

전류형 하이브리드 Quasi-Z-Source 컨버터를 이용한 4-채널 LED 전류 밸런싱 기법

홍다현¹, 차헌녕[†]

4-Channel LED Current Balancing Scheme Using C-Fed Hybrid Quasi-Z-Source Converter

Daheon Hong¹ and Honnyong Cha[†]

Abstract

This study presents a novel four-channel light-emitting diode (LED) current balancing topology using a current-fed hybrid quasi-Z-source converter. With the proposed structure, currents flowing through four LED strings are automatically balanced owing to the charge (amp-sec) balance condition on capacitors. Thus, automatic current balancing of the proposed driver is simple and precise. In addition, the proposed LED driver uses only one active switch and three diodes. The operating principle and characteristics of the proposed four-channel LED driver are analyzed in detail. To verify the operation of the proposed LED driver, a prototype is built and tested with different numbers of LEDs.

Key words: Charge balance condition, Current-fed, Hybrid Z-source converter, LED current balancing, Quasi-Z-source network

1. 서 론

발광 다이오드(Light Emitting Diode, LED)는 긴 수명, 고효율, 친환경 등의 장점으로 조명 시장에서의 사용이 증가하고 있으며, 이에 따라 다양한 LED 구동 회로의 연구가 활발히 진행되고 있다^{[1]-[3]}. LED는 대개 다수의 채널을 병렬로 연결하여 동작한다. 그런데 각각의 LED는 제조과정, 온도 및 구동 환경의 차이로 인해 서로 다른 특성을 갖기 때문에 같은 구동 전압에서도 LED 전류가 채널에 따라 다를 수 있다. 따라서, 다채널의 LED 사용은 동일한 휘도와 방열 조건 구현을 위해 각 채널당 개별 전류 제어 회로를 연결하여 각 LED 전류를 같도록 제어를 하는 것이 일반적이다. 하지만 개별 제어기 구성은 전체 시스템이 복잡해지거나, 가격이 상

승하고, 크기가 증가하는 문제점이 있다^{[4],[5]}.

이러한 문제점으로, 수동소자를 이용하여 LED 전류가 자동으로 같게 되는 회로들이 여럿 소개되었다^{[6]-[10]}. 수동소자를 이용한 방식은 앞서 언급한 개별 제어 방식보다 제어가 간단하다. 수동소자를 이용한 회로는 크게 결합 인덕터를 이용한 회로와 커패시터를 이용한 회로로 나눌 수 있다. 결합 인덕터 또는 Current Sharing Transformer(CST)를 사용한 LED 밸런싱 회로는 변압기의 전류 공유 메커니즘을 전류 밸런싱에 이용한 것으로, 결합 인덕터의 결선 방법에 따라 LED 전류를 자동으로 밸런싱 할 수 있다^{[6],[7]}. 커패시터를 이용한 LED 밸런싱 회로는 커패시터의 전하 밸런스 조건을 이용한 방법으로 정밀하며, 그 구조와 방식이 간단하다^{[8]-[10]}. 하지만 언급된 모든 회로는 많은 수의 스위치와 다이오드를 사용하게 된다.

한편, Z-소스 인버터는 기존 인버터의 문제를 극복하기 위해 도입되었다^[11]. 현재까지, 다양한 Z-소스 DC-DC 컨버터가 소개되었다^{[12]-[14]}. 그림 1은 Z-소스 및 quasi-Z-소스(qZS) 구조를 나타낸다. 그림 1(a) 및 (b)는 각각 전압형 및 전류형 Z-소스 네트워크이다. 전압형 Z-소스 네트워크의 두 커패시터 전압은 두 인덕터의 지속 밸런스 조건으로 커패시터에 병렬로 서로 다른 값의

Paper number: TKPE-2021-26-1-10

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

[†] Corresponding author: chahonny@knu.ac.kr, School of Energy Engineering, Kyungpook National University
Tel: +82-53-950-8972 Fax: +82-53-950-8972

¹ School of Energy Engineering, Kyungpook National University

Manuscript received Nov. 23, 2020; revised Dec. 18, 2020; accepted Dec 24, 2020

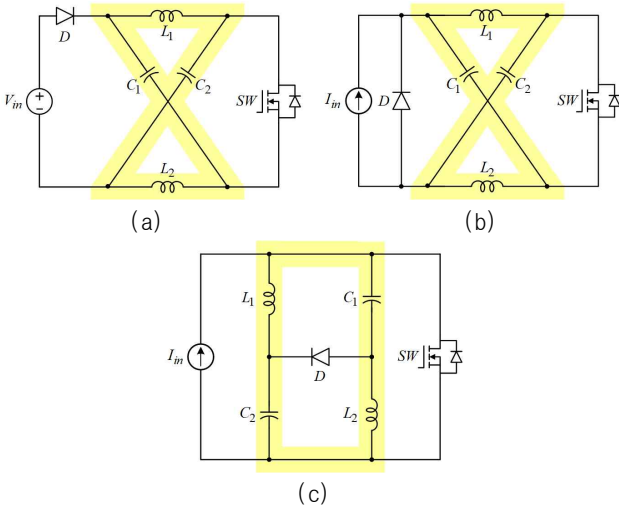


Fig. 1. (a) Voltage-fed Z-source, (b) Current-fed Z-source, (c) Current-fed quasi-Z-source.

