

LED Backlight를 위한 다채널 전류평형 단일스위치 LED 구동회로

황상수¹, 한상규[†]

Multi-channel Current Balancing Single Switch LED Driver for LED Backlight

Sang-Soo Hwang¹ and Sang-Kyoo Han[†]

Abstract

We propose a multi-channel current-balancing single switch light-emitting diode (LED) driver for a 3D TV. Conventional LED drivers require non-isolated DC/DC converters as many as the number of LED channels, whereas the proposed LED driver needs only one power switch and several balancing capacitors instead of expensive non-isolated DC/DC converters. Therefore, the proposed driver features a simple structure with low cost and high efficiency. In particular, because its power switch can be turned off under the zero-current switching condition, the proposed driver has desirable advantages, such as improved electromagnetic interference characteristics and high efficiency. Moreover, it only uses a small number of DC blocking capacitors with no additional active devices for the current balancing of multi-channel LEDs. Therefore, the proposed driver exhibits high reliability and cost effectiveness. To confirm the validity of the proposed driver, we perform a theoretical analysis and present design considerations and experimental results obtained from a prototype that is applicable to a 46" LED TV.

Key words: Multi-channel LED driver, Current balancing

1. 서 론

최근 디지털 멀티미디어 방송 시대를 맞이하여 첨단 디스플레이 전자 장치들에 대한 많은 연구 개발이 진행되고 있으며 IT 기술과 FPD(Flat Panel Display)의 융합으로 인해 그 시장은 기하급수적인 성장을 하고 있는 추세이다. 최근 대형 디스플레이 시장의 경우 낮은 소비 전력 및 초 슬림화 그리고 우수한 명암비 등의 다양한 장점으로 인해 LCD TV가 확고한 시장을 확보하고 있으며 그 응용 시장 또한 넓혀가고 있다. LCD는 비자발

광 소자로서 LCD 전 영역에 걸쳐 균일한 밝기의 빛을 공급하는 역할을 하는 BLU(Backlight Unit)의 사용이 필수적이며 전력소모 및 수명, 친환경성, 고화질 등을 고려하여 LED BLU의 적용이 일반적이다^[1]. 그러나 아직 LED BLU의 가격이 높은 편이며 LED 구동회로 기술 또한 성숙되지 못한 실정이므로 저가형 및 고성능의 LED-TV의 구현을 위해서는 LED BLU의 가격 저감과 성능개선에 관한 연구가 절실한 실정이다.

LED-TV용 전원회로는 로직 보드, 영상 보드, LED 백라이트 등의 다양한 전원들의 공급을 위해 다중출력이 요구된다. 그러나 대부분의 컨버터를 포함하여 고효율 및 소형화의 장점으로 최근 중용량급 전원시스템에 적합하게 사용되고 있는 LLC 컨버터는 다중출력에 대해서 독립적이고 정밀한 제어가 어렵다. 따라서 이러한 문제점을 해결하기 위해 LLC 공진형 컨버터에 적합하며, 각각의 출력 전압을 정밀하게 제어 가능한 기술이 연구되어 왔다. 기존에 제안된 Cross-regulation은 2차 측 권선의 결합을 통해 제어하는 방식으로 구조가 간단하여 가격적인 측면에서 장점을 가지나 마스터 출력전

Paper number: TKPE-2016-21-4-6

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

[†] Corresponding author: djhan@kookmin.ac.kr, School of Electrical Engineering, College of Electrical Engineering and Computer Science, Kookmin University
Tel: +82-2-910-5467 Fax: +82-2-910-4449

¹ School of Electrical Engineering, College of Electrical Engineering and Computer Science, Kookmin University
Manuscript received Nov. 3, 2014; revised Feb. 11, 2015; accepted Apr. 18, 2016

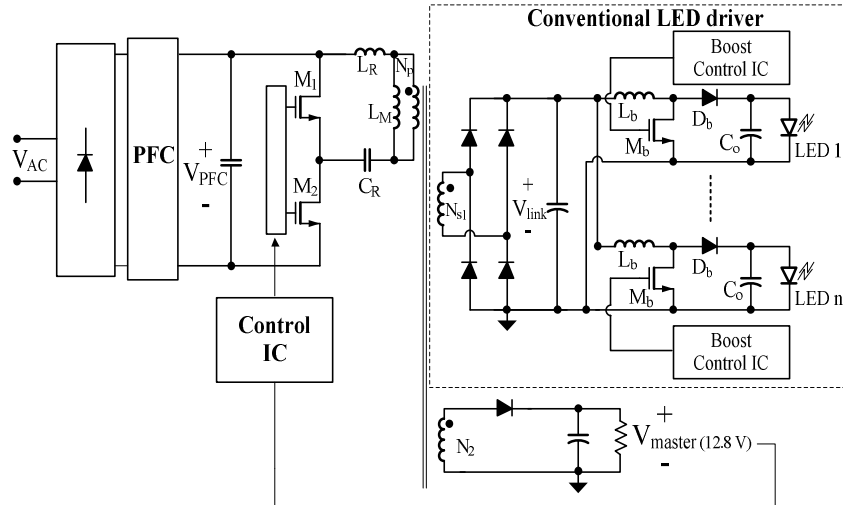


Fig. 1. Schematic of the conventional LED driver.

