

# LLC 공진형 컨버터를 이용한 독립제어 가능한 2 채널 LED 구동회로

황민하<sup>1</sup>, 최 윤<sup>2</sup>, 한상규<sup>†</sup>

## Independently-Controlled Dual-Channel LED Driver using LLC Resonant Converter

Min-Ha Hwang<sup>1</sup>, Yoon Choi<sup>2</sup>, and Sang-Kyoo Han<sup>†</sup>

**Abstract** - The independently regulated dual-output LLC resonant converter using only one power stage and one control IC is proposed in this paper. The conventional dual-output LLC resonant converter requires the extra non-isolated DC/DC converter to obtain the tightly regulated slave output voltage, which results in the low power conversion efficiency and high production costs. On the other hand, since the proposed converter controls the master and slave output voltages by pulse width modulation(PWM) and pulse frequency modulation(PFM), it can achieve tightly regulated dual output voltages without the additional non-isolated DC/DC converter. Therefore, it features a high efficiency and low cost. To confirm the validity of the proposed converter, theoretical analysis and experimental results from a 40W LED driver prototype are presented.

**Keywords** : LED Driver, Dual Output, LLC Converter, DC/DC Converter

### 1. 서 론

LED는 긴 수명, 고효율, 친환경 등의 장점으로 차세대 조명 소자로 각광받고 있다.<sup>[1]</sup>

그림 1은 각 제조사에서 동일한 공정으로 생산되는 LED에 대한 전압, 전류 특성을 나타내고 있다. 다른 제조사에서 생산된 LED 뿐만 아니라 동일한 공정에서 생산된 LED의 경우에도 각각의 LED는 전압, 전류 특성이 다르다. 따라서 LED 모듈의 병렬연결 구동 뿐만 아니라 직렬연결 구동 시에도 각각의 제품마다 LED의 특성 편차로 인해 동일한 휘도를 얻기 힘들다.<sup>[2]-[4]</sup> 또한 LED는 열폭주 현상을 지닌 소자이기 때문에 정전압 제어를 할 경우 LED에 흐르는 전류는 시간이 지날수록 증가하게 된다. 따라서 LED에 흐르는 전류가 일정하게 흐르도록 제어하는 전류제어 구동회로(driver)가 필요하다. 최근

이러한 특성을 지닌 LED 구동용 전원 시스템을 소형화 및 고효율 동작을 위한 연구가 활발히 진행되고 있으며, 다른 회로에 비해 구성이 간단하며 동작영역에 따라 영전압 스위칭(ZVS)이 보장되어 고효율 동작에 유리한 LLC 공진형 컨버터<sup>[5]</sup>가 널리 이용되고 있다. 하지만 이중 출력이 필요한 LED 응용례에 대해서 그림 2와 같은 기존의 이중출력 LLC 공진형 컨버터의 경우 Master출력만 제어가 가능하므로 Slave의 가변 및 정밀 출력이 필요한 경우 별도의 DC/DC 컨버터를 이용해야만 가능하였다.<sup>[6]-[7]</sup> 따라서 기존의 LLC 공진형 컨버터를 이용한 이중출력 LED 구동회로의 경우 별도의 DC/DC 컨버터로 인한 손실 발생 및 시스템 전체 부피를 증가시키며 제작단가를 높이는 단점이 있다.

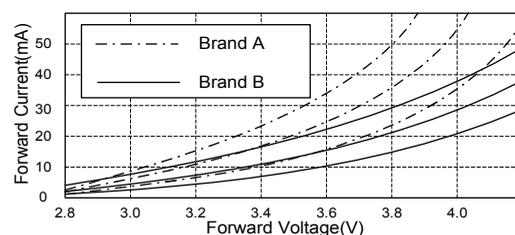


Fig. 1 Characteristics of LED voltage & current

Paper number : TKPE-2012-17-2-8

ISSN : 1229-2214

<sup>†</sup> Corresponding Author : djhan@kookmin.ac.kr, Dept. of Elec. Eng., Kookmin University

Tel : +82-2-910-5585 Fax : +82-2-910-4999

<sup>1</sup> Dept. of Elec. Eng., Kookmin University

<sup>2</sup> Dept. of Elec. Eng., Kookmin University

Manuscript received Oct. 11, 2011; accepted Dec. 28, 2011

— 본 논문은 2011년 전력전자학술대회 외부장학금 수혜논문임

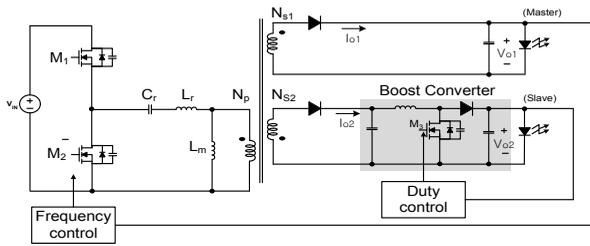


Fig. 2 Conventional Two-channel LED Driver using LLC resonant converter

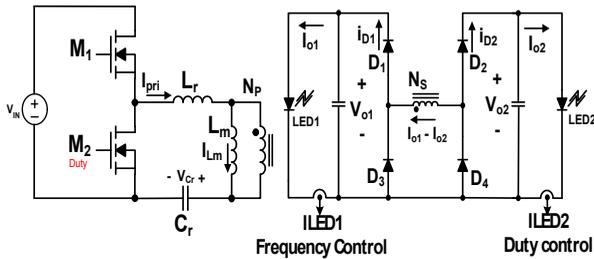


Fig. 3 Proposed Two-channel LED Driver using LLC resonant converter

따라서 본 논문에서는 LLC 공진형 컨버터의 주파수와 시비율을 동시에 가변하는 방식을 이용하여 별도의 DC/DC 컨버터 없이 이중출력 LED 전류를 정밀하게 제어할 수 있으며, 특히 이중 출력 LED 중 하나 또는 모두가 OPEN된 경우에도 전류제어에서 전압제어로 자연스럽게 천이가 가능한 LED 구동회로를 제안하고 이론적 분석 및 실험을 통해 그 타당성을 검증한다.