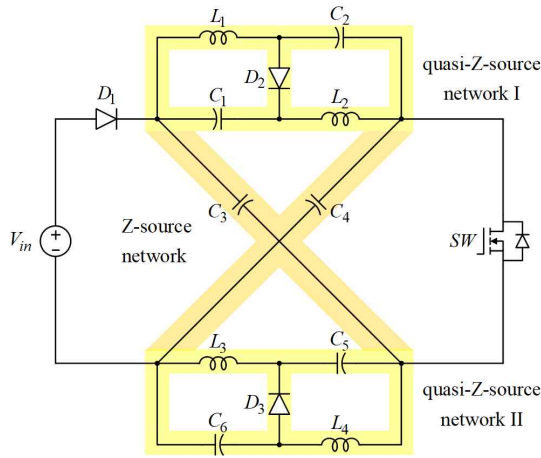


Fig. 2. Voltage-fed hybrid Z-source converter in [16].

저항이 연결되더라도 항상 같다. 따라서, 그림 1(a)의 듀얼 회로인 그림 2(b)의 두 인덕터 전류는 항상 같다. 그림 1(c)는 전류형 qZS 네트워크이다^[15]. qZS 구조는 기존의 Z-소스 구조의 특징을 가지면서, 스위치의 소스 단자가 입력과 공통 전위라는 추가적인 장점이 있다. 따라서, 그림 1(c)의 구조는 low-side 게이트 구동이 가능하다.

또한, 그림 2는 기존 전압형 Z-소스의 인덕터 L_1 , L_2 를 각각 qZ-소스 네트워크 I, II로 대체한 전압형 하이브리드 Z-소스 네트워크이다^[16]. 그림 2의 하이브리드 Z-소스 네트워크는 기존 전압형 Z-소스 네트워크와 같은 원리로, 인덕터 L_1 - L_4 의 자속 밸런스 조건에 의해 커패시터 C_1 , C_2 , C_5 그리고 C_6 의 전압이 항상 같다.

본 논문에서는 그림 2의 하이브리드 Z-소스 구조를 전류형 qZS 네트워크에 적용하여, 그림 3의 2-채널 LED 밸런싱 회로를 개선한 4-채널 LED 밸런싱 회로를 제안한다^[17]. 제안하는 회로는 하나의 스위치와 다이오드 3개를 사용하여 4-채널 밸런싱이 가능하다. 본 논문은 시제품을 이용한 실험 결과를 통해 LED의 불평형 상황

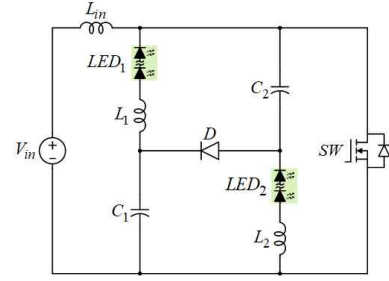


Fig. 3. 2-channel LED driver in [17].

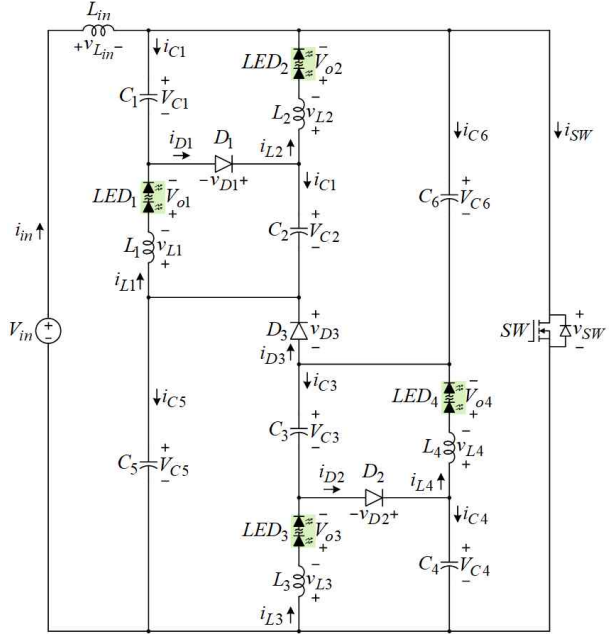


Fig. 4. Proposed 4-channel LED driver using current-fed hybrid quasi-Z-source converter.

에서도 LED 전류가 밸런싱 됨을 확인함으로써 제안한 컨버터의 타당성을 검증하였다.

2. 제안된 컨버터의 동작 분석

2.1 회로 구성 및 분석

제안된 4-채널 LED 구동 회로는 그림 4와 같다. 각 LED 스트링(LED_1 - LED_4)은 인덕터 L_1 - L_4 와 직렬로 연결되고, 동작 모드는 2개이다. 제안된 컨버터의 주요 파형과 동작 모드는 각각 그림 5 및 6에 나타나 있다. 모드 분석의 편의를 위해 모든 반도체 소자는 이상적이고, 커패시터 C_1 - C_6 는 같은 값을 가지며 그 값이 충분히 커, 각 커패시터 전압은 일정한 DC 값을 가진다고 가정하였다.

2.1.1 모드 1 ($0 < t \leq DT_s$)

모드 1에서는 그림 6(a)와 같이 스위치가 켜지고 다이오드는 꺼진 상태이다. 모드 1에서 커패시터 전류에 대한 식은 (1)과 같다.