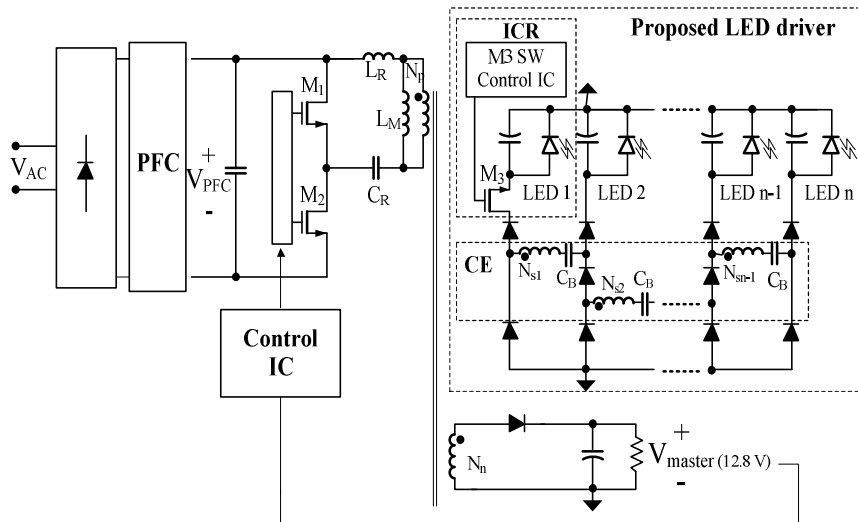


Fig. 2. Schematic of the proposed LED driver.

압을 제외한 나머지 slave 전압의 정밀한 제어에 있어 한계를 가지고 출력 부하의 급격한 변동 조건에서 출력 전압의 제어가 어려운 단점이 존재한다^[2]. 이와 같은 문제를 해결하기 위해 최근 전류평형 회로를 적용한 다채널 LED 구동회로가 제안된 바 있으며 이 경우 하나의 LLC 컨버터로 여러 채널의 LED 전류를 모두 동일하게 제어할 수 있는 장점이 있으나 LED TV와 같이 오디오를 위한 보조전원이 필요할 경우 별도의 컨버터가 요구되는 단점이 있다^{[3],[4]}. 따라서 최근 대부분의 LED TV의 경우 그림 1과 같이 LLC 공진형 컨버터를 이용하여 master 출력을 오디오용 전원으로 하고 LED 백라이트를 구동하기 위한 전압은 LLC 컨버터의 제어되지 않은 slave 출력을 입력전압으로 하고 LED 채널별로 Secondary-Side Post Regulator(SSPR)를 각각 추가하여 LED 전류를 제어하는 방식이 주로 적용되고 있다^[5]. 상기 SSPR의 경우 출력 LED 전류를 제어하기 위해 별도의 비절연형 DC/DC 컨버터를 적용한 구조로써 각 출

력 전류의 제어가 용이하며 입력 전압 및 부하 조건에 따른 제어 성능이 우수한 장점이 있다. 그러나 SSPR은 별도의 비절연형 DC/DC 컨버터를 필요로 하고 추가된 DC/DC 컨버터의 스위치가 하드 스위칭(Hard Switching)으로 동작하기 때문에 시스템이 커지고, 효율 저하 및 원가 상승의 단점이 존재한다. 따라서 본 논문에서는 기존의 다중출력을 위한 LLC 컨버터가 갖는 문제점을 해결할 수 있는 새로운 방식의 LED 백라이트를 위한 다채널 전류평형 단일스위치 LED 구동회로를 제안한다.

2. 제안된 LED-TV용 구동회로

LED를 LCD TV의 백라이트 광원으로 이용할 경우 전화면에 걸쳐 균등한 휘도를 보장하기 위해 각각의 LED 채널은 정전류 제어 및 전류 평형이 보장되어야 한다. 2절에서 고찰된 바와 같이 기존 LED-TV용 구동회

로는 다채널의 LED를 정전류로 제어하기 위해 각각의 LED채널마다 부스트 컨버터가 요구되므로 시스템 부피가 크고 고효율 확보가 어려우며 제작단가 측면에서 불리한 단점이 존재한다. 반면 제안된 LED-TV용 구동회로는 그림 2와 같이 여러 채널의 LED 전류 중 하나를 전력스위치 하나만으로 정밀하게 제어할 수 있는 Initial Current-controlled Regulator (ICR)와 다채널 LED 전류의 평형을 획득하기 위한 Current Equalizer (CE)로 구성이 가능하다. 따라서 제안된 LED-TV용 구동회로는 제어 IC 및 스위치 등의 능동소자를 대폭 제거함으로써 소형화 및 비용 절감뿐만 아니라 고효율을 획득할 수 있다. 본 논문에서는 제안 LED-TV용 구동회로의 타당성 검증을 위하여 이론적으로 분석하고 42" 2-Channel LED-TV용 구동회로에 적용한 실험 결과를 바탕으로 타당성과 우수성을 검증한다.

2.1 제안된 ICR의 동작 원리

상기한 바와 같이 제안된 LED-TV용 구동회로는 LED의 정전류 제어 및 전류평형을 위해 ICR과 CE로 구성되어 있다.

그림 3은 ICR이 적용된 이중 출력 LLC 컨버터의 예로써 2차 측으로 전달되는 공진 전류의 크기가 2차 측의 보조 스위치 M₃를 턴-온 하는 시점에 따라 가변되는 ICR의 원리를 나타낸다. ICR이 적용된 이중 출력 LLC 컨버터의 출력전압 V_{o1}은 오디오 및 앰프용으로 사용되는 마스터 전원으로써 스위칭 주파수에 의해 제어되고 LED의 전원으로 사용되는 slave 출력전압 V_{o2}는 1차 측 전류의 초기치에 의해 제어된다. 그 원리를 설명하기 위해 일반적인 LLC 공진형 컨버터의 1차 측 전류 및 slave 출력전압 V_{o2}를 다음과 같이 식 (1)과 (2)로 유도하였으며 이 두 식에 의해 slave 출력전압 V_{o2}는 1차 측 공진 전류의 초기값 I_{pri(t0)}에 의해서 좌우됨을 알 수 있다^[6].

$$i_{pri}(t) = I_{ini} \cos(\omega(t-t_0)) + \frac{V_{IN} - V_{cr,ini} - V_o/n}{\sqrt{L_R/C_R}} \sin(\omega(t-t_0)) \quad (1)$$

$$V_{o2} = \frac{R_{o2}}{n_2 T_s} \int_0^{t-DT_s} \left[I_{ini} \cos \omega t + \frac{V_{cr,ini2} - V_{IN} + V_{o2}/n_2}{\sqrt{L_R/C_R}} \sin \omega t - \left\{ \frac{V_{o2}}{n_2 L_m} t - \left((n_2 I_{o2} - n_1 I_{o1}) + \frac{V_{o1} T_s}{4n_1 L_m} \right) \right\} \right] dt \quad (2)$$

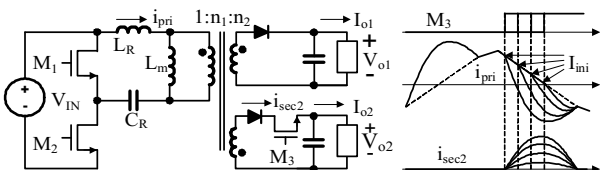


Fig. 3. Dual output converter with proposed ICR and its operational principles.