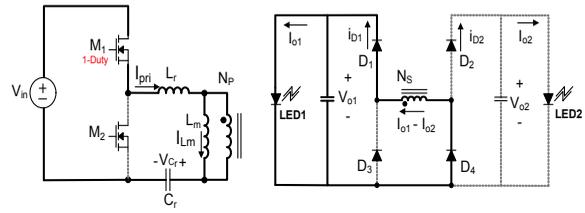
## 2. 제안된 이중출력 LLC 공진형 컨버터

본 논문에서는 그림 3과 같이 스위칭 주파수 가변과 동시에 시비율 가변을 통해서 별도의 DC/DC 컨버터 없이도 Master와 Slave 출력을 모두 정밀 제어가 가능한 이중출력 LLC 공진형 컨버터를 제안한다. 제안 회로의 1차측 구성은 기존 회로와 동일하나 2차측 구성은 하나의 트랜스포머 2차측 권선이 두개의 출력을 공유하며 각 LED 채널의 에너지 전달 및 차단을 위하여 채널당 2개의 다이오드를 사용하였다. 즉, 하나의 2차측 보조권선과 4개의 다이오드를 사용하여 구성되어 있으며 주파수 변조를 통해  $I_{o1}$ 을 시비율 변조를 통해  $I_{o2}$ 의 출력을 정밀하게 제어 할 수 있다.

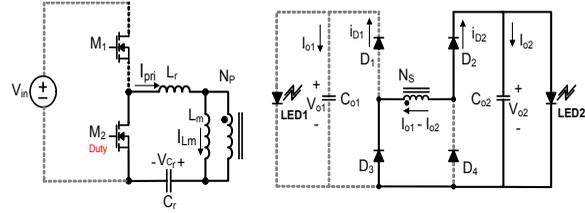
따라서 제안 회로는 하나의 LED 드라이버를 사용하여 각 채널을 독립적으로 제어하는 LED 구동회로를 구현함으로써 별도의 DC/DC 컨버터가 불필요하게 되어 시스템 부피 감소 및 신뢰성이 향상되며 저가격, 고효율 구현이 용이하다는 장점을 갖게 된다.

### 2.1 제안된 LLC 공진형 컨버터의 동작원리

그림 4는 제안된 이중출력 LED 드라이버의 스위치 상태에 따른 전류 도통경로를 보이고 있다.

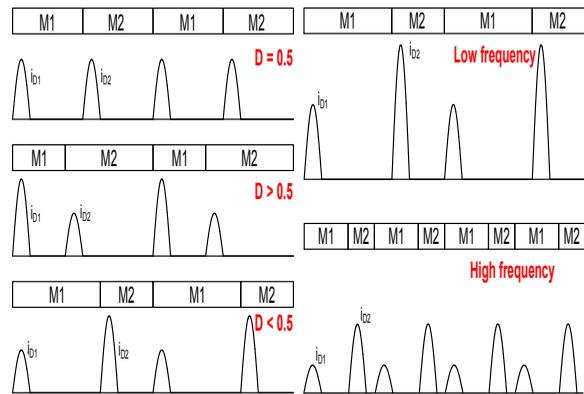


(a) M1 Switch Turn-ON



(b) M2 Switch Turn-ON

Fig. 4 Conductive path according to switch



(a) Output currents according to duty ratio (b) Output currents according to operating frequency

Fig. 5 Output currents according to duty ratio and operating frequency

스위치  $M_1$ 이 턴-온 되면 그림 4(a)와 같은 도통경로가 형성되고 2차측 트랜스포머 권선 방향에 의해 다이오드  $D_1$ 과  $D_4$ 가 도통하여  $V_{o1}$ 의 출력 캐패시터에 에너지가 공급된다. 이때, 다이오드  $D_2$ 와  $D_3$ 는 트랜스포머 권선 방향에 의해 차단되어 에너지 전달이 일어나지 않는다. 한편, 스위치  $M_2$ 가 턴-온 되면 그림 4(b)와 같은 도통경로가 형성되고 2차측 트랜스포머 권선 방향에 의해 다이오드  $D_2$ 와  $D_3$ 가 도통하여  $V_{o2}$ 의 출력 캐패시터에 에너지가 전달된다.

그림 5에서는 동작 시비율 및 주파수 변화에 따른 2차측 출력 다이오드 전류를 나타내었다. 2차측 다이오드 전류를 결정하는 주요 요소는 1차측 공진 캐패시터  $C_r$ 의 평균 전압에 따라 2차측으로 전달되는 에너지가 변하게 된다. 그림 5(a)는 동작 시비율에 따른 출력다이오드 전류 파형을 나타내었으며 다음과 같은 특성을 갖는다.

i.  $M_1$ 과  $M_2$ 의 시비율이 동일한 경우

$M_1$ 과  $M_2$ 의 시비율이 동일하므로 1차측 공진 캐패시터  $C_r$ 의 평균 전압은  $V_{in}/2$ 이 되고  $M_1$ 과  $M_2$ 의 도통에 따라 대칭적인 동작이 이루어지게 된다. 따라서 각 스위칭 주기에 대해 공진인덕터  $L_r$ 을 포함한 트랜스포머 1차측에 인가되는 전압은 서로 같고 이로 인해 2차측 출력 다이오드  $D_1(D_4)$ 과  $D_2(D_3)$ 의 전류는 서로 동일하며 따라서 출력전류  $I_{o1}$ 과  $I_{o2}$ 는 동일하게 출력된다.

