

전자식 및 자기식 안정기 동시 호환 가능한 LED 구동회로

구현수¹, 최윤¹, 강정일², 한상규[†]

LED Driver Compatible with Both Electronic and Magnetic Ballasts

Hyun-Su Gu¹, Yoon Choi¹, Jeong-Il Kang², and Sang-Kyoo Han[†]

Abstract

Light-emitting diode (LED) drivers are recently replacing fluorescent lamps; these drivers can operate adaptively with various ballasts without modifying and removing such ballasts. To satisfy these trends, a LED driver that is compatible with both electronic and magnetic ballasts is proposed in this study. Unlike conventional LED drivers, the proposed driver has a ballast recognition circuit and a mode selection circuit to operate ballasts at optimal conditions. Therefore, it features low voltage stress, high efficiency, and good compatibility with both electronic and magnetic ballasts. Moreover, it can be compatible with a wide selection of ballasts from various manufacturers. To confirm the validity of the proposed LED driver, results of the theoretical analysis and experimental verification performed on a 15 W-rated prototype are presented.

Key words: AC/DC conversion, Flyback converter, LED driver, Fluorescent lamp ballast

1. 서 론

현재 사용하는 조명기기는 백열등, 삼파장 형광등, 수은등 등 다양한 종류가 있으며, 이러한 조명기기는 높은 전력소비와 환경오염 등의 많은 문제점을 가지고 있다. 이 중 보편적으로 사용하는 형광등은 수은의 사용으로 인해 환경오염을 더욱 악화시키고, 짧은 수명과 저주파 플리커와 같은 단점을 갖고 있다. 이에 따라 최근 유해 물질이 전혀 포함되지 않아 환경오염의 염려가 없고 고주파 구동으로 인해 저주파 플리커가 작아 차세대 조명용 광원으로 LED를 사용하기 위한 연구개발이 활발히 진행되고 있다^{[1][2]}.

형광등을 LED 조명으로 교체하려면 기존 교류 전압으로 구동되는 형광등용 안정기를 모두 철거한 후 직류 구동을 필요로 하는 LED 조명에 적합한 조명 설비를

다시 설치해야 하는 불편함과 비용 문제가 존재한다.

이에 따라 최근에는 이미 구축되어있는 조명설비의 변경 없이 형광등 대신 LED 조명등만 교체하여 사용할 수 있도록 형광등용 안정기 호환형 LED 구동회로에 대한 요구가 증가되고 있다. 이를 위해 본 논문에서는 전자식 및 자기식 안정기에 동시 호환 가능한 LED 구동회로를 제안한다.

2. 기존 전자식 및 자기식 안정기 호환형 LED 구동회로

형광등 구동을 위해서는 별도의 안정기가 필수적이며 안정기는 그 종류와 제조사에 따라 출력사양이 제각각 다르다. 또한 안정기는 구동 방식에 따라 크게 LCC 공진형 인버터로 구성되어 있는 전자식 안정기와 큰 인덕턴스를 갖는 인덕터만으로 구성된 자기식 안정기로 구분할 수 있으며 상기 전자식 안정기의 경우 수십 kHz로 동작하는 LCC 공진형 인버터에 의해 발생된 고주파수 교류전압으로 형광등을 구동시키는 반면, 자기식 안정기의 경우 별도의 회로장치 없이 큰 인덕터를 형광등과 직렬 연결하여 50~60Hz의 상용전원으로 단순히 구동하고 있다.

그림 1은 일반적인 36W급 전자식 및 자기식 안정기와 직렬로 전류 불연속 모드(Discontinuous Conduction Mode(DCM)) 플라이백 컨버터로 구성된 LED 구동회로

Paper number: TKPE-2016-21-1-6

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

[†] Corresponding author: djhan@kookmin.ac.kr, POESLA,

School of Electrical Eng., Kookmin University

Tel: +82-2-910-5467 Fax: +82-2-910-4449

¹ School of Electrical Eng., Kookmin University

² Visual Display, Samsung Electronics. Co. Ltd.

Manuscript received Nov. 11, 2015; revised Dec. 4, 2015;

accepted Dec. 24, 2015

— 본 논문은 2015년 전력전자학술대회 우수추천논문임

— 본 논문은 2015년 전력전자학술대회 외부장학금 수혜논문임

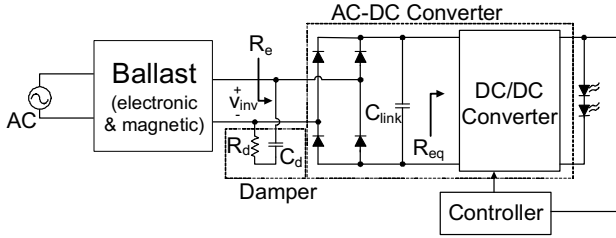


Fig. 1. Conventional LED driver with ballast.

