

낮은 120Hz 출력 전류 리플을 갖는 역률개선 LED 구동 회로

박현서, 박재성, 오동성*, 홍성수, 한상규
 국민대학교 전력전자 연구소, 삼성전기*

Power Factor Correction LED driver with small 120Hz current ripple

Hyun Seo Park, Jae sung Park, Dong sung Oh*, Sung Soo Hong, Sang Kyoo Han,
 Kookmin University Power Electronics Center, *Samsung Electro-Mechanics Co., LTD.*

ABSTRACT

본 논문에서는 출력 LED 전류의 120Hz 저주파 리플 저감을 위한 새로운 방식의 역률개선 LED 구동 회로를 제안한다. 제안된 회로는 역률개선용 플라이백 컨버터의 출력이 LED 구동을 위한 부스트 컨버터의 입력이 되는 구조로 높은 역률 보상과 출력 LED 전류의 120Hz 리플 저감이 가능하고, 기존에 비해 저 내압 및 저 용량의 부피가 작은 링크 캐패시터를 사용할 수 있는 장점이 있다. 또한 제안 회로는 전력평형 만족을 위해 하나의 PWM IC 만으로 플라이백 컨버터와 부스트 컨버터를 각각 DCM 및 BCM모드로 제어하여 스위치 및 다이오드의 전류 스트레스 저감이 가능한 장점이 있다.

최종적으로 시작품을 제작하여 고찰된 실험결과를 제시하여, 제안 회로의 우수성과 이론적 분석의 타당성을 검증한다.

1. 서 론

전기발광효과를 이용한 반도체 소자인 LED는 조명효율이 높아 에너지 저감에 유리하고 5만 시간 이상의 긴 수명과 수을 함유하지 않은 친환경 소재로써 백열전구 형광등을 대체하는 조명소자로서 크게 성장하고 있다. 일반적으로 LED조명기는 사용자 편의를 위해 상용전원을 입력으로 이용하고, 전기적으로 절연되어야 하며, 역률 보정 및 고조파 규제를 만족해야 한다. 이를 위해 지금까지 개발된 조명용 LED 구동회로의 경우 대부분 역률개선 flyback 컨버터를 이용하고 있으나 이 경우 저주파 120Hz 출력전류 리플이 매우 높은 단점을 갖는다.

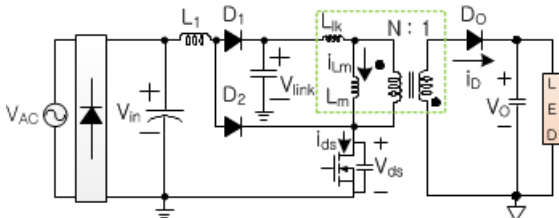


그림 1 Boost-Flyback single stage switch-integrated 컨버터

그림 1은 상기 저주파 120Hz 출력 전류리플을 줄이기 위해 기존 Single stage Switch Integrated LED Driver의 한 예로 출력 120Hz 저주파 전류 리플이 낮은 장점을 가지나 링크 캐패시터 및 전력스위치의 전압 스트레스가 매우 높아 Universal AC 입력의 경우 적용이 어려운 단점을 갖는다. 특히 입출력 전력 불평형으로 인한 링크 캐패시터 전압의 과도상승 억제를 위해 boost와 flyback 컨버터 모두 DCM 동작시켜야 하나 이

경우 스위치 전류 스트레스가 과도하게 증가하여 효율 및 제작 단가 측면에서 불리한 단점을 갖는다.