따라서 제안된 ICR 방식은 전류의 초기치를 M₃ 스위치로 제어함으로써 2차 측으로 전달되는 공진 전류의 크기를 제어할 수 있다. 즉, ICR의 스위치는 M₃의 턴-온 시점을 가변함으로써 출력 전류 i_{pri}의 크기를 조절할 수 있으며 이를 통해 ICR의 출력인 LED의 정전류 제어가 가능한 방식이다. 또한 스위치 M₁에 동기되어 동작하는 스위치 M₃는 i_{sec2} 전류가 0이 된 이후에 턴-오프하므로 ZCS 동작이 가능하고 스위칭 손실이 저감되므로 고효율 및 저 EMI에 유리하다.

2.2 Current Equalizer(CE) 원리

CE는 별도의 post regulator 없이 캐패시터의 기본 동작 특성인 Charge balance law를 이용하여 다채널 LED 전류의 평형이 가능한 방식이다. 그림 4는 이론적 설명의 편의를 위해 2-Channel에 적용한 CE의 동작 원리를 나타낸 것으로 트랜스포머 1차 측 스위치의 도통에 따라서 전류 경로가 형성되어 아래의 식 (3)이 성립된다. 그리고 2차 측에 삽입된 캐패시터의 Charge balance law에 의해 식 (4)가 성립되고, 두 식을 연립하면 최종적으로 식 (5)를 얻을 수 있다. 식 (5)는 CE에 의해 LED 1의 평균전류와 LED 2의 평균전류가 같음을 증명하며 이를 응용하면 다 채널 적용도 가능하다

$$\langle I_{sec_p} \rangle = \langle I_{LED1} \rangle, \langle I_{sec_N} \rangle = \langle I_{LED2} \rangle \quad (3)$$

$$\langle I_{sec_p} \rangle = \langle I_{sec_N} \rangle \quad (4)$$

$$\langle I_{LED1} \rangle = \langle I_{LED2} \rangle \quad (5)$$

따라서 제안된 LED-TV용 구동회로는 ICR과 CE에 의해 다 채널 전류의 정전류 제어 및 전류 평형이 가능하다. 그로 인해 제안된 LED-TV용 구동회로는 LED 채널의 정전류 제어 및 전류 평형을 위하여 각 채널마다 필수적으로 적용되어 왔던 다수의 부스트 컨버터단을 제거하고 하나의 전력스위치와 캐패시터만을 이용하여 모든 LED 채널의 전류를 동일하게 제어함으로써 구동회로의 신뢰성을 높일 수 있고 제조 원가를 대폭 절감할 수 있다.

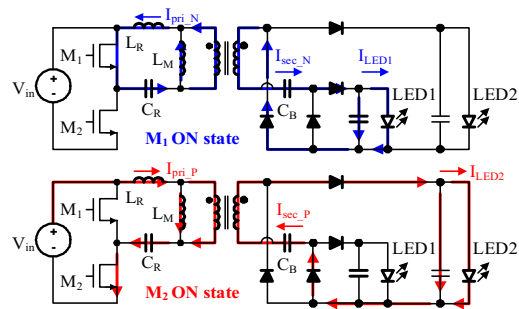


Fig. 4. Dual output converter with proposed ICR and its operational principles.

