

Y형 전류평형형 트랜스포머를 이용한 고효율 LED 구동시스템

김진구¹, 유진완², 박종연[†]

High Efficiency LED Driving System using Y type Current Balancing Transformer

Jin-Gu Kim¹, Jin-Wan Yoo², and Chong-Yeon Park[†]

Abstract

LEDs have been widely used in lighting displays, automobiles, and airplanes owing to their excellent light output characteristics and long lifespan. Though LEDs are manufactured under the same process, variations in impurity concentrations cause electrical deviation among LEDs. The resulting electrical deviation can not only reduce the life time of the LED but also cause non-uniform luminance of LEDs connected in parallel. LED driving circuit is required to solve these problems. In this paper, we propose a LED driving system using Y-type current balancing transformer to maximize the efficiency of the system by removing output stage Schottky diodes. Experimental results are presented to verify the performance of proposed LED driving system that is applied to 80 W LED modules.

Key words: LLC resonant Inverter, LED driving system, Y type balancing transformer

1. 서 론

LED(Light emitting diode)는 우수한 광 출력 특성과 낮은 소비전력을 갖는 동시에 다른 광원에 비해 장 수명이므로 디스플레이, 자동차 및 비행기의 조명 등 다양한 분야에서 각광받고 있다^{[1],[2],[3]}. 하지만 반도체인 LED는 동일한 공정을 거친다 하여도 제조과정에서 불순물의 농도를 완벽하게 일치시킬 수 없으므로 미세한 농도 차이가 발생한다. 이러한 불순물 농도의 차이는 LED의 순방향 전압의 차이를 야기하여 LED를 직·병렬로 혼합하여 사용할 경우 동일한 제조회사의 제품일지라도 병렬로 연결된 열마다 흐르는 전류의 차이가 발생하므로 불균일한 밝기를 야기한다. 이러한 문제를 해결하기 위하여 추가적인 LED 구동회로가 요구된다. LED에 흐르

는 전류는 입력전압과 LED의 순방향 전압에 따라 민감하게 변화하고 LED의 밝기는 LED에 흐르는 전류에 비례하므로 LED를 일정한 밝기로 유지하기 위하여 정 전류제어방식이 적합하다. 정 전류제어 LED 구동회로는 크게 리니어레귤레이터를 이용한 방법, 스위칭레귤레이터를 이용한 방법, 전류평형형 트랜스포머를 이용한 방법 등이 연구되어왔다^{[4],[5],[6],[7],[8],[9],[10],[11],[12]}.

그림 1의 리니어레귤레이터를 이용한 방법은 구조가 간단하지만 리니어레귤레이터로 입력되는 전압과 LED로 공급되는 전압의 차이가 클수록 효율이 낮아지는 문제가 있다. 반면에 그림 2의 스위칭레귤레이터를 이용하면 회로의 안정성이 증가하고 높은 효율을 얻을 수 있지만 인덕터(L)가 삽입되어 전체 회로의 부피가 커지고 중량이 늘어난다. 이외에도 리니어레귤레이터와 스위칭레귤레이터를 이용한 LED 구동회로는 LED를 다중 열로 구성할 경우 각각의 열마다 별도의 구동회로가 필요하여 회로가 복잡해지고 비용이 증가한다. 이러한 단점을 보완하기 위하여 전류평형형 트랜스포머를 이용하여 다중 열로 구성된 LED의 전류편차를 보상하기 위한 연구가 활발히 이루어졌다^{[6],[7],[8]}. 일반적인 전류평형형 트랜스포머는 1개의 트랜스포머를 이용하여 병렬로 연결된 2개의 LED열의 전류편차를 보상하는 것이 가능하였다^[5].

Paper number: TKPE-2015-20-3-4

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

[†] Corresponding author: cypark@kangwon.ac.kr, Dept. of Electrical & Electronics Eng., Kangwon National Univ. Tel: +82-33-250-6292 Fax: +82-33-259-5674

¹ Dept. of Electrical & Electronics Eng., Kangwon National University

² Dept. of Electrical & Electronics Eng., Kangwon National University

Manuscript received Feb. 16, 2015; revised Mar. 23, 2015; accepted Mar. 31, 2015

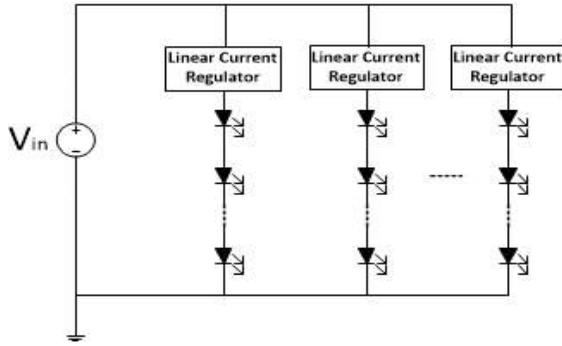


Fig. 1. Constant-current control method using linear regulator.

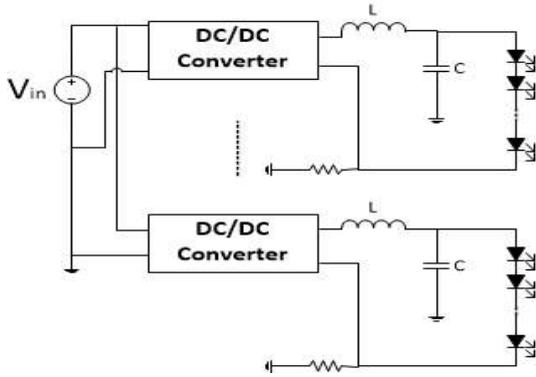


Fig. 2. Constant-current control method using switching regulator.

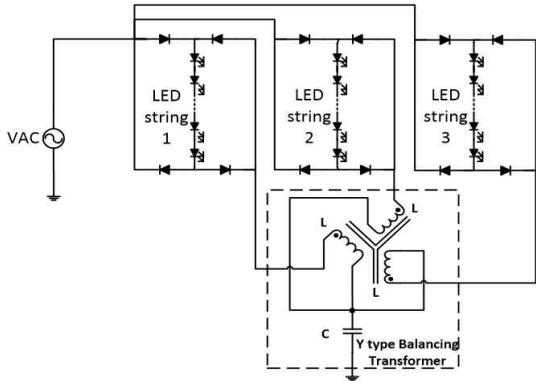


Fig. 3. Constant-current control method using current balancing transformer.