2. PFC flyback-Boost LED 구동 회로

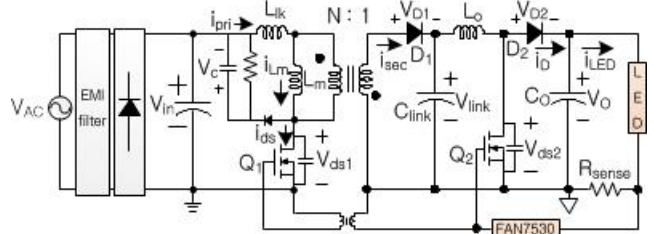


그림 2 제안된 PFC flyback-boost LED 구동회로

그림 2 와 같이 제안된 역률개선 LED 구동 회로는 flyback 컨버터와 boost 컨버터가 cascade로 연결된 2 stage 컨버터와 그 구조가 동일하나 역률개선 flyback 컨버터를 위한 별도의 제어기가 필요 없는 장점을 갖는다. 또한 기존 single stage 컨버터와 달리 Boost 컨버터를 전압이 낮은 2차 측에 위치시킴으로써 링크 캐패시터의 전압스트레스를 낮게 할 수 있어 저 내압의 전해 캐패시터 및 전력소자의 사용이 가능하며, 하나의 PWM IC 만으로 제어가 가능한 장점을 갖는다. 특히 출력단 boost 컨버터는 그 특성상 출력전압보다 입력전압이 높을 수 없으므로 링크 캐패시터는 별도의 제어가 없어도 항상 출력전압보다 낮은 전압으로 제한될 수 있는 특징이 있다. 기존 single stage 컨버터와 마찬가지로 제안 회로 역시 입출력 전력평형을 위해 Flyback 과 Boost 컨버터가 모두 DCM으로 동작 시킬 경우 각 소자의 전류 스트레스가 증가하여 효율이 저감되는 문제가 있으며 DCM CCM으로 동작 시킬 경우 입출력 전력평형이 맞지 않아 정상적 동작이 어려운 문제가 있다. 따라서 제안 회로는 각 소자의 전류 스트레스를 저감시키면서 전력평형 문제가 없도록 하기 위해 flyback 컨버터는 DCM으로 동작시키고 Boost 컨버터를 BCM으로 제어한다.

2.1. 제안회로 모드 해석

그림 3은 제안 회로의 주요 동작 파형도이다. 해석의 편의를 위하여 회로는 정상상태에서 동작하며, 각 전압(V_{in} , V_{link} , V_o)은 일정하며, 트랜스포머의 누설인덕턴스(L_k)는 자화 인덕턴스(L_m)에 비해 매우 작다고 가정한다.

모드 1 (t_0-t_1) : 스위치 Q_1, Q_2 가 턴 온 되면 트랜스포머 dot에 양의 전압이 인가되므로 다이오드 D_1 에는 $V_{link}+V_0$ 전압, D_2 에는 V_0 전압이 인가되어 다이오드 D_1, D_2 모두 턴 오프 된다. 트랜스포머의 자화 인덕터 L_m 양단에는 V_{in} 전압이 인가되어 V_{in}/L_m 의 기울기로 전류가 상승하고, Boost 컨버터의 인덕터 L_0 양단에는 V_{link} 전압이 인가되어 인덕터 전류 I_{L_0} 는 V_{link}/L_0 의 기울기로 상승하게 된다.

모드 2 (t_1-t_2) : 스위치 Q_1, Q_2 가 턴 오프 되면 트랜스포머의 자화 인덕터의 전류가 트랜스포머 dot 반대 방향으로 흘러 Flyback 컨버터의 다이오드 D_1 과 Boost 컨버터의 다이오드 D_2 가 턴 온 된다. D_1 이 도통되어 있기 때문에 자화 인덕터 L_m 양단 전압은 NV_{link} 가 되고, 이때 전류는 NV_{link}/L_m 의 기울기로 감소하게 된다. 스위치 Q_1, Q_2 가 턴 오프 되어 있으므로 Q_1 스위치 양단 전압 V_{DS1} 는 $V_{in}+NV_{link}$ 가 되고, Q_2 스위치 양단 전압 V_{DS2} 는 V_0 가 된다. Boost 컨버터의 인덕터 L_0 양단에는 V_{link} V_0 전압이 인가되고 인덕터 전류 I_{L_0} 는 $(V_{link} V_0)/L_0$ 의 기울기로 감소한다. 자화 인덕터에 흐르는 전류 I_{Lm} 이 0이 된다.

모드 3 (t_2-t_3) : 자화 인덕터 전류 I_{Lm} 이 0이 되면 다이오드 D_1 양단 전압은 V_{link} 가 되어 오프 되고, 자화 인덕터 양단 전압은 0이 되어 Q_1 스위치 양단 전압 V_{DS1} 은 V_{in} 으로 유지된다. 다이오드 D_2 는 계속 도통되어 Boost 컨버터는 계속 powering 하게 되고, 인덕터에 흐르는 전류 I_{L_0} 는 $(V_{link} V_0)/L_0$ 의 기울기로 계속 감소하다가 0이 된다.