ii.  $M_1$  보다  $M_2$ 의 시비율이 더 큰 경우

$M_1$  스위치보다  $M_2$ 스위치 ON 되는 시간이 더 크므로 공진 캐패시터  $C_r$ 의 평균전압은  $V_{in}/2$ 보다 작다. 따라서  $M_1$  스위치 ON 시 공진인덕터  $L_r$ 을 포함한 트랜스포머 1차측에 인가되는 전압이  $M_2$  스위치 ON인 경우에 비해 크므로 2차측 다이오드  $D_1(D_4)$ 로 흐르는 공진전류는  $D_2(D_3)$  보다 커지게 되어 출력전류  $I_{o1}$ 이  $I_{o2}$ 보다 커진다.

iii.  $M_2$  보다  $M_1$ 의 시비율이 더 큰 경우

$M_2$  스위치보다  $M_1$ 스위치 ON 되는 시간이 더 크므로 공진 캐패시터  $C_r$ 의 평균전압은  $V_{in}/2$ 보다 크다. 따라서  $M_1$  스위치 ON 시 공진인덕터  $L_r$ 을 포함한 트랜스포머 1차측에 인가되는 전압이  $M_2$  스위치 ON인 경우에 비해 작으므로 2차측 다이오드  $D_1(D_4)$ 로 흐르는 공진전류는  $D_2(D_3)$  보다 작게 되어 출력전류  $I_{o1}$ 이  $I_{o2}$ 보다 작아진다.

따라서 상기의 3가지 경우로부터 스위치의 동작 시비율은 각 스위칭 주기마다 2차측으로 전달되는 공진 전류의 비대칭 정도를 결정짓는다고 할 수 있다.

한편 그림 5(b)는 주파수에 따른 출력다이오드 전류로서 일반적인 LLC 컨버터와 동일한 동작특성을 갖는다. 즉 구동 주파수가 커질수록 공진전류의 크기는 작아지며 따라서 출력다이오드  $D_1(D_4)$ 와  $D_2(D_3)$  전류는 모두 작아지므로 이중 출력 전류  $I_{o1}$ 과  $I_{o2}$ 는 모두 줄어들게 된다. 반면 구동 주파수가 작아질수록 공진전류의 크기는 커지며 따라서 출력다이오드  $D_1(D_4)$ 와  $D_2(D_3)$  전류는 모두 커지므로 이중 출력 전류  $I_{o1}$ 과  $I_{o2}$ 는 모두 커지게 된다.

따라서 상기의 시비율 및 주파수에 따른 동작특성을 모두 종합해 보면 동작시비율의 가변을 통해  $I_{o1}$ 과  $I_{o2}$ 의 전류의 비대칭 정도를 조절할 수 있고 동작 주파수의 가변을 통해  $I_{o1}$  및  $I_{o2}$ 의 전류 크기를 동시에 조절할 수 있으므로 각 출력을 독립적으로 제어 할 수 있다. 또한 제안된 회로의 트랜스포머 2차측 권선은 하나로써 두

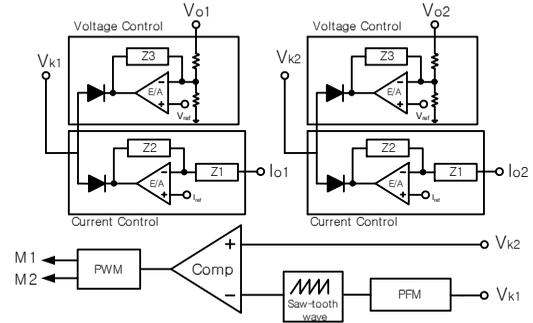


Fig. 6 The control block diagram of proposed LLC resonant converter

개의 출력이 모두 공유하고 있으므로  $M_1$ 과  $M_2$ 의 시비율이 정확히 동일한 경우  $I_{o1}$ 과  $I_{o2}$ 의 전류는 서로 동일하다. 따라서 제안된 구동회로의 경우  $I_{o1}$ 과  $I_{o2}$ 의 전류 차이가 크지 않은 이중출력 LED 조명과 같이 두 출력 전류가 서로 비슷한 응용례에 적합하게 적용될 수 있다.

2.2 제안된 LLC 컨버터의 제어단 구성도

그림 6은 제안된 LLC 공진형 컨버터의 제어단 구성을 나타내고 있다. 제안 회로의 제어단 구성은 각 출력 전압  $V_{o1}$ (또는  $V_{o2}$ )과 전류  $I_{o1}$ (또는  $I_{o2}$ )을 모두 피드백 받아 제어단 내의 OP-AMP를 이용하여 기 설정된 레벨로 제어하고 있다. 여기서 최종 제어명령에 해당되는  $V_{k1}$ (또는  $V_{k2}$ )은 전류제어 및 전압제어용 OP-AMP의 출력 중 낮은 전압을 따라가도록 다이오드에 의해 Oring되어 있으며, 전압제어용 OP-AMP의 +단에 인가되는  $V_{ref}$ 는 LED 전류제어 시의 출력전압보다 다소 큰 출력전압을 출력하도록 설정되어 있다.