그림 3은 최근 제안된 Y형 전류평형 트랜스포머를 이용한 열간 전류편차 보상방법을 나타낸다^{[7],[8]}. 이 방식을 적용하면 한 개의 Y형 전류평형 트랜스포머를 이용하여 3개의 LED열의 전류편차를 보상할 수 있어 회로의 간소화에 따른 비용절감효과를 볼 수 있다. 본 논문에서는 Y형 전류평형 트랜스포머를 이용한 LED 구동시스템을 제안하고, 전체 시스템의 효율을 극대화하기 위해 출력 단 정류다이오드를 제거하기 위한 방안을 제시하였다.

2. 제안된 LED 구동시스템

그림 4는 제안된 Y형 전류평형 트랜스포머를 이용한 고효율 LED 구동시스템을 나타낸다. 회로에 대한 기본적인 설명은 다음과 같다. 전체시스템은 크게 입력의 교류전원을 직류전원으로 변환하기 위한 다이오드 정류기 단, 회로의 역률을 보상하기 위한 Active PFC(Power Factor Correction)회로 단, 전류평형 트랜스포머를 구동하기 위한 LLC 공진형인버터 단, 다중 열로 구성된 LED의 전류편차를 보상하기 위한 Y형 전류평형 트랜스포머 단으로 구성되어있다. 브리지 다이오드 정류기를 이용하여 입력의 220[V] 교류전원이 311[V]의 직류전원으로 변환되고 이는 부스트 컨버터를 기반으로 한 Active PFC회로의 입력으로 들어간다. 이 때 Active PFC회로는 입력전압의 파형을 검출하여 입력전류가 전압의 모양을 추종하도록 스위치를 제어함으로써 회로의 역률을 보상한다. 동시에 출력전압을 검출하여 일정한 전압을 유지하도록 정 전압 제어를 한다. Active PFC회로의 출력 380[V] 직류전압은 LLC 공진형인버터에 의하여 높은 주파수를 갖는 교류전압으로 변환된다. LLC 공진형인버터는 Y형 전류평형 트랜스포머의 자성체의 부피를 소형화하기 위하여 높은 동작주파수로 하프브리 지 스위치를 제어한다. 이 때, 3개의 LED열에 공급되는 전체 전류를 일정하게 유지하기 위해 오차증폭기와 포토커플러, 수동소자들을 이용한 정 전류제어회로를 구성하였다. 보통은 LLC 공진형인버터의 출력은 교류전압이므로 순방향 직류전압에 의해서만 발광하는 LED에 적용하기 위하여 변압기 2차 측에 추가적인 쇼트키 정류회로가 필요하다. 하지만 다중 열로 LED를 구성할 경우 출력 단 정류다이오드에 큰 전류가 흘러서 높은 도통손실이 발생한다. 이는 전체 시스템의 효율을 저하시킨다.

본 회로에서는 LED의 구조를 변경하여 정류회로를 사용하지 않는 방식을 제안하여 전체 시스템의 효율을 개선하였다 또한, 다중 열로 구성된 LED의 열간 전류편차는 Y형 전류평형 트랜스포머를 이용하여 보상하였고 이때 Y형 전류평형 트랜스포머의 낮은 결합도로 인하여 발생하는 누설인덕턴스를 상쇄하기 위하여 직렬로 공진 커패시터를 부착하였다.

2.1 BCM Active PFC

2.1.1 BCM Active PFC회로의 선정

PFC회로는 크게 Passive PFC회로와 Active PFC회로로 나뉜다. Passive PFC회로는 설계가 쉽고 EMI(Electro-Magnetic Interference)가 적게 발생하는 장점이 있는 반면 역률이 0.8미만으로 낮다. 이와 달리 Active PFC회로는 Passive PFC회로에 비하여 회로가 다소 복잡하지만 동작 가능한 입력전압과 주파수의 범위가 넓고 0.99이상의 높은 역률을 얻을 수 있는 장점으로 다양한 분야에서 널리 사용되고 있다. 본 논문에서는 On semiconductor社의 MC33262

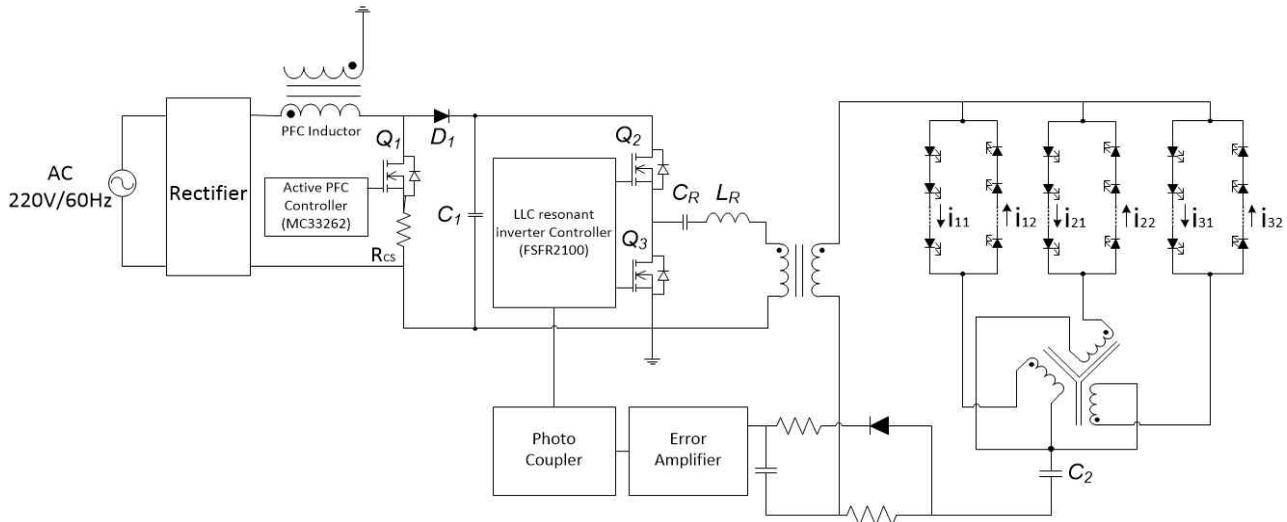


Fig. 4. Block diagram of the proposed LED driving system using Y type current balancing transformer.