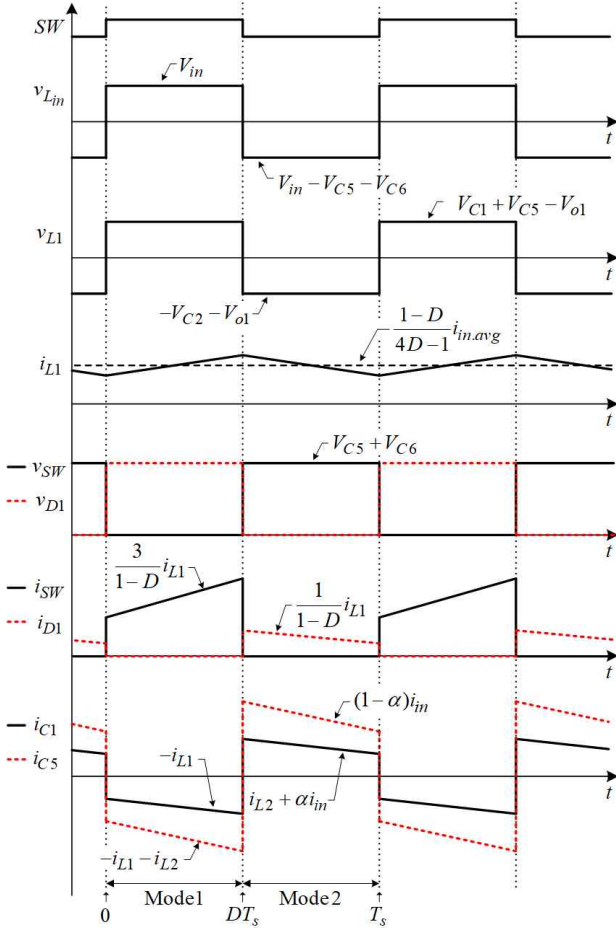


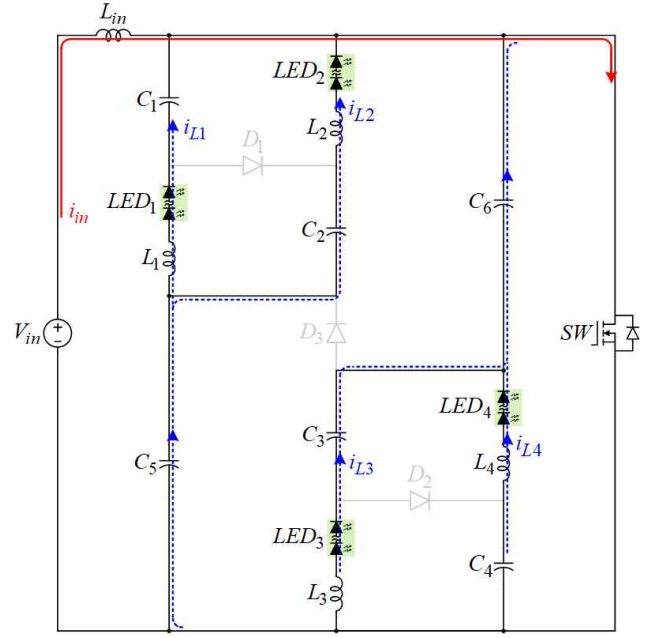
Fig. 5. Key waveforms of the proposed converter.

$$\begin{cases} i_{C1} = -i_{L1} \\ i_{C2} = -i_{L2} \\ i_{C3} = -i_{L3} \\ i_{C4} = -i_{L4} \\ i_{C5} = -i_{L1} - i_{L2} \\ i_{C6} = -i_{L3} - i_{L4} \end{cases} \quad (1)$$

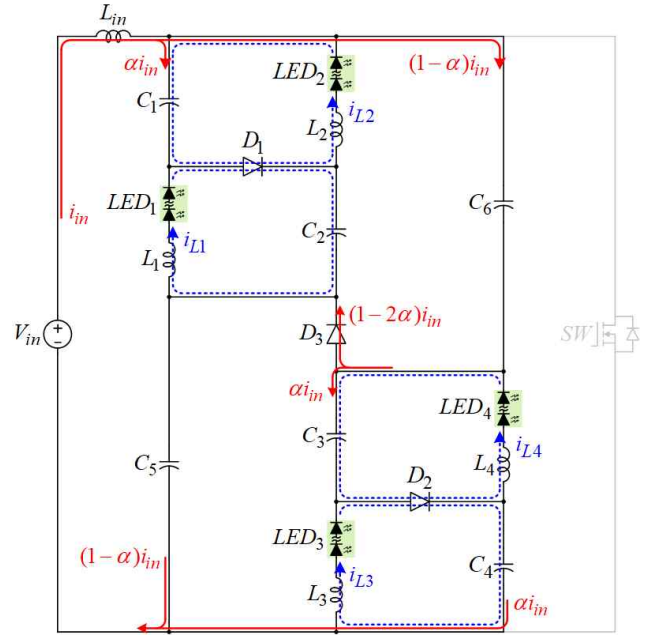
스위치 전류는 입력 전류 i_{in} 과 모든 인덕터 전류($i_{L1} - i_{L4}$)의 합이다($i_{SW} = i_{in} + i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} + i_{L4}$). 또한, 다이오드 $D_1 - D_3$ 전압은 두 커패시터 전압 V_{C5} , V_{C6} 의 합이다($v_{D1} = v_{D2} = v_{D3} = V_{C5} + V_{C6}$).

