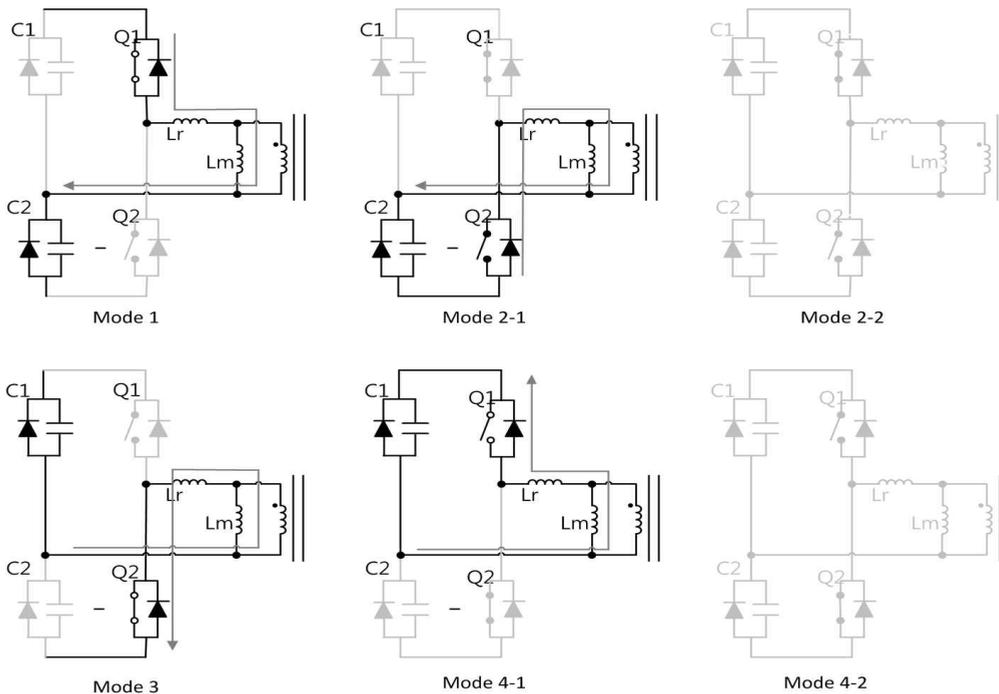


Fig. 9 Operating state by the mode of the frequency-duty control

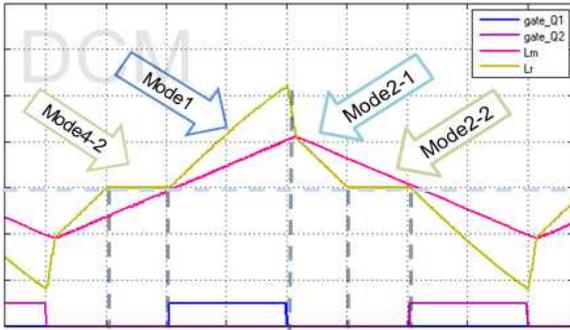


Fig. 10 Lm, Lr current of frequency duty control

소의 효과가 없다. 하지만, 주파수가 일정량 크게 증가하면, 듀티 비가 크게 감소하여, 듀티 저감 효과가 나타나면서 전압 전달 비를 낮추는 역할을 하게 된다. 스위칭 주파수가 공진 주파수보다 작은 영역인 영역 2에서는 스위칭 주파수와 관계없이 항상 일정한 듀티 비로 제어하여, 전력 전달 비를 듀티 비로 제어하지 않는다.

그림 8은 운전 주파수에 따른 주파수 연동 듀티 제어를 개념적으로 나타낸 그림이다. 공진 주파수 이상에서 주파수 증가에 따라, 주파수에 따라 듀티가 연동되도록 일정한 듀티 감소를 갖도록 설정하며, 그 구체적인 값은 실험적으로 결정한다.

그림 9는 제안하는 주파수-듀티 제어 동작 시 각 운전 모드별로 동작 상태를 나타낸 그림이다. 그림 9의 Mode1는 상단 트랜지스터가 켜져 있을 때의 동작 상태를 나타내었으며, 직류 링크 전원에서 부하로 전력이 전달되는 상태이다. Mode2-1과 Mode2-2는 상단과 하단의 트랜지스터가 모두 켜져있는 상태이나 Mode2-1는 하단의 다이오드가 통전되는 상태로, 이때 하단의 트랜지스터가 켜지면 전력 전달은 연속적으로 이루어지며, 1차 측 전류는 연속 전류 모드로 동작된다. 반면