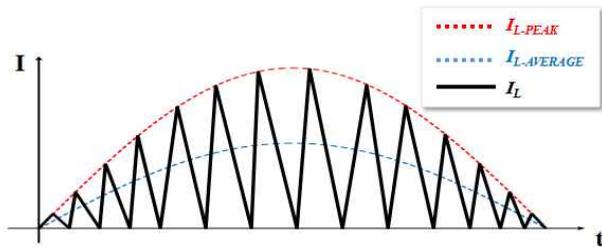


Fig. 5. PFC inductor current in BCM control method.

IC(Integrated Circuit)를 이용하여 BCM(Boundary Conduction Mode)제어방식의 Active PFC를 구현하였다^[13]. 그림 5는 PFC Inductor의 전류(I_L)를 나타낸 것이다. BCM제어방식은 PFC Inductor를 통하여 흐르는 전류가 0이 될 때 스위치를 도통하기 때문에 다이오드의 역 회복 손실이 적으므로 효율이 높고 상대적으로 낮은 사양의 다이오드를 사용함으로써 전체 시스템의 비용을 절감할 수 있다. 물론, 200[W]이상의 고 전력을 얻기 위해서는 PFC Inductor를 통하여 흐르는 큰 입력전류의 리플로 인하여 입력 단에 부피가 큰 EMI필터가 요구되는 단점이 있지만 제안된 시스템은 80[W]의 낮은 전력을 요구하므로 BCM제어방식이 적합하다.

2.1.2 BCM Active PFC회로의 동작

그림 6은 BCM Active PFC의 동작을 설명하기 위한 블록도를 나타낸다. 제안된 BCM Active PFC의 제어 IC MC33262는 Multi(Multiplier), CS(Current-Sensing), ZCD(Zero-Current Detection), FB(Feedback)단자 등으로 구성되어 있다. 다이오드 정류기를 통하여 정류된 입력전압(V_{rec})과형은 R_1 , R_2 의 전압분배를 통하여 Multi단자로 입력되고, 스위치(Q_1)에 기준전류이상의 전류가 흐를 때 스위치를 차단하기 위하여 CS단자에서 스위치를 통해 흐르는 전류를 검출한다. CS단자로 검출된 전류와 비교되는

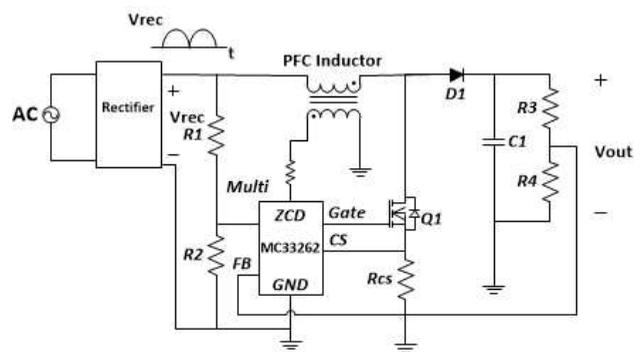


Fig. 6. Block diagram of BCM active PFC.

기준전류는 Multi와 FB단자로 인가되는 전압의 크기에 따라 그 크기가 결정된다. 이에 따라 CS단자로 검출되는 전류의 크기가 기준 전류 이상이 되는 순간 스위치가 차단하도록 동작한다. 스위치가 차단되면 인덕터를 통해 흐르는 전류가 점차적으로 감소하고, 인덕터에 흐르는 전류가 0이 되는 순간을 ZCD에서 감지하여 스위치를 도통한다. 이때 출력전압을 정 전압으로 제어하기 위하여 R_3 , R_4 의 전압분배를 통하여 출력전압의 크기를 FB에서 검출하여 그 크기에 따라 기준전류의 크기를 조정해준다. 위와 같은 과정을 반복하면 입력전류가 입력전압의 모양을 추종하도록 BCM모드로 동작하여 역률이 보상되는 동시에 출력전압을 정 전압으로 제어할 수 있다.

2.2 LLC 공진형인버터

2.2.1 LLC 공진형인버터의 해석

PFC출력 380[V]의 직류전압을 부하 LED사양에 적합한 전압으로 변환하기 위해 전력변환장치가 요구된다. Y형 전류평형 트랜스포머는 교류전압이 공급될 때 트랜스포머으로써 동작이 가능하므로 직류전압을 교류전압으로 변환하는 인버터가 필요하다. 제안된 시스템에서는

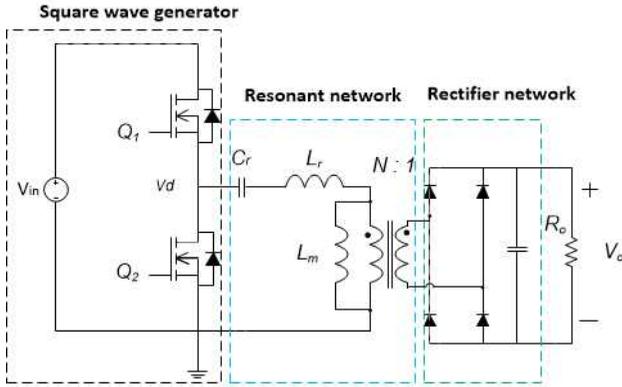


Fig. 7. Structure of LLC resonant inverter.

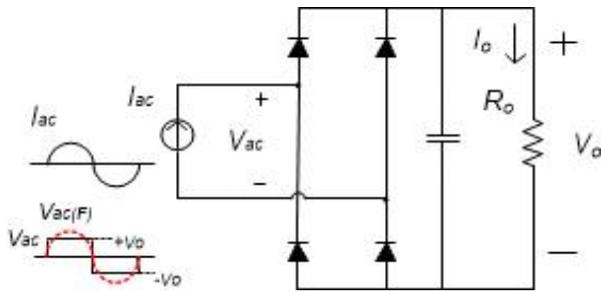


Fig. 8. Analysis of LLC resonant converter using fundamental approximation method.