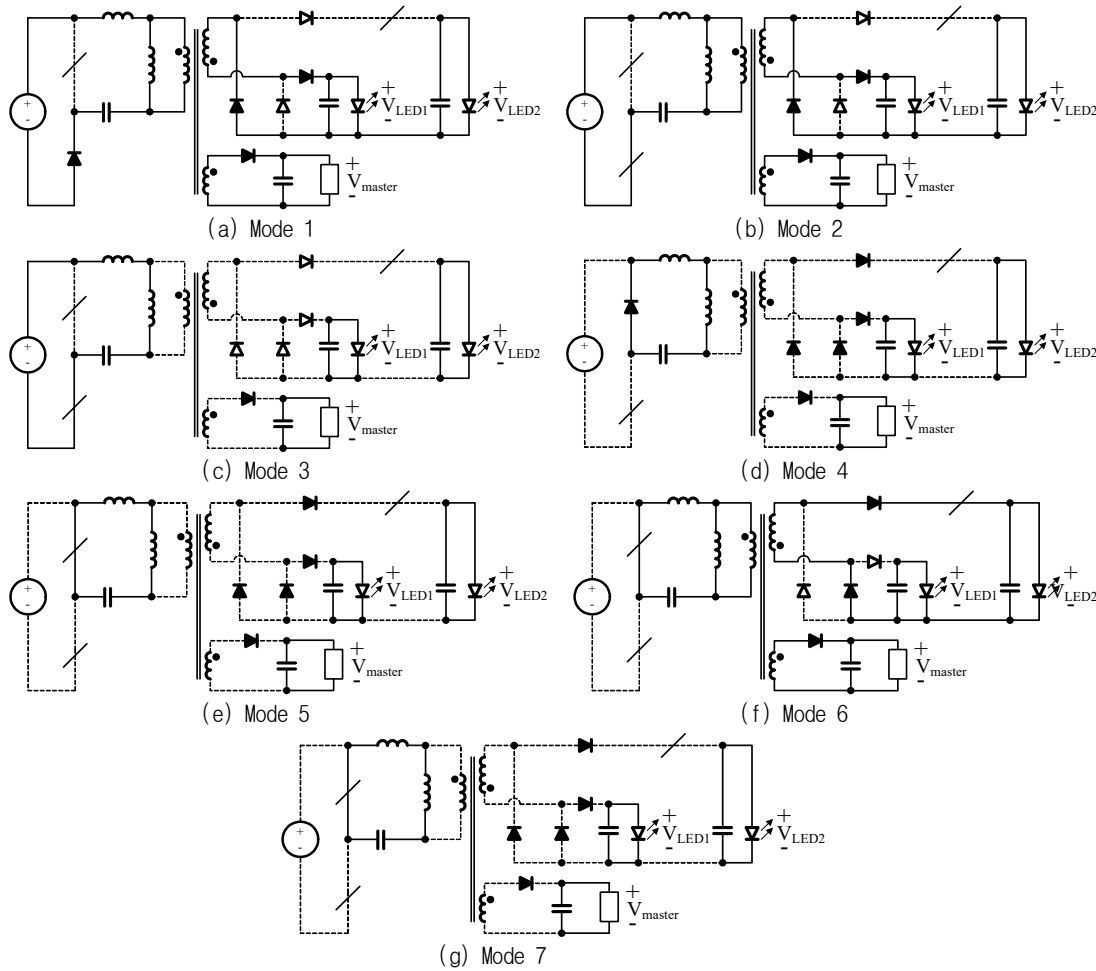


Fig. 5. Schematic of the proposed LED driver.

2.3 제안 LED-TV용 구동회로 Mode Analysis

제안 LED-TV용 구동회로의 Mode Analysis에 앞서 다음 조건을 가정하도록 한다.

- 모든 소자는 Transformer의 자화 인덕턴스(L_m) 및 누설 인덕턴스(L_R)를 제외하고 이상적이며 MOSFET은 body 다이오드 및 기생 출력 캐패시터를 제외하고 이상적인 스위치로 가정한다.
- 컨버터 동작은 정상 상태(Steady-state)라고 가정한다.

제안 LED-TV용 구동회로의 동작은 1차 측 MOSFET의 스위칭 상태 및 2차 측 다이오드와 나눌 수 있다. t_0 시점 이전에는 스위치 M_2 는 턴-오프 되어있고 스위치 M_1 은 턴-온 되어 있으며 2차 측에는 전류가 흐르지 않으므로 Transformer에 음의 값을 갖는 자화 전류가 스위치 M_1 을 통해서 흐르고 있다. 그림 5는 각 Mode 별 전류 도통 경로 나타낸 그림이며 그림 6에 제안 LED-TV용 구동회로의 이론적 파형을 나타내었다.

Mode 1($t_0 \sim t_1$): M_1 이 t_0 시점에서 턴-오프 되면서 Mode 1이 시작된다. Transformer의 자화 전류는 음의

값을 가지고 있으므로 M_2 의 역병렬 다이오드를 통해서 흐르게 된다. Transformer의 1차 측에는 $(V_{in} - V_{CR})$ 의 전압이 인가되며 이 전압이 V_{master} 보다 크기 때문에 다이오드 D_5 가 도통하게 된다. 그와 동시에 1차 측 캐패시터 C_R 과 1차 측 기생 인덕터 L_R 은 공진을 시작하며 Transformer의 자화 인덕터에는 $(N_p/N_s) V_{master}$ 의 전압이 인가되어 자화 전류는 선형적으로 증가한다.

Mode 2($t_1 \sim t_2$): M_2 가 t_1 시점에서 턴-온 되면서 Mode 2가 시작된다. L_R 의 전류는 M_2 를 통해서 흐르며 주요 동작은 Mode 1과 유사하다.

Mode 3($t_2 \sim t_3$): t_2 시점에서 L_R 과 C_R 이 공진하여 i_{pri} 와 i_{lm} 이 같아지면서 Mode 3가 시작된다. i_{pri} 와 i_{lm} 이 같아지면 Transformer 2차 측으로는 전류가 흐르지 않으므로 2차 측 다이오드 D_2 와 D_4 는 턴-오프 된다. 따라서 $(V_{in} - V_{CR})$ 의 전압은 대부분 L_m 에 인가되고 i_{pri} 와 i_{lm} 이 같은 상태로 C_R 과 공진하면서 증가한다.

Mode 4($t_3 \sim t_4$): t_3 시점에서 M_2 가 턴-오프 되면서 Mode 4가 시작된다. Transformer의 자화 전류는 양의

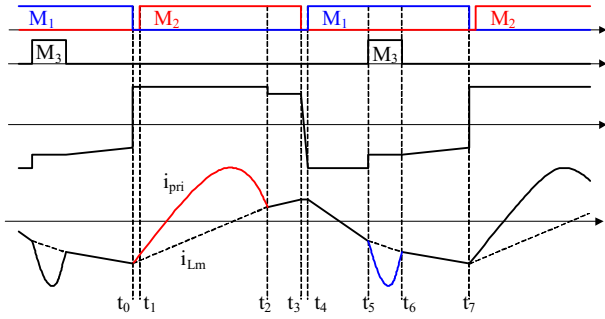


Fig. 6. Key waveforms of the proposed converter.

값을 가지고 있으므로 M_1 의 역방향 병렬 다이오드를 통해서 흐르게 된다. Transformer의 1차측에는 $(-V_{CR})$ 의 전압이 인가되고 이 전압은 $-(N_p/N_{s2})V_{LED2}$ 보다 작으므로 2차 측 다이오드가 도통할 조건이 성립한다. 하지만 Mode 1과 달리 스위치 M_3 가 턴-오프 되어있는 상태로 1차 측 캐패시터 C_R 과 기생 인덕터 L_R 는 공진을 하지 않아 출력 전압 V_{LED2} 의 정류단으로 전력이 공급되지 않는다.