Mode2-2는 스위칭 주파수가 높은 경우 위와 아래의 스위치가 동시에 켜져있는 시간이 길어지며, 이에 따라 1차 측 전류가 0에 도달하면 1차 측이 불연속 전류 모드가 되는 상태를 나타낸다. 이 상태를 가지게 되면 듀티 제어 효과가 나타나며, 1차 측에서 2차 측으로 전력전달이 되지 않아 전압 전달비가 낮아지는 효과가 있다. Mode2-2 이후 하단의 트랜지스터가 켜지면 하단의 트랜지스터를 통하여 직류 링크 전원에서부터 2차 측으로 전력이 전달된다. 그림 10은 듀티 제어 효과가 나타나는 불연속 전류 모드에서 Lm과 Lr 전류 파형이다. 먼저 모드 1의 경우, 그림 9에서 살펴본 바와 같이 직류 링크 전압으로부터 부하로 전력이 전달되며 Lm에는 양의 전압이 인가되어 Lm의 전류는 선형적으로 증가한다. 한편 Lr의 전류는 Lm의 전류 보다 큰 전류가 흐르게 되며, 두 전류의 차는 부하로 전달되는 전류가 된다. 모드 2-1에서는, 상단의 스위치가 꺼지게 되며 이로 인해 1차 측 Lr전류는 급격히 작아져서 변압기의 자화전류와 같게 된다. 한편 Lr의 전류가 Lm의 전류보다 작아지면, 그 차이만큼 변압기 1차 측의 전류는 점 표기가 없는 방향으로 유입되고, 이로 인해 2차 측의 전류는 점 표기가 없는 방향으로 유출된다. 이에 따라 자화 인덕턴스에는 음의 전압이 인가되어 전류는 일정한 값으로 감소하게 된다. Lr의 전류가 영까지 작아지면 모드 2-2로 진입되어 1차측의 하단의 다이오드가 켜진다. 그러나 여전히 Lm의 전류는 양의 값을 유지하므로, 이 전류는 변압기 1차 측의 점 표기가 없는 방향으로 유입되고, 이로 인해 2차 측의 전류는 점 표기가 없는 방향으로 유출된다. 이에 따라 자화 인덕턴스에는 여전히 음의 전압이 인가되어 전류는 일정한 값으로 감소하게 된다. 이후 모드 3이 되면, 하단의 MOSFET가 켜져서 Lr의 전류가 급격히 음의 값으로 증가하게 되나, Lm은 여전히 천천히 음의