높은 동작주파수로 스위치를 제어하여 트랜스포머 자성체의 부피저감 효과를 극대화하는 동시에 ZVS(Zero Voltage Switching) 턴 온이 가능하여 스위치의 과도구간의 손실을 줄임으로써 높은 효율을 얻을 수 있는 LLC 공진형인버터가 제안되었다.

LLC 공진형인버터의 구조는 그림 7과 같이 구형파발생기, 공진네트워크, 정류네트워크로 이루어져 있다. 스위치 Q_1 , Q_2 가 50%의 시비율로 상보적으로 스위칭 동작을 할 때 Q_2 의 Drain-Source간에는 구형파전압이 발생한다. 구형파전압이 누설인덕턴스(L_r), 공진커패시터(C_r), 변압기의 자화인덕턴스(L_m)로 구성된 공진네트워크를 통과하면 공진현상에 의하여 구형파의 전압성분 중 오직 기본파 성분만이 2차 측으로 전달된다. 그러므로 LLC 공진형인버터의 설계를 위하여 전압이득을 구할 때 오직 기본파성분만이 출력으로의 전력전달에 기여한다는 사실에 착안하여 Fundamental Approximation 해석기법을 적용할 수 있다^{[14],[15],[16]}. Fundamental Approximation 기법을 이용하여 그림 8과 같이 LLC 공진형인버터의 1차 측 회로를 기본파 전류원인 I_{ac} 로 대체될 수 있다. 그러므로 출력전류 I_o 는 I_{ac} 의 절대 값의 평균을 한 것과 같으므로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{ac} = \frac{\pi I_o}{2} \sin(\omega t) \quad (1)$$

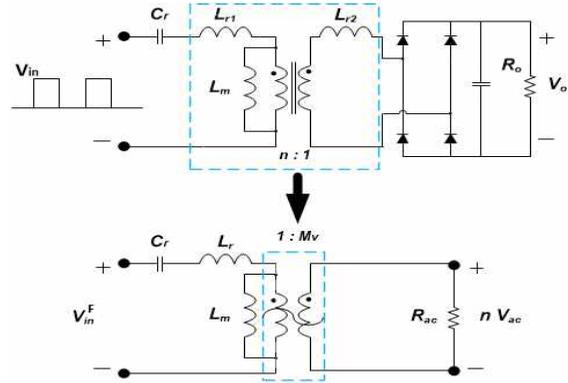


Fig. 9. AC equivalent circuit of LLC resonant inverter considering secondary leakage inductance.

구형파전압 V_{ac} 의 고조파성분들은 출력으로의 전력전달에 기여하지 않으므로 이것의 기본파전압 V_{ac}^F 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_{ac}^F = \frac{4V_o}{\pi} \sin(\omega t) \quad (2)$$

이를 이용하여 LLC 공진형인버터의 AC등가부하저항 R_{ac} 를 구하면 다음과 같이 정리된다.

$$R_{ac} = \frac{V_{ac}^F}{I_{ac}} = \frac{8}{\pi^2} R_o \quad (3)$$

LLC 공진형인버터 변압기의 권선 비 $n(=N_p/N_s)$ 을 적용하여 위의 식 (3)을 다시 정리하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{ac} = \frac{V_{ac}^F}{I_{ac}} n^2 = \frac{8n^2}{\pi^2} R_o \quad (4)$$

그림 9는 전달함수를 구하기 위한 LLC 공진형인버터의 등가회로를 나타낸다. 변압기의 2차 측 누설인덕턴스를 고려하지 않고 해석을 할 경우 이후에 회로를 설계할 때 정확하지 않은 결과를 얻을 수 있으므로 이를 고려하여 등가회로를 구해야 한다. 그림 9의 등가회로를 통하여 얻은 전압이득 M과 사용된 파라미터변수들이 의미하는 값은 다음과 같다^[14].

$$M = \frac{2n \times V_o}{V_{in}} = \left| \frac{\left(\frac{\omega}{\omega_o}\right)^2 (m-1) M_v}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_p^2} - 1\right) + j \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right) \left(\frac{\omega^2}{\omega_o^2} - 1\right) (m-1) Q^e} \right| \quad (5)$$

$$= \left| \frac{\left(\frac{\omega^2}{\omega_o^2}\right) \sqrt{m(m-1)}}{\left(\frac{\omega^2}{\omega_p^2} - 1\right) + j \left(\frac{\omega}{\omega_o}\right) \left(\frac{\omega^2}{\omega_o^2} - 1\right) (m-1) Q^e} \right|$$

TABLE I
SPECIFICATION OF PROPOSED LLC RESONANT INVERTER

Parameters	Values
Input voltage range (V_{in})	361~380 [V]
Output voltage (V_{out})	38 [V]
Output Power (P_{out})	80 [W]
Resonant Frequency (f_o)	180 [kHz]
Magnetizing inductance (L_m)	557 [μ H]
Resonant inductance (L_r)	139 [μ H]
Resonant capacitor (C_r)	5.6 [nF]
Turn ratio ($n = N_p/N_s$)	5.5 [turn]
$m((L_m + L_r)/L_r)$	5
M^{\min}	1.118
M^{\max}	1.177

$$L_p = L_m + L_r, m = \frac{L_p}{L_r} \quad (6)$$

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

$$R_{ac}^e = \frac{8n^2}{\pi^2} \frac{R_o}{M_v^2} \quad (8)$$

$$w_o = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}, w_p = \frac{1}{\sqrt{L_p C_r}} \quad (9)$$

2.2.2 LLC 공진형인버터의 설계

일반적으로 $m = (L_m + L_r)/L_r$ 의 값은 작을수록 높은 M^{\max} 를 얻을 수 있으므로 입력전압범위에 따른 동작주파수의 가변범위가 작은 장점이 있다. 하지만 m 이 너무 작으면 변압기의 결합도가 낮아져 변압기의 효율이 낮아지는 문제가 있으므로 적절한 m 값을 설정하는 것이 중요하다. 보통 m 값은 3~8 사이의 가지도록 설계하는 것이 적합하다고 실험적으로 입증되었다^[14]. 제안된 회로에서는 m 값을 5로 설정하였고 제안된 LLC 공진형인버터의 설계사양을 나타낸 표 1과 식 (10), (11)을 이용하여 입력전압범위에 따라 요구되는 전압이득의 최소값(M^{\min}) 및 최대값(M^{\max})을 구할 수 있다.

$$M^{\min} = M_v = \sqrt{\frac{m}{m-1}} = \sqrt{\frac{5}{4}} = 1.118 \quad (10)$$

$$M^{\max} = \frac{V_{in}^{\max}}{V_{in}^{\min}} M^{\min} = \frac{380}{361} \cdot 1.118 = 1.177 \quad (11)$$

실제로 LLC 공진형인버터를 설계할 때 식 (11)에서 구한 M^{\max} 에서 약 15%의 이득여유를 두고 설계하고 이 값은 식 (12)와 같다.