2.1.2 모드 2 ($DT_s < t \leq T_s$)

스위치가 꺼지면서 인덕터 전류가 계속 흐르기 위해 그림 6(b)와 같이 모든 다이오드가 켜지게 된다. 입력 전류는 C_1 , C_6 로 나눠 흐르고 이 비율을 α 라고 정의하면, α 는 0과 1 사이의 값을 가진다. 따라서, 모드 2에서 커패시터 전류에 대한 식은 (2)로 나타낼 수 있다. 다이오드 $D_1 - D_3$ 에 흐르는 전류는 식 (3)과 같이 α 에 따라 달라진다. 스위치 전압은 모드 1에서 다이오드 전압과 같은 V_{C5} , V_{C6} 의 합이다($v_{SW} = V_{C5} + V_{C6}$).



(a)



(b)

Fig. 6. Operation mode of the proposed converter. (a) Switch ON, (b) Switch OFF.

$$\begin{cases} i_{C1} = i_{L2} + \alpha i_{in} \\ i_{C2} = i_{L1} + \alpha i_{in} \\ i_{C3} = i_{L4} + \alpha i_{in} \\ i_{C4} = i_{L3} + \alpha i_{in} \\ i_{C5} = (1 - \alpha) i_{in} \\ i_{C6} = (1 - \alpha) i_{in} \end{cases} \quad (2)$$

$$\begin{cases} i_{D1} = \alpha i_{in} + i_{L1} + i_{L2} \\ i_{D2} = \alpha i_{in} + i_{L3} + i_{L4} \\ i_{D3} = (1 - 2\alpha) i_{in} \end{cases} \quad (3)$$

2.2 출력 전류의 평형 유지 및 전압 이득

제안된 LED 구동 회로는 커패시터의 전하 밸런스 조건에 의해 네 개 출력 전류의 평형을 이루게 된다. 커패시터 전류 i_{C1} 및 i_{C5} 는 그림 5에 나타나 있다. 스위치의 듀티 사이클(duty cycle)을 D 로 정의하고, 식 (1), (2)를 통해 각 커패시터의 전하 밸런스 조건을 이용하면, 식 (4)가 도출된다. 여기서 $i_{L1.avg} - i_{L4.avg}$ 및 $i_{in.avg}$ 은 각각 $i_{L1} - i_{L4}$ 와 i_{in} 의 평균 전류를 의미한다.

$$\begin{cases} -Di_{L1.avg} + (1-D)i_{L2.avg} + (1-D)\alpha i_{in.avg} = 0 \\ -Di_{L2.avg} + (1-D)i_{L1.avg} + (1-D)\alpha i_{in.avg} = 0 \\ -Di_{L3.avg} + (1-D)i_{L4.avg} + (1-D)\alpha i_{in.avg} = 0 \\ -Di_{L4.avg} + (1-D)i_{L3.avg} + (1-D)\alpha i_{in.avg} = 0 \\ -D(i_{L1.avg} + i_{L2.avg}) + (1-D)(1-\alpha)i_{in.avg} = 0 \\ -D(i_{L3.avg} + i_{L4.avg}) + (1-D)(1-\alpha)i_{in.avg} = 0 \end{cases} \quad (4)$$

식 (4)를 연립하여 정리하면, 식 (5)-(7)이 도출된다.

$$i_{L1.avg} = i_{L2.avg} = i_{L3.avg} = i_{L4.avg} = i_{L.avg} \quad (5)$$

$$\alpha = \frac{2D-1}{4D-1} \quad (6)$$

$$\frac{i_{L.avg}}{i_{in.avg}} = \frac{1-D}{4D-1} \quad (7)$$

식 (5)를 통해 인덕터 전류 $i_{L1} - i_{L4}$ 의 평균값이 자동으로 같음을 알 수 있다. 그러므로 각 인덕터에 직렬로 연결된 LED₁-LED₄ 전류가 LED의 개수나 특성과 관계없이 일치한다. 제안된 컨버터의 전류 이득은 식 (7)과 같다.

한편, 인덕터 L_{in} 및 $L_1 - L_4$ 의 자속 밸런스 조건을 이용하면 식 (8)이 도출되고, 이를 이용하여 전압 이득을 구하면 식 (9)와 같이 나타낼 수 있다. 그림 7은 제안된 컨버터의 전압 이득 곡선이다.

$$\begin{cases} DV_{in} - (1-D)(V_{C5} + V_{C6}) = 0 \\ DV_{C1} - (1-D)V_{C2} + DV_{C5} - V_{o1} = 0 \\ DV_{C2} - (1-D)V_{C1} + DV_{C5} - V_{o2} = 0 \\ DV_{C3} - (1-D)V_{C4} + DV_{C6} - V_{o3} = 0 \\ DV_{C4} - (1-D)V_{C3} + DV_{C6} - V_{o4} = 0 \\ V_{C1} + V_{C2} = V_{C6} \\ V_{C3} + V_{C4} = V_{C5} \end{cases} \quad (8)$$

$$\frac{V_{o.total}}{V_{in}} = \frac{4D-1}{1-D} \quad (9)$$

여기서 $V_{o.total}$ 은 출력 전압의 합을 의미한다 ($V_{o.total} = V_{o1} + V_{o2} + V_{o3} + V_{o4}$). 식 (9) 및 그림 7을 통해서, 듀티 사이클 D 에 따라 LED 출력 전압의 합