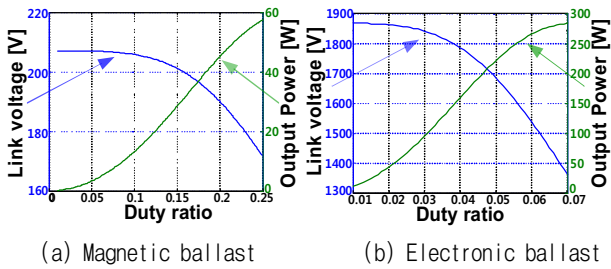


Fig. 2. Link voltage and output power according to duty ratio of conventional LED driver.

를 연결한 회로를 보이고 있다. 그림 2 (a)와 (b)는 각각 플라이백 컨버터의 듀티에 따른 최종 출력전력과 안정기 및 플라이백 컨버터 사이의 링크전압 특성을 보이고 있다. 자기식 안정기의 경우 그림 2(a)에 보이는 바와 같이 듀티가 증가함에 따라 출력전력이 증가하는 대신 링크전압은 최대 210V에서부터 감소하는 특성을 보이고 있으며 36W 급 형광등과 동일한 밝기에 해당하는 15W 급 LED 조명을 구동하기 위해 약 205V의 링크 전압을 가짐을 알 수 있다. 한편, 전자식 안정기의 경우 그림 2(b)에 보이는 바와 같이 자기식 안정기와 마찬가지로 듀티가 증가함에 따라 출력전력이 증가하는 대신 링크전압 역시 감소하는 특성을 보이거나 15W 급 LED 조명을 구동하기 위해 링크 전압의 크기는 1870V 정도로 매우 높음을 알 수 있다. 따라서 기존 전자식 및 자기식 동시 호환형 LED 구동회로의 경우 상기의 높은 링크전압을 낮추기 위해 저항과 캐패시터 또는 저항과 인덕터로 구성된 댐핑(damping) 회로를 필수적으로 부가하고 있으며 이로 인해 심각한 효율 저하와 발열 문제를 안고 있다^[3].

본 논문에서는 상기 문제를 해결하기 위해 전자식 안정기와 자기식 안정기를 이론적으로 상세히 분석하고 이를 바탕으로 안정기의 종류를 효과적으로 구별할 수 있는 안정기 인식 방법에 대해 제안한다. 뿐만 아니라 상기의 방법에 따라 인식된 안정기의 종류에 따라 그 구동방식을 다르게 함으로써 별도의 댐핑 회로가 없어도 링크전압을 획기적으로 낮출 수 있는 새로운 전자식 및 자기식 안정기에 동시 호환 가능한 LED 구동회로를 제안한다.

3. 제안된 전자식 및 자기식 안정기 호환형 LED 구동회로

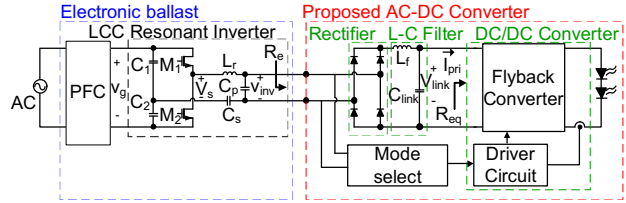


Fig. 3. The proposed LED driver with electronic ballast

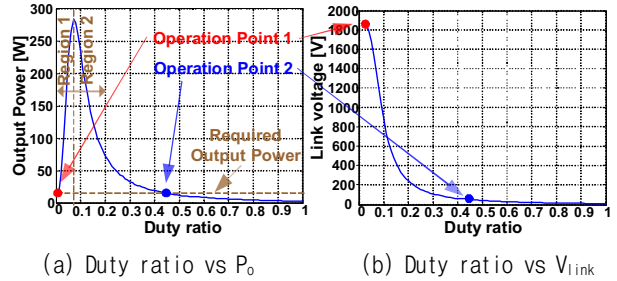


Fig. 4. Key graphs of electronic ballast according to duty ratio.

3.1 전자식 안정기를 적용한 제안된 LED 구동회로

그림 3은 형광등용 전자식 안정기를 입력으로 갖는 제안된 LED 구동회로를 보이고 있으며 그림에 보이는 바와 같이 풀 브리지 정류기, LC 필터, DC/DC 컨버터인 DCM 플라이백 컨버터로 구성되어 있다. 전류 불연속 모드로 동작하는 플라이백 컨버터의 경우 안정기 입장에서 부하로 동작하므로 그 등가 임피던스는 다음의 과정을 통해 도출할 수 있다. 즉, DCM 플라이백 컨버터의 입력전력과 입력전류는 다음의 식(1)과 (2)로부터 구할 수 있다^[4].

$$P_{link} = \frac{1}{2} L_m i_{L_m, peak}^2 f_{sw} \quad (1)$$

$$= \frac{1}{2} L_m \left(\frac{V_{link}}{L_m} D \frac{1}{f_{sw}} \right)^2 f_{sw} = \frac{(V_{link} D)^2}{2 L_m f_{sw}}$$

$$I_{pri} = \frac{P_{link}}{V_{link}} = \frac{V_{link}}{2 L_m f_{sw}} D^2 \quad (2)$$

여기서 f_{sw} 는 플라이백 컨버터의 스위칭 주파수이다.