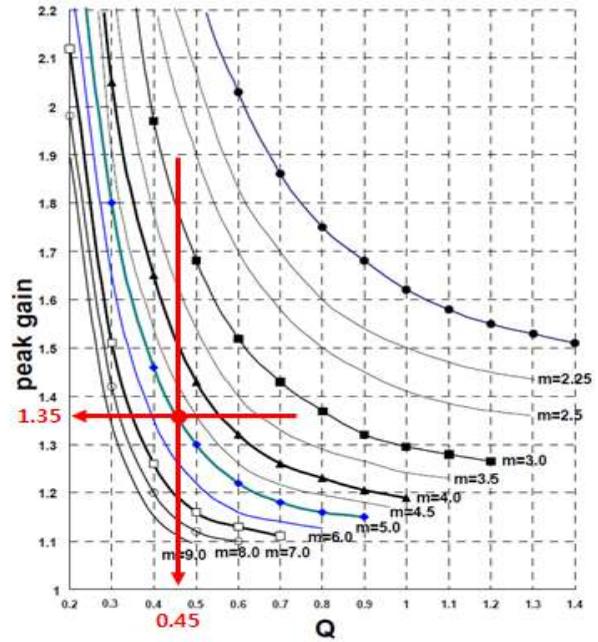


Fig. 10. Peak gain vs. Quality factor for different m values.

$$M_{15\%}^{\max} = M^{\max} \times 1.15 = 1.355 \quad (12)$$

표 1과 식 (10)을 이용하여 변압기의 턴수 비(n)를 구하면 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$n = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_{in}^{\max}}{2V_{out}} M^{\min} = \frac{380}{2(38)} \cdot 1.118 \approx 5.5[\text{turn}] \quad (13)$$

그림 10은 m 값이 서로 다를 때 Q값에 따른 Peak gain값의 변화를 나타낸 그래프이다. $m=5$ 일 때 식 (12)에서 구한 $M_{15\%}^{\max}$ 를 얻기 위한 Q는 0.45이다. 여기서 구한 Q값과 식 (4)를 이용하면 다음과 같이 공진커패시터(C_r), 누설인덕턴스(L_r), 변압기 1차 측 인덕턴스(L_p)를 구할 수 있다.

$$C_r = \frac{1}{2\pi Q f_o R_{ac}} = 5.6\text{pF} \quad (14)$$

$$L_r = \frac{1}{(2\pi f_o)^2 C_r} = 139\mu\text{H} \quad (15)$$

$$L_p = m L_r = 696\mu\text{H} \quad (16)$$

위의 식 (6)~(16)에서 구한 설계 값들을 식 (5)에 대입하여 LLC 공진형인버터의 전달함수 M을 구한 후 이를 도식화하면 그림 11과 같이 나타낼 수 있다.

그림 11과 같이 입력전압의 변화 폭이 361[V]~380[V]라고 설계 사양이 주어짐으로써 LLC 공진형인버터의 동작주파수는 최소 162kHz에서 최대 180kHz까지 가변됨을 알 수 있다.

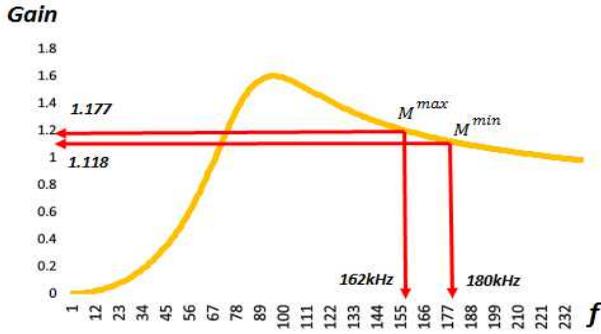


Fig. 11. Voltage gain characteristic of LLC resonant inverter.

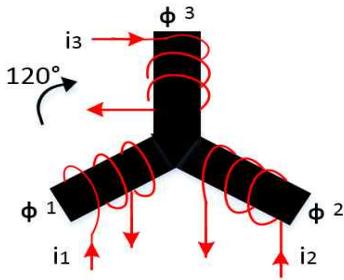


Fig. 12. Structure of Y type current balancing transformer.

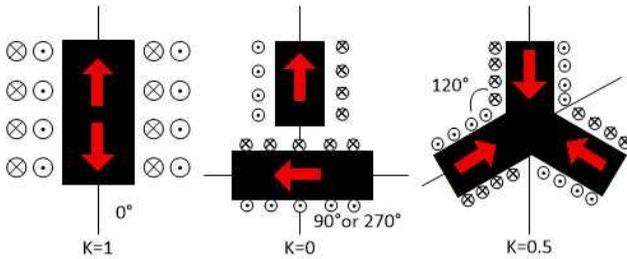


Fig. 13. Coupling coefficient by the angles between each windings.

2.3 Y형 전류평형 트랜스포머

2.3.1 Y형 전류평형 트랜스포머의 원리

그림 12는 Y형 전류평형 트랜스포머의 구조를 나타낸 것이다. 전류 i_1, i_2, i_3 에 의하여 자속 ϕ_1, ϕ_2, ϕ_3 가 발생하며 이는 Y형 전류평형 트랜스포머의 중심부에서 상쇄 또는 결합한다. 결과적으로 각 차 측에는 서로 다른 상호인덕턴스가 유도되고 이로 인하여 $\phi_1 = \phi_2 = \phi_3$ 가 되도록 전류 i_1, i_2, i_3 가 평형을 이루도록 동작한다^{[7],[8]}. Y형 전류평형 트랜스포머의 해석을 위해서는 각 차 측의 상호결합을 나타낼 수 있는 등가회로로 표현될 수 있어야 한다. 즉, 이를 등가회로로 표현하기 위하여 각 차 측간의 결합에 따른 상호인덕턴스(Mutual inductance : M) 및 누설인덕턴스(Leakage inductance : L_{lk})가 표현되어야 한다.