이 입력 전압

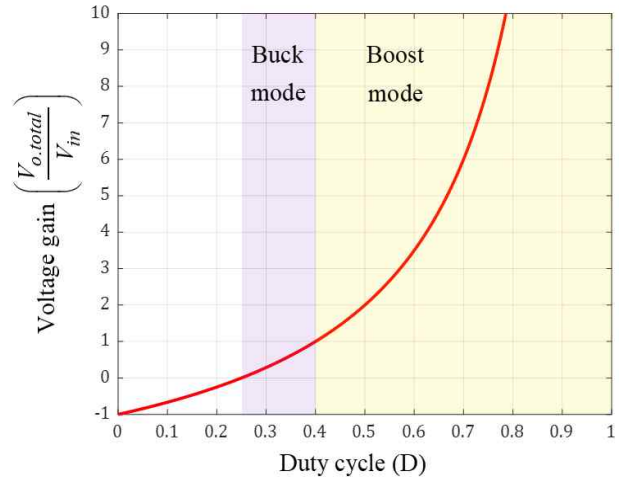


Fig. 7. Voltage gain of the proposed converter.

보다 작은 buck 기능($0.25 \leq D < 0.4$)을 수행할 수 있고, 입력 전압보다 큰 boost 기능($0.4 \leq D < 1$)도 수행할 수 있다. 또한, 식 (8)로부터 각 커패시터 전압을 LED 전압과 듀티 사이클에 대해 나타내면 식 (10)과 같다.

$$\begin{cases} V_{C1} = \frac{D(V_{o1} + V_{o3} + V_{o4}) + (1-3D)V_{o2}}{4D-1} \\ V_{C2} = \frac{D(V_{o2} + V_{o3} + V_{o4}) + (1-3D)V_{o1}}{4D-1} \\ V_{C3} = \frac{D(V_{o1} + V_{o2} + V_{o3}) + (1-3D)V_{o4}}{4D-1} \\ V_{C4} = \frac{D(V_{o1} + V_{o2} + V_{o4}) + (1-3D)V_{o3}}{4D-1} \\ V_{C5} = \frac{2D(V_{o1} + V_{o2}) + (1-2D)(V_{o3} + V_{o4})}{4D-1} \\ V_{C6} = \frac{(1-2D)(V_{o1} + V_{o2}) + 2D(V_{o3} + V_{o4})}{4D-1} \end{cases} \quad (10)$$

3. 제안된 컨버터의 설계 고려 사항

3.1 인덕터 전류 리플

각 LED 스트링이 인덕터에 직렬 연결되어 있으므로 LED에 흐르는 전류는 리플이 존재하게 된다. 그림 4의 인덕터 L_1 전압과 식 (10)을 이용하여 인덕터 전류 리플을 D 와 출력 LED 전압의 관계식으로 나타낼 수 있다. 인덕터 L_1 전류의 리플은 다음과 같다.

$$\Delta i_{L1} = \frac{D(1-D)}{4D-1} \frac{V_{o.total}}{L_1} T_s \quad (11)$$

인덕터 $L_1 - L_4$ 의 인덕턴스 값이 다르다면, 각 전류의 리플은 다를 수 있다. 하지만 커패시터 $C_1 - C_6$ 의 전하

밸런스 조건에 의해 $i_{L1.avg} - i_{L4.avg}$ 는 자동으로 같다.

TABLE I
COMPARISONS WITH OTHER LED DRIVERS USING CAPACITIVE METHOD

	No. of channel	No. of switch	No. of diode	Gate driving	Switch voltage
Driver in [8]	2	2	2	High-side	V_{in}
Driver in [9]	2	1	3	Low-side	$D(V_{o1} + V_{o2})$
Driver in [10]	2	2	2	High-side	$\frac{V_{o1}}{V_{o1} + V_{o2}} V_{in}, V_{in}$
Driver in [17]	2	1	1	Low-side	$\frac{V_{o1} + V_{o2}}{2D - 1}$
Proposed	4	1	3	Low-side	$\frac{V_{o.total}}{4D - 1}$

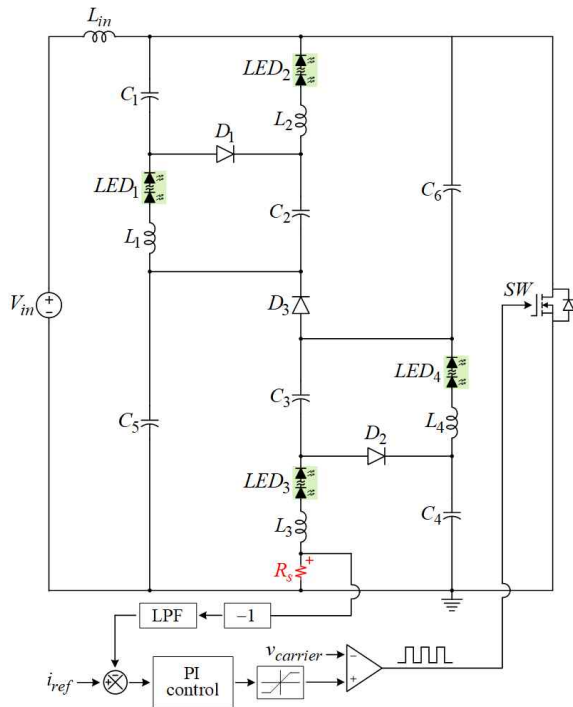


Fig. 8. Proposed converter with feedback compensation.