Mode 5($t_4 \sim t_5$): M_1 이 t_4 시점에서 턴-오프 되면서 Mode 5가 시작된다. L_R 의 전류는 M_1 을 통해서 흐르며 주요 동작은 Mode 4와 유사하다.

Mode 6($t_5 \sim t_6$): M_3 가 t_5 시점에서 턴-온 되면서 Mode 6가 시작된다. Transformer의 1차 측에는 $(-V_{CR})$ 의 전압이 인가되고 이 전압은 $-(N_p/N_{s2})V_{LED2}$ 보다 작으므로 2차 측 다이오드 D_1, D_3 가 도통된다. 동시에 1차 측 캐패시터 C_R 과 인덕터 L_R 는 공진을 시작하며 Transformer의 자화 인덕터에는 $-(N_p/N_{s2})V_{LED2}$ 의 전압이 인가되어 자화 전류는 선형적으로 감소한다.

Mode 7($t_6 \sim t_7$): L_R 가 C_R 과 공진하여 t_6 시점에서 i_{pri} 와 i_{Lm} 이 같아지면서 Mode 7이 시작된다. i_{pri} 와 i_{Lm} 이 같아지면 Transformer 2차 측으로는 전류가 흐르지 않으므로 2차측 다이오드는 턴-오프 된다. 또한, $(-V_{CR})$ 의 전압은 대부분 L_m 에 인가되고 i_{pri} 와 i_{Lm} 이 같은 상태로 C_R 과 공진하면서 감소한다.

2.4 Output Voltage Analysis

앞서 고찰된 바와 같이 그림 3의 이중출력 LLC 컨버터의 출력전압 V_{o1} 은 마스터 전원이며 slave 출력전압 V_{o2} 는 LED 구동 전원으로 사용되며 Output voltage Analysis에 앞서 다음 조건들을 가정 한다.

- 1차측 스위치 M_1, M_2 의 dead time은 0이다.
- i_{Lm} 전류는 V_{o1}/n_1L_m or $-V_{o2}/n_2L_m$ 의 기울기를 가지고 선형적으로 증가 혹은 감소한다.
- 2차측 CE 회로에 사용된 balance 캐패시터에 걸리는 전압은 평균적으로 0이다.

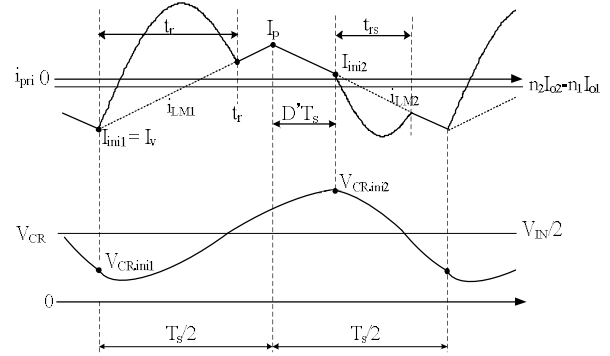


Fig. 7. Transformer primary current i_{pri} and resonant capacitor voltage V_{CR}

그림 7과 같이 정상 상태에서의 자화 인덕턴스 L_m 에 흐르는 평균 전류 i_{Lm} 은 다음과 같은 수식으로 나타낼 수 있다.

$$\langle i_{LM} \rangle = n_2 I_{o2} - n_1 I_{o1} \quad (6)$$

또, L_m 전류의 peak 치인 I_p 와 I_v 의 값을 유도하면 다음과 같다.

$$I_p = (n_2 I_{o2} - n_1 I_{o1}) + \frac{V_{o1} T_s}{4n_1 L_m} \quad (7)$$

$$I_v = (n_2 I_{o2} - n_1 I_{o1}) - \frac{V_{o2} T_s}{4n_2 L_m} \quad (8)$$

여기서 T_s 는 스위칭 frequency이다.

위에서 구한 식(7)과 식(8)을 이용하면 i_{LM1} 과 i_{LM2} 의 식을 얻을 수 있다.

$$i_{LM1}(t) = \frac{V_{o1}}{n_1 L_m} t + \left((n_2 I_{o2} - n_1 I_{o1}) - \frac{V_{o2} T_s}{4n_2 L_m} \right) \quad (9)$$

$$i_{LM2}(t) = -\frac{V_{o2}}{n_2 L_m} t + \left((n_2 I_{o2} - n_1 I_{o1}) + \frac{V_{o1} T_s}{4n_1 L_m} \right) \quad (10)$$

또한, M_2 가 도통되어 있을 때 i_{pri} 와 i_{Lm} 의 차이는 i_{sec1} 으로 출력 측에 전달된다. 마찬가지로 M_1 이 도통되어 있을 때에는 i_{pri} 와 i_{Lm2} 의 차이가 출력 측에 전달된다. 이를 식 (1), (9) 그리고 (10)을 통하여 i_{sec1} 과 i_{sec2} 를 구할 수 있다.

$$i_{sec1} = |i_{pri} - i_{LM1}| = I_{ini1} \cos \omega t + \frac{V_{cr,ini1} - V_{IN} + V_{o1} / n_1}{\sqrt{L_R / C_R}} \sin \omega t - \left\{ \frac{V_{o1}}{n_1 L_m} t + \left((n_2 I_{o2} - n_1 I_{o1}) - \frac{V_{o2} T_s}{4n_2 L_m} \right) \right\} \quad (11)$$

$$i_{\text{sec}2} = |i_{\text{pri}} - i_{\text{LM}2}| = I_{\text{ini}2} \cos \omega t + \frac{V_{\text{cr,ini}2} - V_{\text{IN}} + V_{\text{o}2} / n_2}{\sqrt{L_{\text{R}} / C_{\text{R}}}} \sin \omega t - \left\{ \frac{V_{\text{o}2}}{n_2 L_{\text{m}}} t - \left((n_2 I_{\text{o}2} - n_1 I_{\text{o}1}) + \frac{V_{\text{o}1} T_{\text{s}}}{4n_1 L_{\text{m}}} \right) \right\} \quad (12)$$

여기서 ω 는 각 주파수 이다.