따라서 LED가 출력단에 연결되어 정상적인 전류제어가 이루어 질 경우 전압제어용 OP-AMP의 출력이 전류제어용 OP-AMP의 출력보다 높으므로  $V_{k1}$ (또는  $V_{k2}$ )은 전류제어용 OP-AMP의 출력을 따라가고, LED가 OPEN되는 비정상적인 경우 출력전류는 0A를 유지하는 대신 출력전압이 계속 상승하므로 전압제어용 OP-AMP의 출력이 전류제어용 OP-AMP의 출력보다 낮아져  $V_{k1}$ (또는  $V_{k2}$ )은 전압제어용 OP-AMP의 출력을 따라가게 된다. 상기한 내용을 정리해보면 제안된 컨버터는 LED의 상태에 따라 전압제어와 전류제어 사이의 자연스런 천이가 이루어지게 되며 각 LED의 제어는 상기 동작원리에 의해 설정된  $V_{k1}$ 과  $V_{k2}$ 에 의해 시비율 및 주파수 가변에 의해 정밀한 전류 또는 전압제어가 가능하다.

2.3 제안된 LLC 공진형 컨버터의 동작 해석

제안된 LLC 공진형 컨버터의 모드별 동작 해석을 위해 다음을 가정한다.

- i. 모든 소자는 이상적이다.(단, 변압기는 자화 인덕터

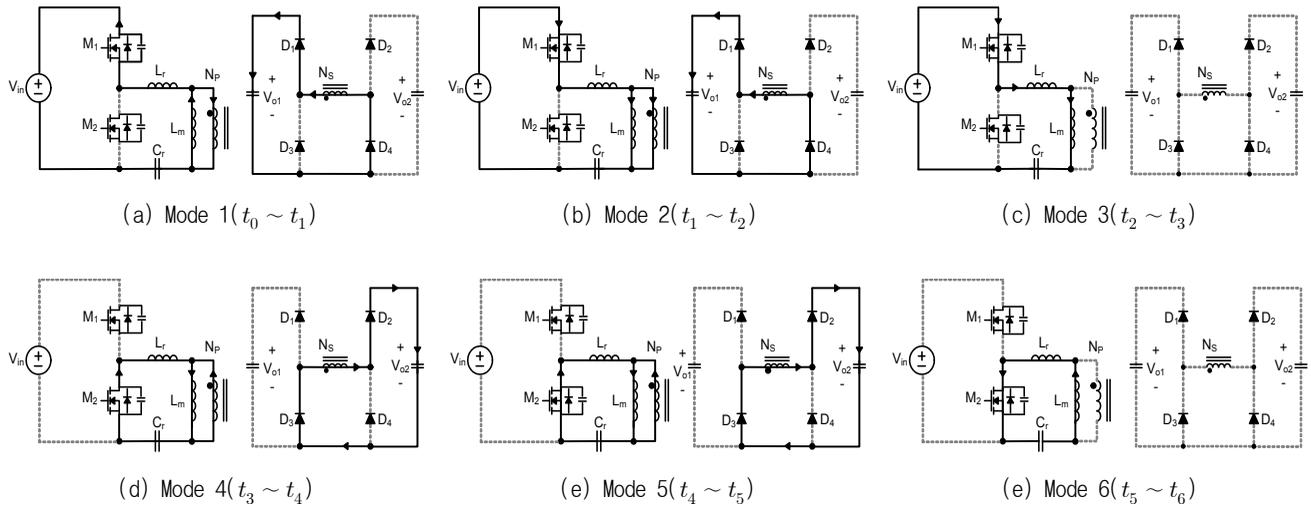
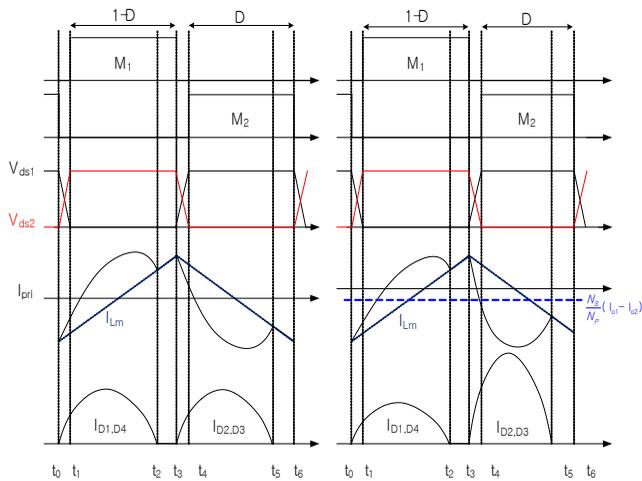


Fig. 8 Operation modes of the proposed LLC converter

( $L_m$ ) 누설 인덕터 ( $L_r$ )를 제외하고 이상적이며, MOSFET은 기생 병렬 다이오드 및 출력 캐패시터를 제외하고 이상적인 스위치로 가정한다.)

- ii. LLC 컨버터는 정상상태에서 동작한다.
- iii. 출력단의 캐패시턴스는 충분히 크므로 출력 전압  $V_{o1}$ 과  $V_{o2}$ 는 일정하다고 가정한다.

제안된 컨버터의 동작은 1차측 스위치  $M_1$ ,  $M_2$  및 다이오드의 스위칭 상태에 따라 6개의 Mode로 나눌 수 있다. 그림 7에 제안된 LLC 공진형 컨버터의 주요 파형을 나타내었다.  $t_0$ 이전 구간은  $M_2$ 는 ON 되어 있고,  $M_1$ 은 OFF 되어 있는 구간으로서, 자화 인덕터  $L_m$ 과  $L_r$ ,  $C_r$ 이 공진하고 있다.



(a) Duty ratio :  $M1 = M2$  (b) Duty ratio :  $M1 \neq M2$

Fig. 7 Key waveform of proposed converter according to duty ratio

그림 7(a)와 같이 시비율이 동일한 경우, 스위치 교번 동작에 의해 공진 캐패시터의 전압변화량이 동일하며, 이에 따라 동일한 양의 에너지가 전달되어 2차측 출력 다이오드 전류는 서로 동일하다. 반면 그림 7(b)와 같이 스위치의 시비율이 다른 경우, 공진 캐패시터의 전압변화량은 스위치 ON상태에 따라 차이가 나며, 2차측으로 전달되는 에너지의 양이 다르기 때문에 2차측 다이오드 전류의 편차가 생기고 1차측 자화 인덕턴스( $L_m$ ) 전류에 오프셋이 생기게 된다. 따라서 스위치의 동작 시비율은 2차측으로 전달되는 전류의 차이를 결정짓는 역할을 한다.