일반적으로 각 차 측에서 발생하는 자속이 자성체가 아닌 임의의 경로로 소실되지 않는다고 가정할 때 각 차 측의 권선 각도에 따른 결합도(Coupling coefficient : k)와 자속의 방향은 그림 13과 같다. 자성체 각도에 따른

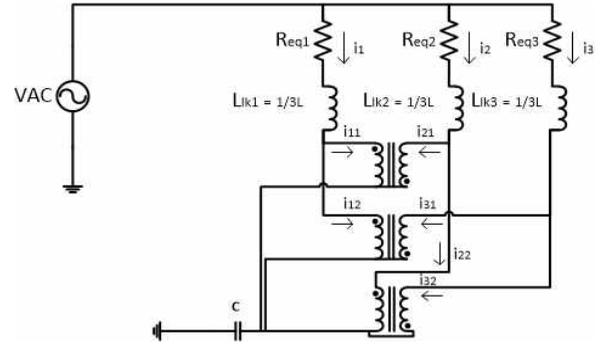


Fig. 14. Equivalent circuit of Y type current balancing transformer.

자속밀도의 분포는 $\cos\theta$ 이므로 120° 의 등각을 가지는 Y형 전류평형 트랜스포머의 각 차 측간의 결합도 k는 0.5이다^[7]. 실제의 경우 자성체가 폐회로가 아니므로 임의의 경로로 누설되는 자속이 발생함에 따라 결합도가 감소한다. 따라서 본 논문에서는 실험적으로 결합도 k는 1/3로 가정하였다. 그러므로 상호인덕턴스 M은 각 차 측의 인덕턴스 L의 1/3이 되며, 누설인덕턴스 L_{lk} 도 L의 1/3이 된다. 그림 14는 Y형 전류평형 트랜스포머의 등가회로를 나타낸다.

$R_{eq1}, R_{eq2}, R_{eq3}$ 는 각각 그림 3의 LED열을 저항으로 등가화한 것이다. Y형 전류평형 트랜스포머의 경우 낮은 결합도로 인하여 각 차 측에서 발생하는 누설인덕턴스 L_{lk} 의 값이 크기 때문에 트랜스포머에서 많은 손실이 발생한다. 이를 해결하기 위해 각 차 측에서 발생한 누설인덕턴스($L_{lk1}, L_{lk2}, L_{lk3}$)를 상쇄하기 위한 공진커패시터 C를 추가하였다. 다음은 병렬로 연결된 누설인덕턴스 $L_{lk1}, L_{lk2}, L_{lk3}$ 를 상쇄하는 공진커패시터 C의 값을 구하기 위한 식을 나타낸다.

$$w(L_{lk1} // L_{lk2} // L_{lk3}) = \frac{1}{wC} \quad (17)$$

그림 14에서 각각의 LED 열에서 발생하는 전류 i_1, i_2, i_3 는 다음과 같은 관계를 갖는다.

$$i_{11} = i_{12} = \frac{i_1}{2}, i_{21} = i_{22} = \frac{i_2}{2}, i_{31} = i_{32} = \frac{i_3}{2} \quad (18)$$

$$V_{in} = R_{eq1}i_1 + \frac{1}{3}jwL\frac{1}{2}(i_1 - i_2) = R_{eq1}i_1 + \frac{1}{3}jwL\frac{1}{2}(i_1 - i_3) \quad (19)$$

$$V_{in} = R_{eq2}i_2 + \frac{1}{3}jwL\frac{1}{2}(i_2 - i_1) = R_{eq2}i_2 + \frac{1}{3}jwL\frac{1}{2}(i_2 - i_3) \quad (20)$$

$$V_{in} = R_{eq3}i_3 + \frac{1}{3}jwL\frac{1}{2}(i_3 - i_1) = R_{eq3}i_3 + \frac{1}{3}jwL\frac{1}{2}(i_3 - i_2) \quad (21)$$

TABLE II
FORWARD VOLTAGE CHARACTERISTIC OF OSRAM LED

Parameter	Symbol	Value
Forward Voltage (@25°C, $I_F = 700mA$)	(min.) V_F	2.8[V]
	(typ.) V_F	3.0[V]
	(max.) V_F	3.2[V]

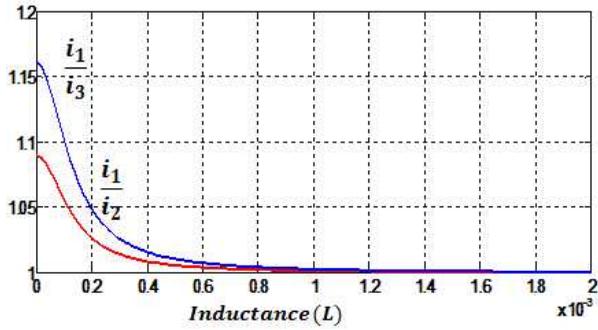


Fig. 15. Current difference compensation by Inductance of Y type current balancing transformer.

식 (19), (20)의 양변을 i_2 로, 식 (19), (21)의 양변을 i_3 로 나눠준 후 이를 정리하면 각각 식 (22), (23)를 얻을 수 있다. 이를 이용하여 LED의 사양과 Y형 전류평형 트랜스포머를 구동하는 교류전원의 주파수가 결정되면 인덕턴스 값 L에 따른 전류 i_1, i_2, i_3 의 보상정도를 알 수 있다.

$$\frac{i_1}{i_2} = \frac{6R_{eq2} + 2j\omega L}{6R_{eq1} + 2j\omega L} \quad (22)$$

$$\frac{i_1}{i_3} = \frac{6R_{eq3} + 2j\omega L}{6R_{eq1} + 2j\omega L} \quad (23)$$

표 2는 실험에 사용된 Osram社 LED의 순방향전압 특성을 나타내는 표이다. 12직렬로 연결된 LED의 순방향전압은 최소33.6V, 평균36.3V, 최대39V까지 차이가 난다. 이를 저항으로 등가화 할 경우 48Ω, 52.3Ω, 55.7Ω로 나타낼 수 있다. LLC 공진형인버터의 구동주파수가 180[kHz]라고 할 경우 이를 식 (22), (23)에 대입하여 Matlab Tool을 이용한 시뮬레이션을 한 후 이를 정리하면 그림 15와 같이 3채널로 구성된 LED의 열간 전류편차를 5%이내로 보상하기 위해서는 Y형 전류평형 트랜스포머의 각 차 측에 200[uH]이상의 인덕턴스가 요구됨을 알 수 있다.