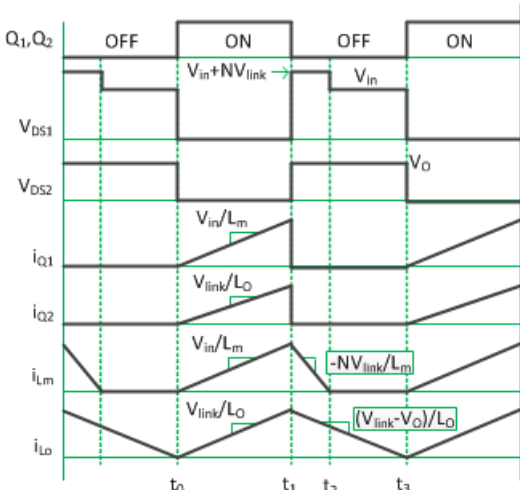


그림 3 제안 회로의 주요 파형도

2.2. 제안 회로 각 부 전압 관계식

입력전력과 출력전력이 같다고 가정하면 식 1과 같이 표현될 수 있다.

$$I_{sec} = \frac{P_o}{V_{link}} \quad (식 1)$$

식 1로부터 DCM flyback 컨버터의 입출력 전압변환비는 식 2와 같고 BCM Boost 컨버터의 입출력 변환비는 식 3과 같다.

$$\frac{V_{link}}{V_{in}} = \sqrt{\frac{RT_s}{2L_m}} D \quad (where, R = \frac{V_{link}}{I_{sec}} = \frac{V_{link}^2}{P_o}) \quad (식 2)$$

$$\frac{V_o}{V_{link}} = \frac{1}{1-D} \quad (식 3)$$

식 2를 식 3에 대입하면 식 4와 같이 제안 회로의 입출력 관계식을 구할 수 있다.

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{D}{1-D} \sqrt{\frac{RT_s}{2L_m}} \quad (where, R = \frac{V_{link}^2}{P_o}) \quad (식 4)$$

3. 실험결과

다음은 제안회로의 우수성과 타당성 검증을 위하여 시작품을 제작하여 측정한 실험결과이다. 주요 소자의 파라미터로서 L_m 은 75uH, tum ratio는 5, L_0 는 16.7uH를 사용하였으며, C_{link} 와 C_0 는 각각 680uF과 390uF을 2개씩 병렬 연결하였다.

다음 그림 4는 제안 회로의 AC 입력 전압과 입력 전류를 측정한 파형이며, PFC 동작을 수행하고 있음을 알 수 있다.

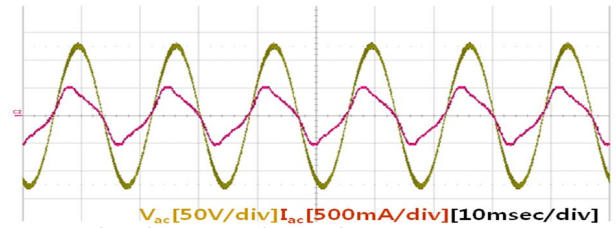


그림 4. 제안 회로의 입력 전압 및 전류 파형

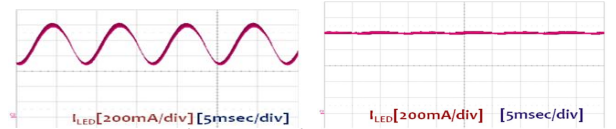


그림 5. Flyback 회로의 LED 전류 파형

그림 5 및 그림 6은 현재 일반적으로 적용되고 있는 역률개선 가능한 flyback 컨버터 한단만을 사용한 경우와 제안 회로를 사용한 경우 각각 출력 LED전류를 보이고 있다. 실험 결과 제안 회로의 120Hz 저주파 출력 전류 리플은 flyback 컨버터 한단만을 사용한 경우에 비해 약 1.9% 수준으로 제안 회로의 출력 전류 리플이 크게 감소하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 제안 회로는 약 86%의 높은 효율과 약 90%의 역률을 만족하였음을 확인하였다.

3. 결 론

본 논문에서는 출력 전류 저주파 리플을 감소시키는 새로운 방식의 LED 구동회로를 제안하였다. 제안 회로는 역률 개선과 높은 효율을 달성하면서도 저주파 120Hz 출력 전류 리플을 획기적으로 저감시키며, 링크 캐패시터를 저 내압으로 사용하는 등의 저 내압소자의 사용을 가능하게 하는 장점이 있다. 또한, DCM, BCM 제어를 하나의 PWM IC 만으로 구현이 가능하므로 저 가격화에 유리하고 높은 효율을 기대할 수 있으며, 최종적으로 실험을 통해 제안 회로의 우수성을 검증하였다.

본 연구는 삼성전기(주)의 연구비 지원과 지식경제부 및 정보통신 연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구 결과로 수행되었음 (NIPA 2011 C1090 1121 0005)

참 고 문 헌

- [1] Abraham I. Pressman, Switching Power Supply Design, McGraw Hill, Inc., 1991.
- [2] R.W. Erickson and D. Maksimovic, Fundamentals of PowerElectronics, Second Editioin, Kluwer Academic Publishers, 2000.