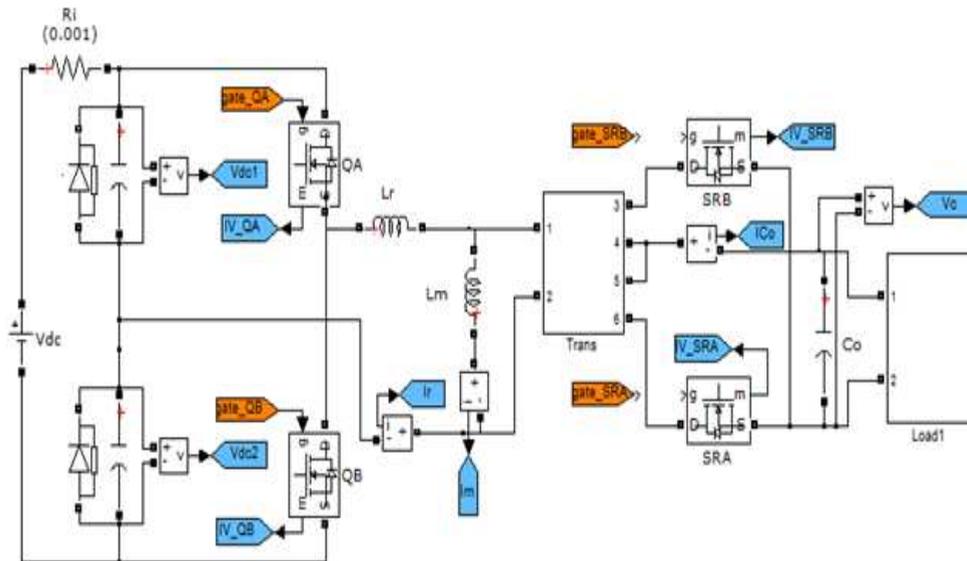


Fig. 11 MATLAB/SIMULINK model for simulation

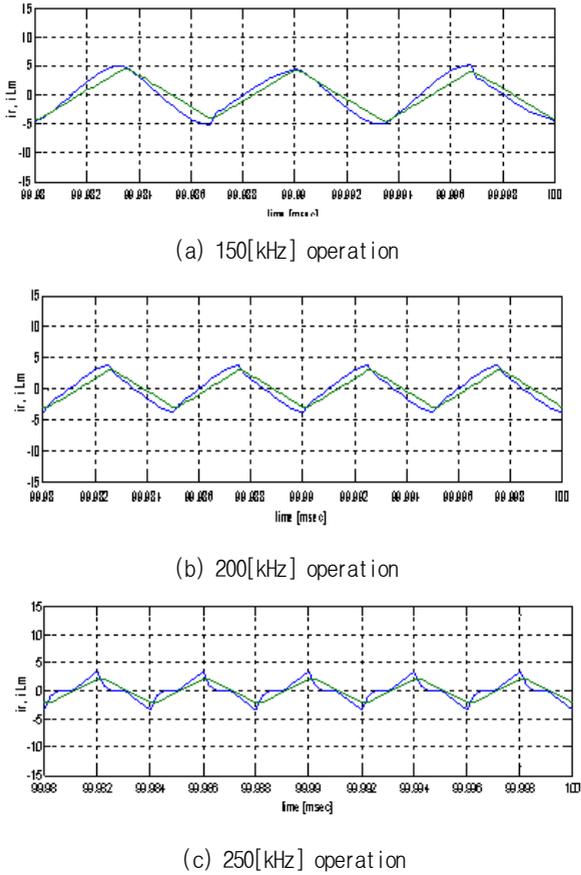


Fig. 12 Simulation result for proposed frequency duty control

값으로 증가되며 이 차분은 2차 측의 부하 전류로 공급된다. 이러한 과정을 거쳐 듀티 제어 효과가 나타나고 경부하 조건에서 전압 변환율이 낮아지는 결과가 나타난다.

### 3. 모의해석 및 실험

제안하는 방법의 타당성을 검증하기 위하여 모의해석 및 실험을 실시하였다. 모의해석은 MATLAB/SIMULINK를 활용하여 실시하였다. 그림 11은 모의해석을 위한 SIMULINK 블록도를 나타내었다. 모의해석에서 2차 측 동기정류기처럼 보이는 MOSFET는 게이트 신호를 인가하지 않아 다이오드로 동작하게 하였다.

그림 12는 10% 경부하 조건에서 주파수별로 모의해석을 실시한 결과이며, 1차 측 전류와 자화 전류를 각각 나타내었다. 그림 12에서 알 수 있는 바와 같이, 150[kHz] 및 200[kHz]에서 주파수 듀티 제어를 행하더라도 듀티 제어 효과가 나타나지 않고 1차 측 전류가 연속 전류 형태로 나타나지만, 주파수를 250[kHz]로 올렸을 때는 주파수-듀티 제어의 효과로 1차 측 전류가 불연속 모드로 동작한다. 그림 13은 모의해석과 동일조건으로 실험을 실시했을 때의 1차측 전류 파형과 출력전압을 나타내었다. 그림 13에서도 그림 12의 시뮬레이션 파형과 마찬가지로 전류