3. 실험결과

제한된 LED 구동시스템의 성능을 검증하기 위해 그림 16와 같이 Y형 전류평형 트랜스포머를 이용한 3채널 80[W] LED 구동회로의 시작품을 제작하여 실험하였다.

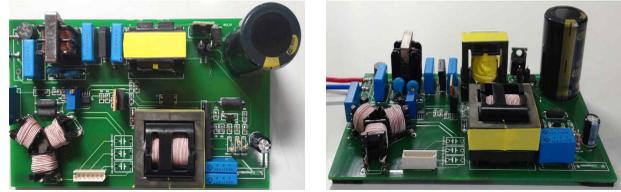


Fig. 16. Photograph of proposed system.

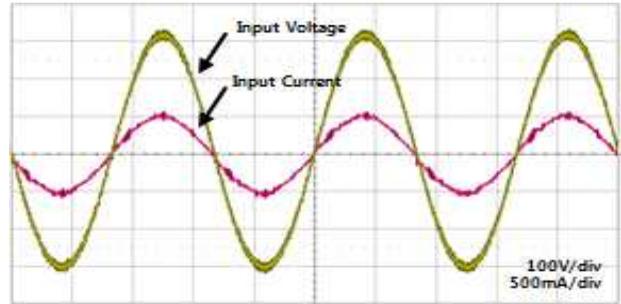


Fig. 17. Experimental waveforms of input voltage and current.

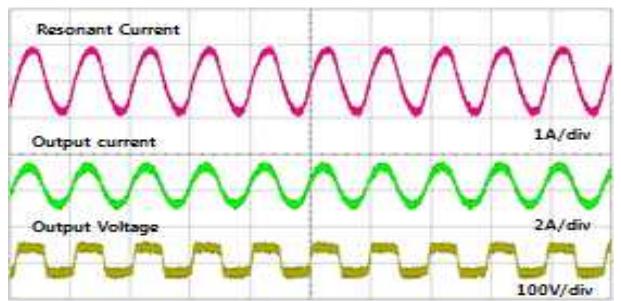


Fig. 18. Experimental waveforms of output and resonant current.

부하에 사용된 3채널의 LED는 Osram社의 LCW CQAR.CC를 이용하여 구성하였다.

그림 17은 부스트 컨버터기반의 Active PFC의 입력전압과 전류를 나타낸다. 정격전력 80[W]에서 역률은 0.997로 측정되었다.

그림 18은 LED로 공급되는 출력전압과 전류 및 LLC 공진형인버터의 1차 측 공진전류를 나타낸다. 220[V]의 60[Hz]교류를 입력받아 35[V] 출력전압과 2.2[A] 전류가 3개 채널의 LED로 공급된다. 각각의 채널로 공급되는 전류는 그림 19와 같이 750[mA]이다.

그림 19는 Y형 전류평형 트랜스포머 적용에 따른 3채널 LED의 열간 전류편차가 보상되는 것을 확인한 실험 파형이다. 그림 19(a)는 Y형 전류평형 트랜스포머를 적용하지 않고 3채널의 LED의 전류를 측정된 것이다. 각각의 전류는 920[mA], 750[mA], 570[mA]로 LED 열간의 최대전류편차는 350[mA](기준전류 750[mA] 대비 46.7%의 전류오차)이다. 그림 19(b)와 같이 Y형 전류평형 트랜스포머를 적용할 경우 각각의 LED 열의 전류는 734[mA], 750[mA], 735[mA]로 최대전류편차는 16[mA]

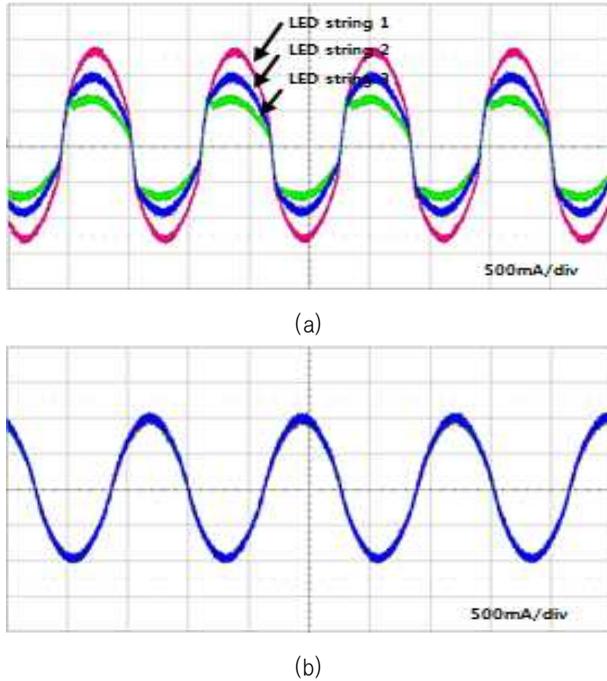


Fig. 19. Experimental waveforms of current deviation compensation of LED strings using Y type balancing transformer. (a) Without Y type current balancing transformer. (b) With Y type current balancing transformer.

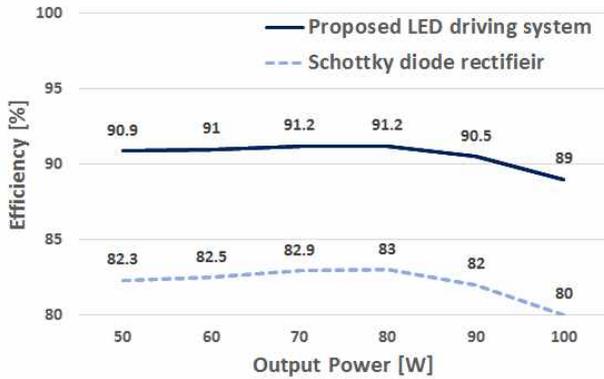


Fig. 20. Efficiency comparison between the proposed system and schottky diode rectifier method.