① Mode 1 ( $t_0 \sim t_1$ )

Mode 1의 전류 도통 경로를 그림 8(a)에 나타내었다. 이때, 스위치  $M_1$ ,  $M_2$ 는 모두 OFF되어 있고, 1차측 스위치  $M_1$ 의 바디 다이오드가 도통되어  $M_1$ 의 양단 전압이 '0'으로 하강하여 ZVS조건을 형성한다. 반면  $V_{o2}$  출력의 경우는 트랜스포머의 권선 방향으로 인해 전력전달은 일어나지 않는다.

② Mode 2 ( $t_1 \sim t_2$ )

$M_1$  스위치가 ON 되면서 Mode 2가 시작되며, 전류 도통경로를 그림 8(b)에 나타내었다. Mode 1과 마찬가지로  $C_r$ 과  $L_r$ 이 공진을 일으켜  $V_{o1}$ 으로 에너지가 전달되며 자화인덕터  $L_m$ 에 흐르는 전류는 선형적으로 증가한다. Mode 1과 마찬가지로  $V_{o2}$ 출력단으로 전력전달은 일어나지 않는다.

③ Mode 3 ( $t_2 \sim t_3$ )

공진 캐패시터  $C_r$ 과 공진 인덕터  $L_r$ 로 인한 공진

전류가 자화 전류와 같아지게 되면서( $I_{Lm} = I_{pri}$ ) Mode 3가 시작되며, Mode 3의 전류 도통경로를 그림 8(c)에 나타내었다. 이 구간에서 2차측 다이오드는 모두 도통하지 않게 되고, 각 출력단으로의 전력 전달은 일어나지 않는다.

#### ④ Mode 4 ( $t_3 \sim t_4$ )

스위치  $M_1$ 이 OFF 됨에 따라 Mode 4가 시작되며, 전류 도통경로를 그림 8(d)에 나타내었다. Mode 1과 마찬가지로 1차측 스위치  $M_2$ 의 바디 다이오드가 도통되어  $M_2$ 의 양단 전압이 '0'으로 하강하여 ZVS 조건을 형성한다. 반면  $V_{o1}$  출력의 경우는 트랜스포머의 권선방향으로 인해 전력전달은 일어나지 않는다.

#### ⑤ Mode 5 ( $t_4 \sim t_5$ )

$M_2$ 의 스위치가 ON 되면서 Mode 5가 시작되며 전류 도통 경로를 그림 8(e)에 나타내었다. Mode 4와 마찬가지로  $C_r$ 과  $L_r$ 로 인한 공진이 발생하여  $V_{o2}$  출력단으로 에너지 전달이 이루어지고 있으며 자화 인덕터  $L_m$ 에 흐르는 전류는 선형적으로 감소한다. 반면,  $V_{o1}$  출력단의 다이오드는 트랜스포머의 권선 방향으로 인해 전력전달은 일어나지 않는다.

#### ⑥ Mode 6 ( $t_5 \sim t_6$ )

$C_r$ 과  $L_r$ 로 인한 공진전류가 자화전류와 같아지게 되면서( $I_{Lm} = I_{pri}$ ) Mode 6이 시작되며, 전류 도통경로를 그림 8(f)에 나타내었다. Mode 3과 마찬가지로 이 구간에서 2차측 다이오드는 모두 도통하지 않게 되고, 각 출력단으로의 전력전달은 일어나지 않는다.

### 2.4 제안 회로의 공진 탱크 설계

제안된 LLC 공진형 컨버터를 이용한 2채널 LED 구동회로의 입출력 사양을 표 1에 나타내었으며 설계 과정은 다음과 같다.

Table 1 Design specification for LED Driver

Input Voltage	400V
$V_{LED1}, V_{LED2}$	35.7V
$I_{LED1}, I_{LED2}$	570mA
Resonant frequency	110kHz
Switch dead time $t_{dead}$	350nsec
Switch output capacitor $C_{ds}$	200pF

i. 먼저 제안된 LLC 공진형 컨버터는 그림 9와 같이 근사화 된 등가회로로 나타낼 수 있다. 또한 입력 및 출력이 스위칭 하므로 각각을 AC전압으로 환산할 수 있으며 다음의 식 (1)과 같다.

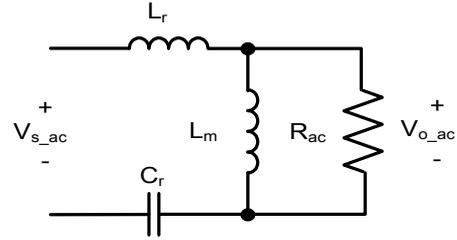


Fig. 9 equivalent AC circuit of proposed converter

$$V_{s,ac} = \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_s \quad (1)$$

$$V_{o,ac} = \frac{2\sqrt{2}n}{\pi} V_o \quad (2)$$

또한, 출력 부하저항도 출력전압의 변환식을 이용하여 식(3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{ac} = \frac{2n^2 \sin(\pi d(t))}{\pi^2 (1-d(t))} R_o \quad (3)$$

위의 그림 9에 나타난 회로의 입출력 관계식과 AC전압이득의 크기는 아래의 식 (4),(5)<sup>[8]-[9]</sup>와 같이 구할 수 있다.