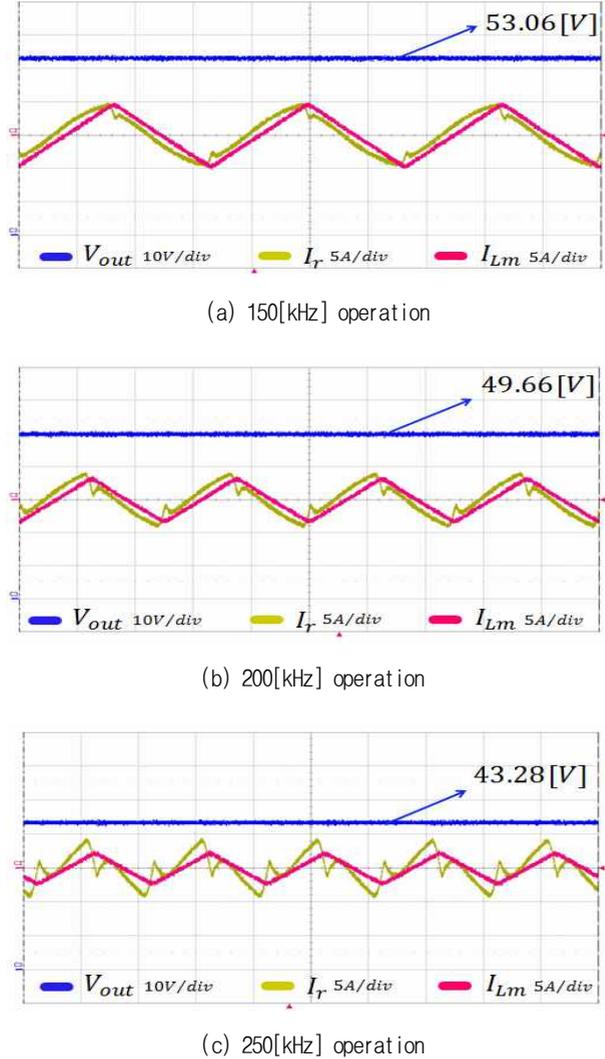


Fig. 13 Experiment result for proposed frequency duty control

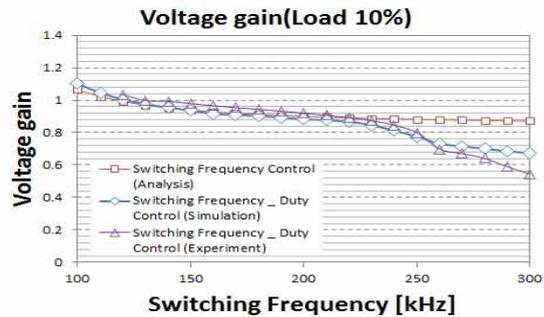


Fig. 14 Comparison of voltage conversion ratio

의 동작이 150[kHz], 200[kHz]까지는 연속 전류 형태를 보이지만 250[kHz]에서는 불연속으로 동작하는 모습을 볼 수가 있다. 이렇듯 불연속 동작 모드인 250kHz에서 통신용 전원장치에서 필요한 최소 출력전압43[V]를 만족할 수 있도록 듀티 제어 효과가 나타남을 확인할 수 있었다.

그림 13의 실험 파형과 그림 12의 모의해석 파형을 비교하여 보면, 스위칭 천이 시 1차 측 전류의 형상이 다소 차이를 알 수 있는데, 이는 모의해석에서는 2차 측을 다이오우드로 해석하였으나, 실제의 전원장치에서는 동기 정류기를 사용함으로 인해 2차 측 동기정류기가 꺼지고 다이오우드 기생 캐패시터로 2차 측 전류가 흐르는 효과로 보인다.

이에 의하여 그림 13의 (c)에서는 스위치가 꺼져있을 때, 1차측 기생 인덕턴스와 2차 측의 기생 캐패시턴스가 공진하여 그림 12의 모의해석 결과와 파형이 다소 다르게 나타나는 것으로 판단된다.

그림 14는 10% 부하 조건에서 전압 변환율을 나타낸 그림으로, 기존의 주파수 단독 제어 방법을 적용한 결과와 제안하는 방법에 의하여 주파수-듀티 연동 제어를 통하여 얻은 전압 변환율을 각각 나타내었다. 그림 14에서 기존의 주파수 단독 제어에 의한 해석 방법은 식(2)를 통한 해석 결과이며, 모의해석 및 실험 결과는 제안된 주파수-듀티 연동 제어를 적용한 결과를 비교하였다. 그림 14의 모의해석 값과 실험 값이 일치하지 않는 부분은 모의해석에서 고려되지 않은 동기정류기의 동작에 의한 효과로 판단된다. 그림 14에서 알 수 있는 바와 같이, 기존의 방법에서는 경부하에서 전압 변환율이 0.8을 만족할 수 없어 높은 입력 전압 조건에서 낮은 출력 전압을 얻기가 어려웠다. 하지만, 제안하는 주파수-듀티 연동 제어 방법을 적용하면 경부하 조건에서 250[kHz] 부근에서 전압 변환율 0.8를 만족함을 알 수 있었으며, 최대의 교류 전압 275[Vrms] 입력 조건에서도 출력 전압 43[V]를 얻을 수 있다.

#### 4. 결 론

LLC 공진 컨버터를 사용한 전원장치의 경우 전압 변환율이 부하의 함수이다. 이로 인하여 넓은 부하에 동작하는 전력공급 장치에서 충분한 전압 이득을 얻기 어렵다. 특히 경 부하 조건에서 높은 교류 전압이 인가될 때 원하는 출력 전압을 얻기 힘들다. 이 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 새로운 주파수 연동 듀티 제어를 제안한다. 본 논문에서 제안된 제어를 사용할 경우 전원장치에서 필요로 하는 최소 전압이득을 만족한 출력전압을 얻을 수 있음을 시뮬레이션과 실험을 통해 확인하였다.

이 논문은 2012년도 한국교통대학교 교내 학술연구비의 지원 및 동아일렉콤의 연구비 지원에 의해 수행한 연구입니다.

본 연구 수행에 있어서 기술적인 토론을 통해 도움을 주신 국민대학교 한상규 교수님께 감사드립니다.