그러므로 출력 부하 전류 $I_{\text{o}1}$ 와 $I_{\text{o}2}$ 는 위의 식 (12)와 (13)을 평균하여 구할 수 있다.

$$I_{\text{o}1} = \frac{1}{n_1 T_{\text{s}}} \int_0^{t_r} \left[I_{\text{ini}1} \cos \omega t + \frac{V_{\text{cr,ini}1} - V_{\text{IN}} + V_{\text{o}1} / n_1}{\sqrt{L_{\text{R}} / C_{\text{R}}}} \sin \omega t - \left\{ \frac{V_{\text{o}1}}{n_1 L_{\text{m}}} t + \left((n_2 I_{\text{o}2} - n_1 I_{\text{o}1}) - \frac{V_{\text{o}2} T_{\text{s}}}{4n_2 L_{\text{m}}} \right) \right\} \right] dt = \frac{V_{\text{o}1}}{R_{\text{o}1}} \quad (13)$$

$$I_{\text{o}2} = \frac{1}{n_2 T_{\text{s}}} \int_0^{t_r - D'T_{\text{s}}} \left[I_{\text{ini}2} \cos \omega t + \frac{V_{\text{cr,ini}2} - V_{\text{IN}} + V_{\text{o}2} / n_2}{\sqrt{L_{\text{R}} / C_{\text{R}}}} \sin \omega t - \left\{ \frac{V_{\text{o}2}}{n_2 L_{\text{m}}} t - \left((n_2 I_{\text{o}2} - n_1 I_{\text{o}1}) + \frac{V_{\text{o}1} T_{\text{s}}}{4n_1 L_{\text{m}}} \right) \right\} \right] dt = \frac{V_{\text{o}2}}{R_{\text{o}2}} \quad (14)$$

여기서 D' 는 ICR 스위치 M_3 의 턴-오프 duty이다.

식 (13)와 (14)으로부터, Output voltage를 계산할 수 있다. 여기서 Output voltage는 다음과 같다.

$$V_{\text{o}1} = \frac{\gamma (V_{\text{cr,ini}1} - V_{\text{IN}}) \cdot (\cos \omega t_r - 1)}{\left(\frac{n_1 T_{\text{s}}}{R_{\text{o}1}} - \frac{\alpha}{\omega} \sin \omega t_r - \frac{\gamma}{n_1} \right) \cdot (\cos \omega t_r - 1) + \frac{t_r^2}{2n_1 L_{\text{M}}} + \alpha t_r} \quad (15)$$

$$V_{\text{o}2} = \frac{\gamma (V_{\text{cr,ini}2} - V_{\text{IN}}) \cdot (\cos \omega t_{\text{rs}} - 1)}{\left(\frac{n_2 T_{\text{s}}}{R_{\text{o}2}} - \frac{\beta}{\omega} \sin \omega t_{\text{rs}} - \frac{\gamma}{n_2} \right) \cdot (\cos \omega t_{\text{rs}} - 1) + \frac{t_{\text{rs}}^2}{2n_2 L_{\text{M}}} + \beta t_{\text{rs}}} \quad (16)$$

이때 $t_{\text{rs}} = t_r - D'T_{\text{s}}$ 로 나타낼 수 있고, 식에 정의된 α , β , γ 는 아래와 같이 정의된다.

$$\alpha = - \left(\frac{n_1^2 R_{\text{o}2} - n_2^2 R_{\text{o}1}}{n_1 R_{\text{o}1} R_{\text{o}2}} + \frac{T_{\text{s}}}{4n_1 L_{\text{M}}} \right), \quad \beta = \left(\frac{n_1^2 R_{\text{o}2} - n_2^2 R_{\text{o}1}}{n_2 R_{\text{o}1} R_{\text{o}2}} + \frac{(4D'-1)T_{\text{s}}}{4n_2 L_{\text{M}}} \right)$$

$$\gamma = \frac{1}{\omega} \sqrt{\frac{C_{\text{R}}}{L_{\text{R}}}}$$

또한, 이 때 LED의 등가회로를 직렬 연결된 등가 저항 R_{eq} 와 순방향 전압 강하 V_{F} 로 가정한다면 LED의 전류는 다음과 같이 식 (17)으로 정의할 수 있다.

$$I_{\text{LED}} = \frac{V_{\text{o}2} - V_{\text{F}}}{R_{\text{eq}}} \quad (17)$$

TABLE I
DESIGN SPECIFICATIONS AND CIRCUIT PARAMETERS

Items	Values
Input voltage, V_{AC}	90~264V _{rms}
PFC output voltage, V_{PFC}	390V
Master output voltage and current	12.8V/3A
Rated voltage and current of LED	180V/250mA
Magnetizing inductor of transformer, L_{m}	350 μ H
Leakage inductor of transformer, L_{R}	70 μ H
Resonant capacitor, C_{R}	18nF
Switching frequency, f_{sw}	115~130kHz
DC blocking capacitor, C_{B}	220nF

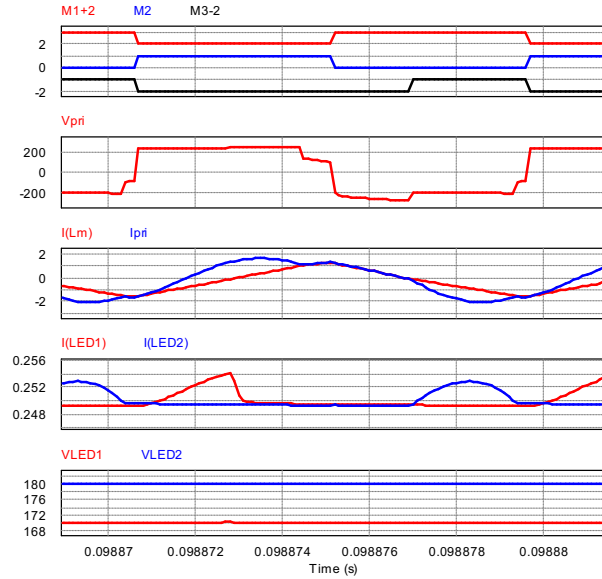


Fig. 8. Simulated key waveforms of proposed LED driver.