$$G_{ac} = \frac{V_{o,ac}}{V_{s,ac}} = \frac{R_{ac}/j\omega L_m}{j\omega L_k + \frac{1}{j\omega C_r} + R_{ac}/j\omega L_m} \quad (4)$$

$$|G_{ac}| = \frac{1}{\sqrt{\left\{1 + K \left[1 - \left(\frac{f_r}{f_s}\right)^2\right]^2\right\}^2 + \left[\left(\frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{f_s}\right) Q\right]^2}} \quad (5)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}} \quad (6)$$

$$Q = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} \frac{1}{R_{ac}} \quad (7)$$

또한, 본 논문에서 제안하는 회로는 반파 정류를 통해 LED1과 LED2에 에너지를 전달하므로 출력전압  $V_{o1}$ ,  $V_{o2}$ 는 다음과 같은 수식이 성립한다.

$$\frac{V_{o1}}{V_{o2}} = \frac{D}{1-D} \quad (8)$$

최종적으로 제안된 LLC 공진형 컨버터의 입출력 전압 변환비는 식(1)과, (2), (5), (7)에 의하여 다음과 같이 유도된다.

$$G_{DC} = \frac{V_{o1}}{V_s} = \frac{D}{2n \sqrt{\left\{1 + K \left[1 - \left(\frac{f_r}{f_s}\right)^2\right]\right\}^2 + \left[\left(\frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{f_s}\right) Q\right]^2}} \quad (9)$$

$$G_{DC} = \frac{V_{o2}}{V_s} = \frac{1-D}{2n \sqrt{\left\{1 + K \left[1 - \left(\frac{f_r}{f_s}\right)^2\right]\right\}^2 + \left[\left(\frac{f_s}{f_r} - \frac{f_r}{f_s}\right) Q\right]^2}} \quad (10)$$

앞서 구한 LLC 공진형 컨버터의 입출력 관계식으로 부터 공진탱크의 1차측, 2차측 권선비를 선정한다.

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_s}{2V_{o1}} = \frac{400}{2 * 35.7} = 5.602 \quad (11)$$

ii. 최대 주파수에서  $M_1$ ,  $M_2$  스위치의 ZVS를 만족하도록 식(2)<sup>[8]</sup>와 같이 자화인덕턴스  $L_m$  값을 설정한다.

$$L_m \leq \frac{t_{dead}}{16 C_{ds} f_{sw(max)}} \quad (12)$$

식 (12)에서  $C_{ds}$ 는 1차측 스위치의 드레인-소스 사이의 기생 캐패시턴스이고,  $t_{dead}$ 는  $M_1$ 과  $M_2$  스위치가 모두 턴-오프 되는 시간이며,  $f_{sw(max)}$ 는 최대 동작 주파수를 나타낸다. 계산결과 자화인덕턴스 값은 700uH로 선정되었다.

iii. 최대 동작 주파수에서 공진탱크의 이득이 식 (7), (13)를 고려하여 최소부하에 필요한 이득보다 작게 되도록  $L_m$ 과  $L_r$ 의 비율 ( $K=L_r/L_m$ )을 선정한다. 또한 식 (14),(15)<sup>[10]-[11]</sup>을 바탕으로 공진 캐패시터, 기생 인덕턴스 ( $L_r$ )를 선정한다. 이러한 공진 요소들은 컨버터의 효율과 동작영역에 중요한 역할을 하며, 주파수에 따른 이득 곡선을 그림 10에 나타내었다.

$$Gain(f_{sw(max)}) < \frac{V_{o(max)}}{V_{o(min)}} \quad (13)$$

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Q R_{ac}} = \frac{1}{2\pi f_r Q \left(\frac{4n^2}{\pi^2} R_o\right)} = 22nF \quad (14)$$

$$L_r = \frac{Q R_{ac}}{2\pi f_r} = \frac{Q \left(\frac{4n^2}{\pi^2} R_o\right)}{2\pi f_r} = 95uH \quad (15)$$

그림에서 알 수 있듯이, Q 값을 작게 선정하면, 전압 이득 측면에서는 손해이지만, 주파수 변동폭이 적으며, Q값이 커지면 반대가 된다. 따라서 이러한 특성을 고려하여 Q 값은 0.061로 선정하였다. 식 (3)에서  $R_o$ 는 2차

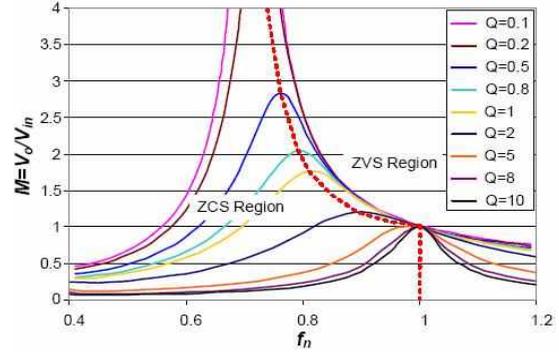


Fig. 10 Voltage Gain curve of LLC Converter

측 부하의 등가저항 값으로 직렬로 연결된 LED 양단 전압과 전류의 비율이다.

iv. 1차측 턴 수  $N_p$ 는 1차측 침두전류와 인덕턴스, 코어의 유효 면적, 자속 밀도에 의해 식(16)을 통하여 계산된다.

$$N_p = \frac{(L_m + L_r) I_{max}}{B_{max} A_e} = 52 \text{ (turns)} \quad (16)$$

위 설계 절차를 토대로 제작된 최종 시작품의 실제 소자 파라미터는 1,2 차측 턴수  $N_p$ :52 turns  $N_s$ : 8turns를 사용하였으며, 트랜스포머 자화 인덕턴스 및 공진 요소는  $L_m$ :700uH,  $L_r$ :110uH,  $C_r$ :22nF을 각각 사용하였다. 여기서 설계치와 실제 사용된 파라미터의 약간의 차이는 트랜스포머 보빈의 형상으로 인해 정확한 누설 인덕턴스의 구현이 어려운데 기인된 결과이다.