3.2 스위치, 다이오드의 정격 전압 및 전류

2.1절에서 분석한 것과 같이, 모드 2에서 스위치 전압 및 모드 1에서 다이오드 전압은 커패시터 C_5 , C_6 전압의 합이다. 식 (11)을 이용하여 스위칭 소자의 전압을 LED 전압과 듀티 사이클에 대해 나타내면 다음과 같다.

$$V_{SW} = V_{D1} = V_{D2} = V_{D3} = \frac{1}{4D-1} V_{o.total} \quad (12)$$

여기서 V_{SW} , V_{D1} , V_{D2} 그리고 V_{D3} 는 스위치, 다이오드가 각각 꺼졌을 때의 전압을 나타낸다.

모드 1 동안 스위치에 흐르는 전류는 입력 전류 i_{in} 과

모든 인덕터 전류($i_{L1} - i_{L4}$)의 합이 흐르게 된다. 식 (7)을 이용하여 스위치 전류를 출력 인덕터 전류 $i_{L.avg}$ 에 대해 나타내면 식 (13)이 도출된다. 이때, 모든 인덕턴스가 충분히 커 전류 리플이 없다고 가정하였다.

$$I_{SW} = \frac{3}{1-D} i_{L.avg} \quad (13)$$

또한, 식 (3) 및 (6)을 통해 모드 2 동안 다이오드에 흐르는 전류를 구할 수 있다.

$$I_{D1} = I_{D2} = I_{D3} = \frac{1}{1-D} i_{L.avg} \quad (14)$$

여기서 I_{SW} , I_{D1} , I_{D2} 그리고 I_{D3} 는 스위치, 다이오드가 각각 꺼졌을 때의 전류를 나타낸다.

3.3 제어기 구성

제안된 컨버터의 MOSFET 소스 단자는 입력 전압과 공통이므로 low-side 게이트 구동이 가능하다. 그림 8은 제어기를 포함한 컨버터의 회로도이다. L_3 와 직렬로 센싱 저항 R_s 을 연결하여 i_{L3} 의 전류를 제어하는 회로를 구성하였다. 또한, 각각의 LED 스트링이 인덕터에 직렬로 연결되어 있으므로 LED에 흐르는 전류가 리플을 가진다. 따라서, 제어 회로에 RC 필터를 이용해 고주파 성분이 제거된 전류를 i_{ref} 와 비교하도록 하였다.

4. 비교 분석

표 1은 커패시터를 이용하여 전류 평형을 이루는 회로들의 간략한 비교를 하고 있다. 참고 문헌 [8], [10]은 2-채널의 밸런싱을 위해서 2개의 스위치를 사용하며, high-side 게이트 구동이 필요하다. 참고 문헌 [9]는 low-side 게이트 구동이 가능하고, 작은 스위치 내압을

가지는 장점이 존재한다. 하지만 언급한 세 개의 LED 구동 회로들은 2개 채널의 밸런싱을 위해 4개의 반도체 소자를 사용한다.

제안하는 회로는 참고 문헌 [17]을 개선한 회로이다.

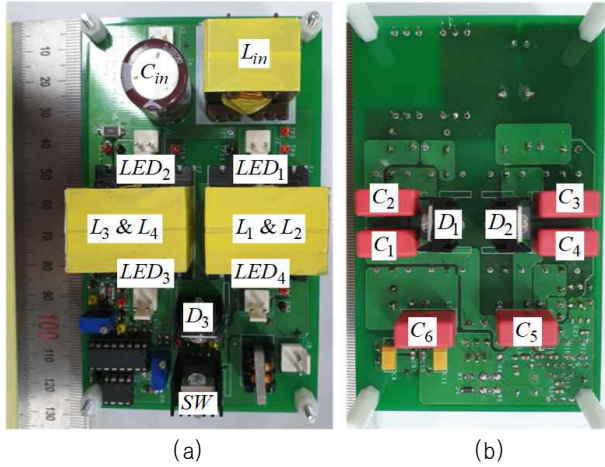


Fig. 9. Photo of prototype converter. (a) Top, (b) Bottom.

TABLE II
ELECTRICAL SPECIFICATIONS OF THE PROPOSED CONVERTER

Parameter / Device	Value / Model
Input voltage (V_{in})	90 - 180 V
LED current ($i_{L1,avg} - i_{L4,avg}$)	500 mA
Number of LED	24, 36, 24, 36
Switching frequency	50 kHz
Input inductor (L_{in})	1.7 mH
Inductor ($L_1 - L_4$)	10 mH
Capacitor ($C_1 - C_6$)	1 μ F
MOSFET	IPP60R180C7
Diode	IDH06SG60C

TABLE III
LED CURRENTS AS INPUT VOLTAGE VARIES

Input Voltage	$i_{L1,avg}$	$i_{L2,avg}$	$i_{L3,avg}$	$i_{L4,avg}$
90 V	501.1 mA	499.8 mA	501.2 mA	500.9 mA
120 V	500.7 mA	501.6 mA	498.7 mA	499.6 mA
150 V	503.0 mA	501.5 mA	501.6 mA	502.8 mA
180 V	500.6 mA	498.6 mA	499.4 mA	497.7 mA

두 회로는 동일하게 스위치를 하나만 사용하며, low-side 게이트 구동이 가능하다. 하지만, 제안하는 회로는 다이오드 2개와 수동소자만을 추가하여 4개 채널의 전류 평형을 만족한다. 또한, 스위치의 내압 역시 기존 qZS 컨버터를 이용한 2-채널 회로보다 낫다는 장점이

존재한다.