(기준전류 750[mA] 대비 2.1%의 전류오차)로 보상되었다. 즉, Y형 전류평형 트랜스포머가 없을 때 최대 46.7%의 전류편차가 발생하였지만 트랜스포머 적용 후 최대 2.1% 이내로 전류오차가 보상되었다.

그림 20은 제안된 시스템과 기존의 쇼트키 정류다이오드방식의 효율을 비교하는 그래프이다. 제안된 시스템은 80[W]에서 최대 효율 91.2[%]를 얻을 수 있다. 그림 3과 같이 출력 단에 쇼트키 다이오드정류기를 구성하는 방식의 경우 다이오드의 도통 손실에 의하여 정격부하 80[W]에서 83[%]이하로 효율이 떨어진다. 결과적으로 제안된 시스템에서는 그림 4와 같이 LED의 구조를 병렬로 교차하여 연결하는 방식을 적용하여 쇼트키 다이오드정류기를 제거할 수 있으므로 효율을 개선할 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 Y형 전류평형 트랜스포머를 이용한 고효율 LED 구동시스템을 제안하였다. 제안된 시스템은 역률을 보상하기위한 Active PFC 단, 소프트 스위칭을 함으로써 높은 효율을 얻을 수 있고 동시에 높은 동작 주파수(180[kHz])로 동작하여 자성체의 부피를 저감할 수 있는 LLC 공진형인버터 단, 3채널 LED의 열간 전류편차를 보상하기 위한 Y형 전류평형 트랜스포머 단으로 구성되어 있다. 또한, 병렬로 교차하여 LED를 구성하는 방식을 제안하여 쇼트키 정류다이오드에 의한 손실을 줄임으로써 효율을 극대화할 수 있다. 본 논문에서는 제안된 시스템을 시제품으로 제작하여 Y형 전류평형 트랜스포머의 유·무에 따른 LED의 열간 전류편차를 비교하였다. 또한, 기존의 쇼트키 정류다이오드방식과 새롭게 제안한 병렬로 LED를 교차하여 연결하는 방식의 효율 비교를 통해 제안된 회로의 성능을 입증하였다.

본 연구는 한국산학연합회의 산학협력 기술개발사업(과제명 : LED Multi-Channel간 전류평형이 가능한 고효율 LED 구동회로의 개발)지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 120141012)

References

- [1] M. R. Krames, et al., "Status and future of high-power light-emitting diodes for solid-state lighting," *Journal of Display Technology*, Vol. 3, No. 2, pp. 160-175, Jun. 2007.
- [2] J. Y. Tsao, "Solid state lighting : lamps, chips and materials for tomorrow," *IEEE Circuits Devices*, Vol. 20, No. 3, pp. 28-37. 2004
- [3] S. Liu, X. B. Luo, "Design of LED packaging for lighting applications," *John Wiley and Sons*, 2009
- [4] H. Yuequan, M. J. Milan, "LED driver with self-adaptive drive voltage," *Power Electronics, IEEE Transactions*, Vol. 23, No. 6, pp. 3116-3125, Nov. 2008.
- [5] S. H. Cha, D. H. Park, et al, "AC/DC converter free LED driver for lightings," *IEEE International Conference on Consumer Electronics*, pp. 706-708, 2012.
- [6] K. H. Jung, J. W. Yoo, and C. Y. Park, "A design of current balancing circuit for parallel connected LED strings using balancing transformers," *In Proceeding of ICPE & ECEE 2011*, pp. 528-535, May 2011.
- [7] C. Y. Park and J. W. Yoo, "Y type balancing transformer for compensating current difference," *Korea Patent, 10-2014-0048117*, 2014.
- [8] C. Y. Park, J. W. Yoo, and J. G. Kim "Operating apparatus for LED using AC chopper and balancing transformer," *Korea Patent, 10-2014-0048617*, 2014.

- [9] J. Zhang, J. Wang, and X. Wu, "A capacitor isolated LED driver with inherent current balancing capability," *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, Vol. 59, No. 4, pp. 1708-1716, Apr. 2012.
- [10] S. M. Baddela and D. S. Zinger, "Parallel connected LEDs operated at high frequency to improve current sharing," *IEEE Industry Applications Conference*, pp. 1677-1681, 2004.
- [11] X. Wu, J. Zhang, and Z. Quan, "A simple two-channel LED driver with automatic precise current sharing," *Industrial Electronics, IEEE Transactions*, Vol. 58, No. 10, pp. 4783-4788, Oct. 2011.
- [12] C. Lin, T. Hund, C. Wang, and K. Pai, "A balancing strategy and Implementation of current equalizer for high power LED backlighting," *IEEE Power Electronics and Drive Systems*, pp. 1613-1617, Nov. 2007.
- [13] MC33262 Datasheet, on semiconductor
- [14] H. S. Choi, "AN4151 half-bridge LLC resonant converter design using FSFR-series fairchild power switch(FRS™)," *Fairchild Application Note*, 2007.
- [15] B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F. C. Lee, and Jacobus D. Van Wyk, "Optimal design methodology for LLC resonant converter," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC, Twenty-First annual IEEE*, pp. 533-539, Mar. 2006.
- [16] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang, and G. Huang, "LLC resonant converter for front end DC/DC conversion," in *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC, Seventeenth annual IEEE*, pp. 1108-1112, Mar. 2002.



김진구(金眞九)

1989년 6월 15일생. 2014년 강원대 전기전자공학과 졸업. 2014년~현재 강원대 BIT의료융합학 협동과정 전기전자공학과 석사과정.



유진완(劉鎭完)

1983년 5월 11일생. 2008년 강원대 전기전자공학과 졸업. 2011년 동 대학원 전기전자공학과 졸업(석사). 2014년 동 대학원 전기전자공학과 졸업(공박).



박종연(朴鍾演)

1951년 2월 23일생. 1973년 고려대 전자공학과 졸업. 1980년 경북대 전자공학과 졸업(석사). 1984년 경북대 전자공학과 졸업(공박). 1973년~1977년 KIST 연구원. 1977년~1984년 울산공대 조교수, 부교수. 1984년~현재 강원대 전기전자공학과 교수.