### 2.5 제안된 LLC 공진형 컨버터의 실험 결과

본 논문에서 제안한 이중출력 LLC 공진형 컨버터의 타당성 및 우수성 검증을 위해 40W급 조명용 LED 구동회로를 위한 시작품을 제작하여 다음과 같은 실험 결과를 제시하였으며, 주요 파라미터는 다음과 같다.

- 입력 조건 :  $V_{DC} = 400V$
- 출력 조건 : 각 채널당 35.7V 570mA
- 트랜스포머 권선 비 : 52:8 (Core = EFD2733)
- 공진 파라미터 :  $C_r = 22nF$ ,  $L_m = 700uH$ ,  $L_r = 110uH$
- 제어 IC : FSFA 1800SL

제안된 컨버터의 각 부하에 따른 주요파형을 측정하여 그림 10에 나타내었다. 각 부하조건에서 스위치의 시비율에 따른 트랜스포머 1차측 전류 및 2차측 다이오드 전류 파형이 앞서 제시한 이론적 분석과 동일함을 확인할 수 있었으며, LED 상태에 따른 동작 주파수 및 시비율 변화를 가시적으로 확인할 수 있다. 또한 앞서 제시한 제어단 구성을 통하여, LED ON 상태에서는 전류 제

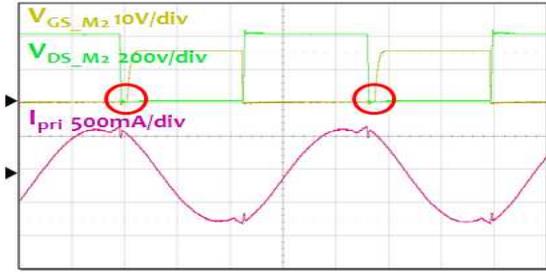


Fig. 11 Operation waveform at primary-side switch

어, LED OPEN 상태에서는 전압 제어를 함으로써, 표2에 제시한 바와 같이 각 부하조건에서 주파수 및 시비를 변동폭이  $\Delta f_{sw} = 22\text{kHz}$   $\Delta D = 5.07\%$  로 제어되므로 제한 회로의 우수한 동작성능을 실험을 통해 검증하였다. 표 3은 제한 회로의 고효율 동작 및 주요 소자의 발열을 확인하기 위해 최대 부하조건에서 1시간 Aging 후 측정결과를 나타내고 있다.

측정 결과 각 소자들의 우수한 발열 특성을 확인할 수 있었으며, 최대 부하 조건에서 효율은 94.5%로, 고효율 동작을 확인할 수 있다. 또한 그림 11과 같이 모든 스위치의 ZVS 동작 파형을 통해 스위칭 손실의 최소화 및 앞서 설계한 공진탱크의 타당성을 검증 할 수 있었다. 따라서 위의 실험결과를 통해 제안된 회로는 부가적인 DC/DC Converter 없이 1개의 전력단 및

제어 IC만으로 2개의 출력을 독립적으로 제어 할 수 있으며 2채널 LED 구동회로 뿐만 아니라 이중출력을 요구하는 다양한 응용례에도 적합할 것으로 예상된다.

Table 2 Measured Operation frequency, Duty & output voltage

$I_{LED1}$ [A]	$I_{LED2}$ [A]	$f_{sw}$ (kHz)	$M_2$ Duty (%)
0.573	0.571	111.45	44.95
0.572	0	97.04	43.21
0	0.571	97.71	48.28
0	0	89.85	46.11

$I_{LED1}$ [A]	$I_{LED2}$ [A]	$V_{LED1}$ [V]	$V_{LED2}$ [V]
0.573	0.571	34.88	34.81
0.572	0	35.61	41.25
0	0.571	41.25	34.82
0	0	41.25	41.27

Table 3 Temperature characteristics & Measured efficiency

Location	온도(°C)
Transformer Core	52.5
Transformer Wire	53.4
Diode	52.0
Control IC	47.6
efficiency[%]	94.5

### 3. 결 론

기존의 이중출력 LLC 공진형 컨버터의 경우 master 출력전압은 스위칭 주파수 변조를 통해 제어하고, slave 출력전압을 제어하기 위해서는 별도의 DC/DC컨버터와 제어IC가 필수적이었다. 이로 인해 시스템 효율저하, 부