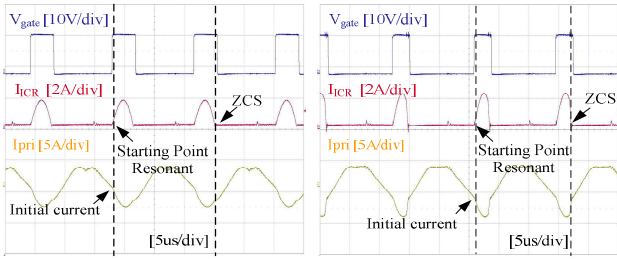
4. LED-TV용 전원회로 실험 결과

본 논문에서는 제안한 LED 전원회로의 우수성과 이론적 분석의 타당성 검증을 위해 42" 2-Channel LED TV용 전원회로를 위한 시작품을 제작하여 고찰된 실험 결과를 제시한다. 이때 실험에 사용된 실험 조건들은 표 1과 같다.

먼저 제안된 회로의 동작 검증을 위해 상기 표1에 사용된 파라미터를 적용한 PSIM 모의실험 결과 파형을 그림8에서 보이고 있으며 전류평형 성능을 보이기 위해 각 채널의 LED 순방향 전압강하는 각각 170V 및 180V로서 차이를 두었다.

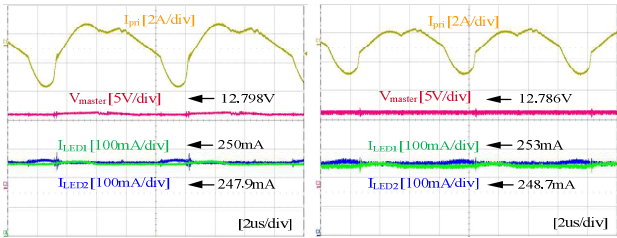
그림에서 보인 바와 같이 LED 전압의 차이가 존재함에도 불구하고 두 채널의 전류가 모두 동일한 평균값을 유지하고 있으며 각부 주요 파형이 이론적으로 고찰된 바와 대동소이함을 알 수 있다.

한편 그림 9는 실험적으로 고찰된 마스터 출력 전압 부하 가변에 따른 주요 파형을 나타낸다. 그림에서와 같이 ICR의 원리에 의해 1차 측 전류의 초기치를 가변함



(a) no load (b) full load

Fig. 9. Key waveforms according to master load conditions.

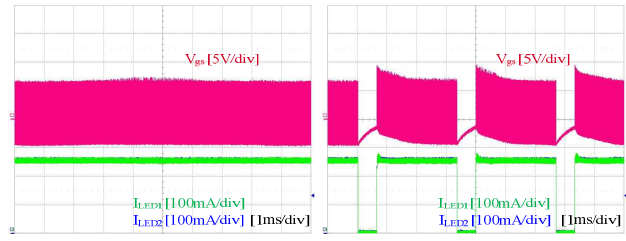


(a) no load (b) full load

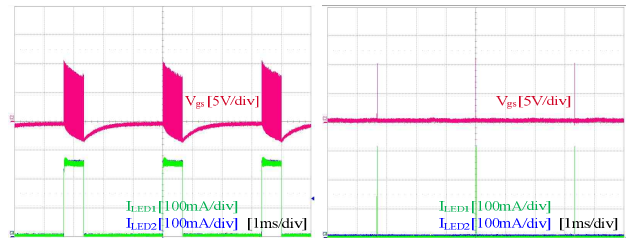
Fig. 10. LED currents and master voltage according to master load conditions.

으로써 LED 전류를 타이트하게 제어할 수 있다. 또한, 추가된 M₃ 스위치는 2차 측 전류가 모두 전달된 이후에 턴-오프되므로 전체 부하 범위에 대하여 M₃ 스위치의 ZCS 동작을 보장함을 확인할 수 있다. 그림 10은 실험적으로 고찰된 마스터 출력 전압 가변에 따른 각각의 LED 전류 및 마스터 출력 전압을 나타낸다. 그림에서와 같이 마스터 출력 전압 부하 가변에 따라 LED 전류의 정전류 제어 및 전류 평형이 우수하게 이루어지고 있음을 확인할 수 있다. 그림 11에서는 dimming 조건에 따른 LED 전류 및 M₃ gate 실험파형을 나타내며 최대 0.2%에서부터 최소 100% dimming 범위에서 2-channel 전류의 정전류 제어 및 전류 평형을 확인할 수 있다. 또한, 그림 12에서와 같이 dimming 조건에 따라 전류의 선형성을 실험을 통해 검증하고 있다. 표 2는 기존 회로와 제안 회로의 소자 수 비교를 나타내었다. 제안 회로의 경우 정전류 제어 및 전류 평형을 위해 별도의 부스트 컨버터를 필요로 하지 않으므로 기존 회로보다 더 적은 소자수를 필요로 하여 높은 전력 밀도의 장점을 지닌다.

마찬가지로, 제안 회로에서는 부스트 컨버터 단이 제거되어 전력단이 기존 회로보다 감소되었기 때문에 전체 시스템 효율은 86%로 기존 회로의 84% 보다 약 2% 높은 효율이 측정되었다. 여기서 제안회로의 효율 상승 폭이 기존 대비 그다지 크지 않은 이유는 기존회로의 경우 3단 구조이나 LLC 컨버터와 LED 구동회로인



(a) 100% dimming (b) 80% dimming



(a) 20% dimming (d) 0.2% dimming

Fig. 11. LED currents and M₃ gate signal according to dimming conditions.