5. 실험 결과

제안된 LED 구동 회로의 성능 검증을 위해 시제품을

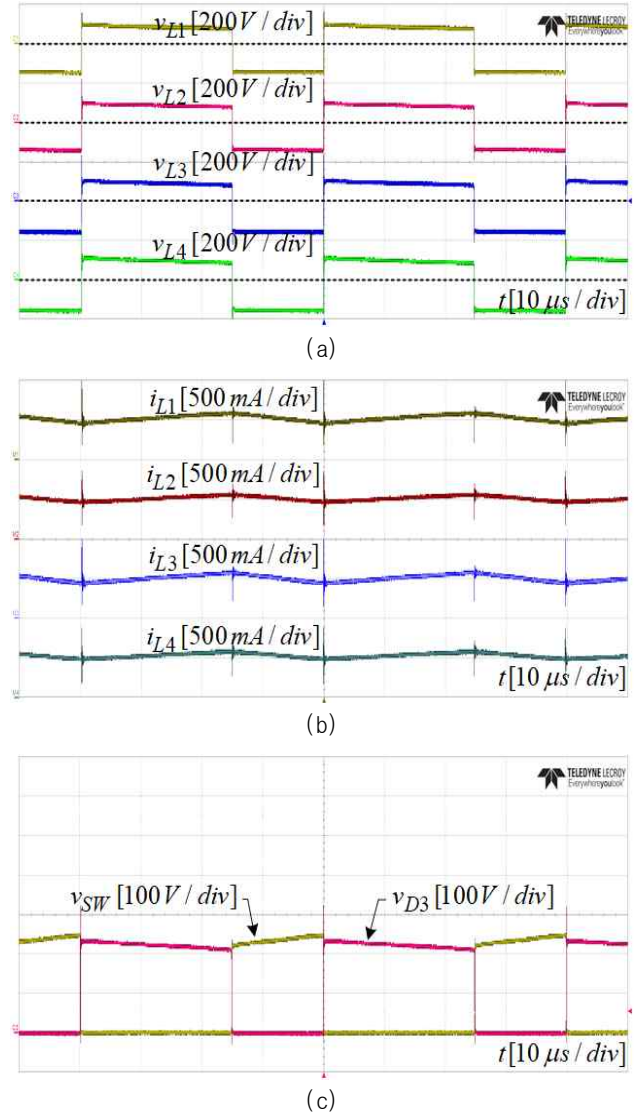


Fig. 10. Experimental waveforms when $V_{in} = 90$ V. (a) Inductor voltages, (b) LED currents, (c) Switch and diode (D_3) voltages.

제작하여 실험을 진행하였다. 인덕터 L_1, L_2 및 L_3, L_4 는 각각 PQ32/30코어에 함께 권선을 감아 결합 인덕터로 제작하였다. 그림 9 및 표 2는 실험에 사용된 시제품과 시제품의 전기적 사양이다. 부하의 불평형 상황을 가정하여 실험을 진행하기 위해 LED 1-4에 각각 24개, 36개, 24개, 36개의 LED를 연결하여 실험을 진행하였다. 또한, 그림 8과 같이 5kHz의 차단주파수(Cut-off frequency)를 가지는 저역 통과 필터(LPF)를 피드백 회로에 추가하여 리플 성분이 제거된 LED 전류를 기준 전류 i_{ref} 와 비교되도록 구성하였다.

그림 10 및 11은 표 2의 실험 조건에서 진행된 실험 파형이다. 표 3은 각 입력 전압에 따른 LED 전류의 평균값을 나타내고 있다. 그림 10(b) 및 11(b) 그리고 표 3에서 확인할 수 있듯이, LED 개수가 다르더라도 각 채널 전류가 밸런싱됨을 확인할 수 있다.

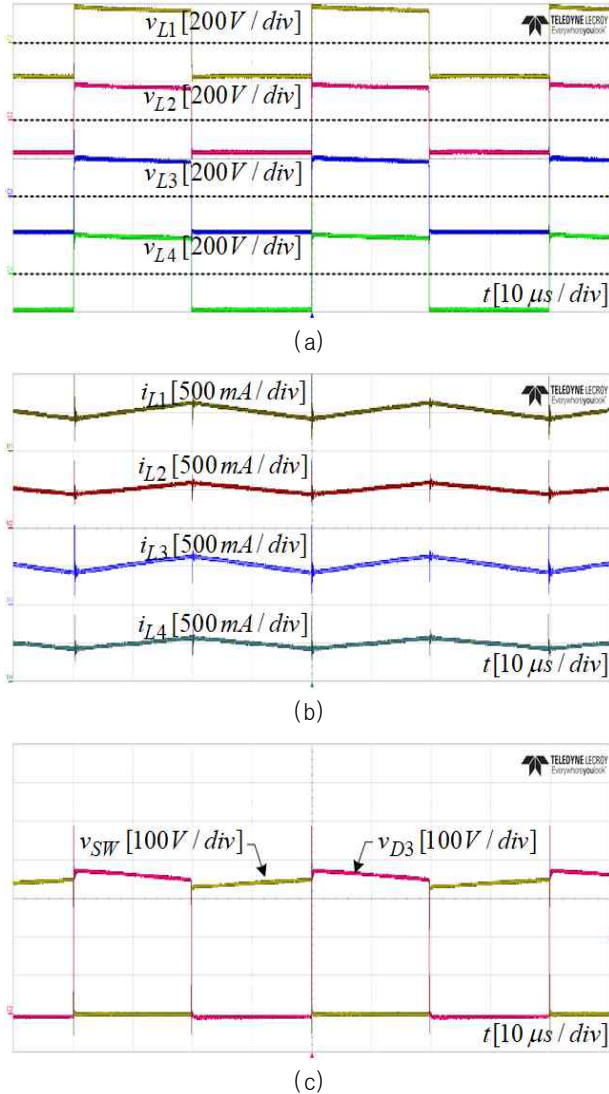


Fig. 11. Experimental waveforms when $V_{in} = 180\text{ V}$. (a) Inductor voltages, (b) LED currents, (c) Switch and diode (D_3) voltages.