#### 참 고 문 헌

- [1] Hang-seok Choi, "Design consideration of half-bridge LLC resonant converter," *Journal of Power Electronics*, Vol. 7, No. 1, pp. 13-20, Jan. 2007.
- [2] Sung-In Kang, Kwang-Ho Yoon, Eun-Soo Kim, Jun-Ho Park and Dong-young Huh, "Operating Characteristics of LLC Series Resonant Converter," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 12, No. 6, pp. 472-482, Dec. 2007.
- [3] Ho-In Son, Chang-Sun Kim, Dae-Nyeon Kim, "A Study on LLC Resonant Converter using the Planar Transformer for the LED Backlight of Slim-Type LCD TV," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 15, No.4, pp. 319-326, Aug. 2010.
- [4] Yue Chen, Xinke Wu, Zhaoming Qian, and Wenping Zhang, "Desing and optimization of a wide output voltage range LED driver based on LLC resonant topology," *8th ICPE-ECCE Asia, 2011, Jeju*, pp. 2831-2837, June 2011.
- [5] Bing Lu, Wenduo Liu, Yan Liang, Fred C. Lee, Jacobus D. van Wyk, "Optimal design methodology for LLC resonant converter," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, pp. 533-538, Mar. 2006.
- [6] B.-C. Kim, K.-B. Park, G.-W. Moon, "Asymmetric PWM Control Scheme During Hold-Up Time for Resonant Converter," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 59, Issue. 7, pp. 2992-2997, Aug. 2011.
- [7] Bong-Chul Kim, Ki-Bum Park, Chong-Eun Kim, Byoung-Hee Lee, and Gun-Woo Moon, "LLC Resonant Converter With Adaptive Link-Voltage Variation for a High-Power-Density Adapter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 25, No. 9, Sept. 2010.
- [8] Kwang-Ho Yoon, Bong-Gun Chung, Sang-Ho Jang, Seung-Min Lee, Eun-Soo Kim, "A Wide Input Voltage And Output Load Range LLC Resonant Converter with Two Resonant Tanks," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 15, No. 6, pp. 466-476, Dec. 2010.
- [9] Bo Yang "Topology Investigation for Front End DC/DC Power Conversion for Distributed Power System," *PhD Thesis of Virginia Tech*, Sept. 2003.
- [10] Jee-Hoon Jung, Jong-Moon Choi, and Joong-Gi Kwon, "Design Methodology for Transformers Including Integrated and Center-tapped Structures for LLC Resonant Converters," *Journal of Power Electronics*, Vol. 9, No. 2, pp. 215-223, Mar. 2009.
- [11] Byong-Chul So, Sang-Ri Lee, Hag-Wone Kim, Kwan-Yuhl Cho, Soon-Sang Hwang, and Eun-Seok Choi "A Study on 120Hz Output Voltage Ripple Reduction of LLC Converter using Resonant Controller", *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 17, No. 4, Aug. 2012.



**소병철(蘇秉哲)**

1985년 8월 16일생. 2011년 충주대 제어계측공학과 졸업. 2011년~현재 한국교통대(구 충주대) 대학원 제어계측공학과 석사과정.



**서기봉(徐基鋒)**

1980년 12월 25일생. 2006년 2월 호서대 전자공학과 졸업. 2005년 12월~현재 동아일렉콤(주) 전원연구소 선임연구원.



**이동후(李東候)**

1977년 10월 24일생. 2004년 2월 한양대 전자·컴퓨터 공학부 졸업. 2005년 11월~현재 동아일렉콤(주) 전원연구소 선임연구원.



**정호철(鄭虎喆)**

1973년 2월 7일생. 2008년~2011년 한경대 전자공학과 졸업. 1993년~현재 동아일렉콤 전원연구소 책임연구원.



**황순상(黃淳相)**

1971년 10월 5일생. 2010년 충주대 정보제어공학과 졸업. 2012년 3월~현재 한국교통대 대학원 정보제어공학과 석사과정. 1995년~현재 동아일렉콤(주) 전원연구소 책임연구원.



**김학원(金學源)**

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



**조관열(趙官烈)**

1964년 2월 20일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1993년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박). 1993년~2003년 LG전자(주) DA연구소 책임연구원. 2004년~현재 한국교통대 제어계측공학과 부교수. 당 학회 기획이사.



**임병국(林炳國)**

1951년 1월 17일생. 1978년 숭실대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1972년~1977년 현 지식경제부 기술공무원. 1978년~1987년 수원공업전문대학 조교수. 1987년~현재 한국교통대 제어계측공학과 교수.