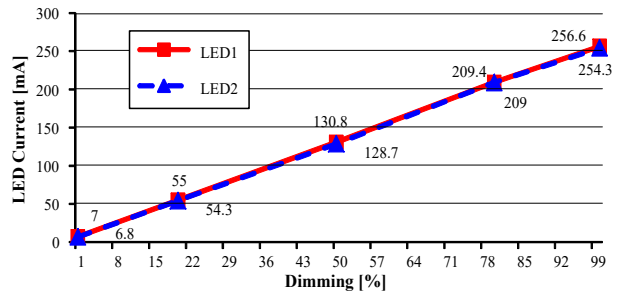


Fig. 12. LED currents according to dimming conditions.

TABLE II
COMPARISONS BETWEEN CONVENTIONAL AND PROPOSED 2-CHANNEL LED DRIVERS WITH RESPECT TO THE NUMBER OF DEVICES

Items		Conventional LEDdriver	Proposed LED driver
Transformer		1EA (EE3414)	1EA (EE3414)
Power switch	M ₁ &M ₂	2EA (STD14NM50N)	2EA (STD14NM50N)
	M ₃	2EA (AOD5N40)	1EA (AOD5N40)
Diode	D ₁ ~D ₄	4EA(SF36G)	4EA(SF36G)
	D _b	2EA (MUR460)	0EA
Link capacitor		1EA (47 μF/200V)	0EA
Inductor		2EA (220 μH)	0EA
Control IC	LLC	1EA (SEM3110)	1EA (SEM3110)
	SSPR / ICR	1EA (SLC5012M-20pin)	1EA (UCC3583-14pin)

부스트 컨버터 사이에 위치한 큰 커패시터로 인해 LLC 컨버터와 LED 구동회로는 별개로 동작이 이루어진다. 따라서 동작 공진점을 스위칭 주파수에서 동작하도록 할 수 있으므로 전류 침투치와 실효치가 크지 않은 반면 제안된 회로의 LLC 컨버터의 경우 상기와 같은 별도의 큰 커패시터가 없으므로 단일 스위치 전류평형 구동회로의 동작에 의한 영향으로 공진 전류의 침투치와 실효치 증가에 따른 도통 손실 상승으로 효율 개선 효과가 매우 크지는 않다 할 수 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 3D TV를 위한 다채널 전류평형 단일스위치 LED 구동회로를 제안한다. 기존의 LED 3D-TV용 구동회로는 PFC단, DC/DC단, LED Driver단의 3단 구조로 구성되며 각각의 채널마다 LED Driver단이 요구되므로 이로 인해 시스템의 부피 증가와 고효율 동작이 보장되지 않고, 가격 및 효율적인 측면에서 불리한 단점이 존재한다. 반면 본 논문에서 제안된 구동회로는 정전류 제어 및 전류 평형을 위해 기존에 사용하였던 LED Driver단을 Initial Current-controlled Regulator 방식과 Current Equalizer로 대체함으로써 PFC단, DC/DC단의 2단 구성이 가능하여 부피 및 비용절감 효과뿐만 아니라 고효율을 획득할 수 있다. 또한, 추가된 스위치는 ZCS 동작이 가능하므로 부가적인 효율 개선 효과와 전류평형을 위해 오직 passive 소자만을 사용하므로 최대 전류편차 1.7%의 우수한 성능을 검증하였다. 따라서 제안된 회로는 Display, 조명 장치와 같이 다양한 LED application들에 매우 적합할 뿐만 아니라 우수한 성능을 기대할 수 있다.

이 논문은 2016년도 국민대학교 교내 연구비 지원과 2016년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 연구개발특구진흥재단 기술이전사업화 사업을 지원받아 수행된 연구입니다. (15DDI0072)

References

- [1] L. Y. Pan, S. C. Chang, M. Y. Liao, and Y. T. Lin, "The future development of global LCD TV industry," in *Proceeding of PICMET*, pp. 1818-1821, Aug. 2007.
- [2] L. J. Hang, Y. L. Gu., Z. Y. Lu., and Z. M. Qian., "Multi-output LLC resonant converter with symmetrical auxiliary output structure," in *Proc. of IEEE INTELEC*, pp. 1-5, Sep. 2006.
- [3] S. H. Lee, S. H. Cho, S. S. Hong, C. W. Roh, S. K. Han, H. B. Lee, and D. S. Oh, "A new current-balancing multi-channel LED driver using

single transformer," *2010 Power Electronics Annual Conference*, pp. 337-338, July 2010.

- [4] S. H. Lee, S. H. Cho, C. W. Roh, S. S. Hong, and S. K. Han, "A new current-balancing multi-channel LED driver for a larger screen LCD backlight driver for a large screen LCD backlight unit," *Transactions of the Korea Institute of Power Electronics*, Vol. 12, No. 2, pp. 111-118, Apr. 2010.
- [5] X. Wang, F. Tian., and I. Batarseh., "High efficiency parallel post regulator for wide range input dc-dc converter," *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 23, issue 2, pp. 852-858, Mar. 2008.
- [6] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics; 2nd edition, Kluwer Academic*, pp. 705-721, 2001.



황상수(黃相琇)

1988년 12월 26일생. 2013년 국민대 전자정보통신대학 전자공학부 졸업. 2015년 2월 국민대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2015년 3월~현재 삼성전기 연구원.



한상규(韓翔圭)

1973년 12월 13일생. 1999년 2월 부산대학교 전기공학과 졸업. 2001년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 졸업(석사). 2005년 2월 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학박). 2005년 3월~2005년 8월 한국과학기술원 정보전자연구소 박사후연구원. 2005년 9월~현재 국민대 전자정보통신공학부 부교수. 당 학회 편집위원.