6. 결 론

본 논문에서는 전류형 하이브리드 quasi-Z-소스 네트 워크를 이용하여 네 개의 출력을 가지는 LED 구동 회로를 제안하였다. LED가 온도 및 제조과정 상의 차이로 인해 가변성을 지니더라도 제안하는 구조의 전류 밸런싱 특징으로 평형을 이루게 된다. 또한, 반도체 소자를 최소한으로 사용하여 4-채널 전류 밸런싱이 가능하다는 장점이 있다. 제안된 4-채널 LED 구동회로는 실험을 통하여 그 타당성을 검증하였다.

본 연구는 산업통상자원부(MOTIE)와 한국에너지 기술평가원(KETEP)의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 20194030202310)

References

- [1] H. Chiu and S. Cheng, "LED backlight driving system for large-scale LCD panels," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 5, pp. 2751-2760, Oct. 2007.
- [2] W. Yu, J. Lai, H. Ma, and C. Zheng, "High-efficiency DC-DC converter with twin bus for dimmable LED lighting," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 26, No. 8, pp. 2095-2100, Aug. 2011.
- [3] R. Sangrody, M. Pouresmaeil, M. Marzband, and E. Pouresmaeil, "Resonance-based optimized buck LED driver using unequal turn ratio coupled inductance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 35, No. 12, pp. 13068-13076, Dec. 2020.
- [4] K. I. Hwu, W. C. Tu, and M. J. Hong, "A dimmable LED driver based on current balancing transformer with magnetizing energy recycling considered," *Journal of Display Technology*, Vol. 10, No. 5, pp. 388-395, May 2014.
- [5] C. S. Wong, K. H. Loo, H. H. Iu, Y. M. Lai, M. H. L. Chow, and C. K. Tse, "Independent control of multicolor-multistring LED lighting systems with fully switched-capacitor-controlled LCC resonant network," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No. 5, pp. 4293-4305, May 2018.
- [6] Y. Lin, H. Chiu, Y. Lo, and C. Leng, "LED backlight driver circuit with dual-mode dimming control and current-balancing design," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 61, No. 9, pp. 4632-4639, Sep. 2014.
- [7] Y. Lin, H. Chiu, Y. Lo, and C. Leng, "Light-emitting diode driver with a combined energy transfer inductor for current balancing control," *IET Power Electronics*, Vol. 8, No. 10, pp. 1834-1843, Sep. 2015.
- [8] K. I. Hwu and W. Z. Jiang, "Nonisolated two-channel LED driver with automatic current balance and zero-voltage switching," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 31, No. 12, pp. 8359-8370, Dec. 2016.
- [9] J. Kim, J. Choe, and J. J. Lai, "Nonisolated single-switch two-channel LED driver with simple lossless snubber and low-voltage stress," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 33, No. 5, pp. 4306-4316, May 2018.
- [10] D. Do, H. Cha, B. L. Nguyen, and H. Kim, "Two-channel interleaved buck LED driver using current-balancing capacitor," *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, Vol. 6, No. 3, pp. 1306-1313, Sep. 2018.

- [11] F. Z. Peng, "Z-source inverter," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 39, No. 2, pp. 504-510, Mar./Apr. 2003.
- [12] H. Shen, B. Zhang, D. Qiu, and L. Zhou, "A common grounded Z-source DC-DC converter with high voltage gain," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 5, pp. 2925-2935, May 2016.
- [13] H. Zeng and F. Z. Peng, "SiC-based Z-source resonant converter with constant frequency and load regulation for EV wireless charger," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 32, No. 11, pp. 8813-8822, Nov. 2017.
- [14] S. Rostami, V. Abbasi, and F. Blaabjerg, "Implementation of a common grounded Z-source DC-DC converter with improved operation factors," *IET Power Electronics*, Vol. 12, No. 9, pp. 2245-2255, Jul./Aug. 2019.
- [15] J. Anderson and F. Z. Peng, "Four quasi-Z-source inverters," in *2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes*, pp. 2743-2749, 2008.
- [16] H. Shen, B. Zhang, and D. Qiu, "Hybrid Z-source boost DC-DC Converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 64, No. 1, pp. 310-319, Jan. 2017.
- [17] D. Hong and H. Cha, "New LED current balancing scheme using c-fed Z-source converter," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 26, No. 1, pp. 9-15, Feb. 2021.



홍다헌(洪多憲)

1995년 10월 21일생. 2020년 경북대 에너지공학부 졸업. 2020년~현재 동 대학원 건설환경에너지공학부 석사과정.



차헌녕(車憲寧)

1972년 10월 17일생. 1999년 경북대 전자공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2001년~2003년 (주)피에스텍 근무. 2009년 미국 Michigan State University 전기공학과 졸업(공박). 2010년~2011년 한국전기연구원 스마트그리드연구본부 선임연구원. 2016년~2017년 미국 Virginia Tech 방문교수. 2011년~현재 경북대 에너지공학부 부교수. 당 학회 국제이사.