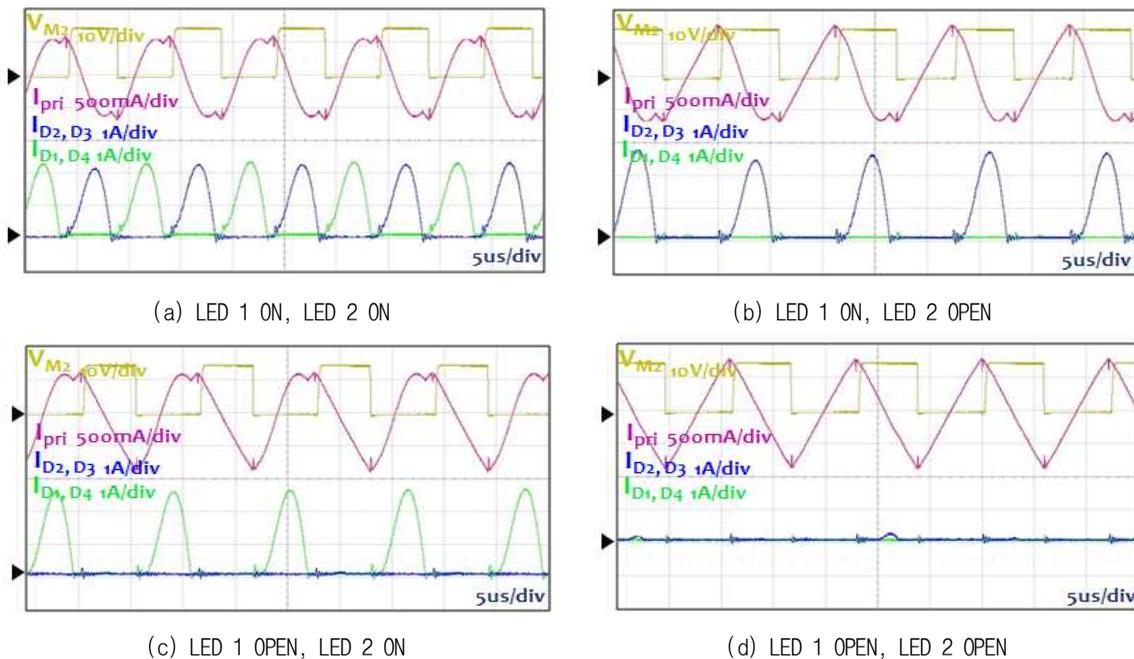


Fig. 12 Experimental waveforms under the load variation

피증가 및 제작단가 상승 등의 단점이 존재하였다. 이를 해결하기 위해 본 논문에서는 기존의 주파수 변조를 통한 제어방식에 시비율 변조를 통해 하나의 LLC컨버터와 제어 IC로 master 출력전압은 스위칭 주파수로, slave 출력전압은 시비율 변조를 통해 각각의 전압을 독립적으로 제어함으로써 고효율 및 저가형의 LED 구동회로를 구현할 수 있다. 뿐만 아니라 제안된 회로는 이중 출력 LED 중 하나 또는 모두가 OPEN된 경우에도 전류제어에서 전압제어로 자연스런 천이가 가능한 장점을 갖는다. 제안회로의 타당성 검증을 위하여 40W급 LED 조명회로를 위한 시작품을 제작하여 실험을 수행하였으며, 실험결과 제안 회로는 출력전류의 편차가 최대 3mA 이고, 다양한 부하조건에 따라 전류제어에서 전압제어로 천이가 가능하기 때문에 최소한의 시비율 및 주파수 변동폭으로도 우수한 Regulation 특성을 가질 수 있다. 또한 최대 부하시 94.5%로 기존의 2단 구성회로에 비해 고효율 동작됨을 확인하였다. 따라서 제안된 회로는 이중 출력을 위한 고효율 및 저가형 LED 구동에 매우 적합할 것으로 기대된다.

본 연구는 삼성전기(주)의 연구비 지원과 지식경제부 및 정보통신 연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2012-H0301-12-2007)

**참 고 문 헌**

[1] F. Xiaoyun, L. Xiaojian, and W. Yan, "Research and analysis of the design development and perspective technology for LED lighting products", in *Proceeding of CAID&CD*, pp. 1330-1334, 2009, Nov.

[2] M. Doshi and R. Zane, "Digital architecture for driving large LED arrays with dynamic bus voltage regulation and phase shifted PWM", in *Proceeding of APEC*, pp. 287-293, 2007, Mar.

[3] Heinz Van der Broect, Georg Sauerlander, and Matthias Went, "Power driver topologies and control schemes for LEDs", in *Proceeding of APEC*, pp. 1319-1325, 2007, Mar.

[4] Baddela, S. M. and Zinger, D. S, "Parallel connected LEDs operated at high to improve current sharing", in *Proceeding of IAS*, Vol. 3, pp. 1677-1681, 2004, Oct.

[5] Sang-Ho Cho, "High-efficiency and low-cost tightly-regulated dual-output LLC resonant converter", *IEEE*, pp. 862-869, 2010.

[6] Yoon choi, "A new tightly-regulated dual-output LLC resonant converter", *ICPE 2011*, pp. 839-845, 2011.

[7] Bing. Lu, Wenduo Liu, Yan Liang, Lee F. C., and Van Wyk J. D, "Optimal Design Methodology for LLC

Resonant Converter", in *Proceeding of IEEE APEC*, pp. 533-538, 2006, March.

[8] B.-R. Lin, N.-J. Chen, and C.-L. Yang, "Analysis and implementation of dual-output LLC resonant converter", in *Proceeding of IEEE ICIT*, pp. 1-6, 2008, April.

[9] Jee-hoon Jung, and Joong-gi Kwon, "Theoretical Analysis and Optimal Design of LLC resonant converter", in *Proceeding of IEEE EPE*, pp. 1-10, 2007, Sept.

[10] C. Adragna, S. De Simone, and C. Spini, "A design methodology for LLC resonant converters based on inspection of resonant tank currents", in *Proceeding of IEEE APEC*, pp. 1361-1367, 2008, Feb.



**황민하(黃敏夏)**

1987년 12월 15일생. 2011년 국민대 전자공학부 졸업. 2011년~현재 동 대학원 전자공학 석사과정.



**최 윤(崔潤)**

1984년 1월 26일생. 2009년 국민대 전자공학부 졸업. 2011년 동 대학원 전자공학부 졸업(석사). 2011년~현재 동 대학원 전자공학부 박사과정.



**한상규(韓翔圭)**

1973년 12월 13일생. 1999년 부산대 전기공학부 졸업. 2001년 한국과학기술원 전자전산학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학박). 2005년 3월~8월 한국과학기술원 정보전자연구소 박사후연구원. 2005년 9월~현재 국민대 전자공학부 부교수.