따라서 식 (2)로부터 DCM 플라이백 컨버터의 입력 등가 임피던스는 입력전압과 전류의 비율이므로 다음과 같은 수식으로 나타낼 수 있다.

$$R_{eq} = \frac{V_{link}}{I_{pri}} = \frac{2 L_m f_{sw}}{D^2} \quad (3)$$

한편 형광등의 경우 초기 기동 시 고압점등이 요구되므로 일반적인 형광등용 전자식 안정기는 대부분 그림 3과 같이 승압이 가능한 LCC 공진형 하프 브리지 인버터를 사용하고 있으며 이를 입력으로 하는 제안된 LED

구동회로의 이론적인 분석을 위해 다음과 같이 가정한다.

- 스위칭 주파수는 f_s 이며 각 주파수 $2\pi f_s = \omega_s$ 이다.
- 회로 내 모든 전압 및 전류는 스위칭 주파수의 기본파 성분인 사인파만 존재한다.
- 필터 인덕터 L_r 에 흐르는 전류는 V_{link}/R_{eq} 로 일정할 만큼 L_r 는 매우 크다.

LCC 공진형 하프 브리지 인버터와 정류단으로 구성된 전력단의 최종 입출력 관계식 $V_{link}(f_s)/V_g$ 를 구해보면 다음과 같다^{[4][5]}.

$$\frac{V_{link}(f_s)}{V_g} = \frac{4}{\pi^2 \sqrt{1 + \frac{1}{m}(1-F^2)^2 + \frac{1}{Q_e}(F - \frac{1}{F})^2}} \quad (4)$$

여기서

$$f_o = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_s}}, \omega_o = 2\pi f_o, Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_s}}$$

$$m = \frac{C_s}{C_p}, F = \frac{f_s}{f_o}, Q_e = \frac{R_e}{Z_o}, R_e = \frac{\pi^2}{8} R_{eq}$$

이다.

이때 출력전력은 식 (5)와 같으며 식 (3)을 이용하여 플라이백 컨버터의 듀티에 따른 출력전력이 도출된다.

$$P_o = \frac{V_{link}^2}{R_{eq}} = \frac{(DV_{link})^2}{2L_m f_{sw}} \quad (5)$$

상기 식(4)와 (5)를 바탕으로 $V_g=390V$, LCC 인버터의 스위칭 주파수 $f_s=47kHz$, $C_s=20.2nF$, $L_r=2.793mH$, $C_p=5.6nF$, 플라이백 컨버터의 스위칭 주파수 $f_{sw}=80kHz$, $L_m=200\mu H$ 인 경우를 일례로 플라이백 컨버터의 듀티에 따른 출력전력 및 링크전압의 특성은 그림 4와 같다.

그림 4(a)는 듀티에 따른 출력전력으로 그림에서 보이는 바와 같이 최대 전력점을 기준으로 2개의 영역으로 나뉘는 것을 알 수 있다. 즉, 듀티가 0.07보다 작은 region 1의 경우 듀티가 증가할수록 출력전력이 증가하고 듀티 변동에 대해 출력전력의 변동 폭이 매우 큰 것을 알 수 있다. 또한 그림 4(b)에서 보이는 바와 같이 듀티가 작은 region 1의 경우 플라이백 컨버터의 등가 임피던스 R_{eq} 가 크므로 링크전압이 최대 1900V로 매우 높은 것을 알 수 있다. 반면, 듀티가 0.07보다 큰 region 2의 경우 듀티가 증가할수록 출력전력이 감소하고 듀티 변동에 대해 출력전력의 변동 폭은 완만한 것을 알 수 있다. 또한 그림 4(b)에서 보이는 바와 같이 듀티가 큰 region 2의 경우 등가 임피던스 R_{eq} 는 작으므로 링크전압은 낮은 특성을 보인다. 예를 들어 15W 급 LED 조명을 구동하기 위해 플라이백 컨버터의 듀티는 0.01과 0.45로 두개의 지점이 나타난다. 이 때 링크전압을 살펴보면, 듀티 0.01인 경우 링크전압은 약 1870V에 달하고 반

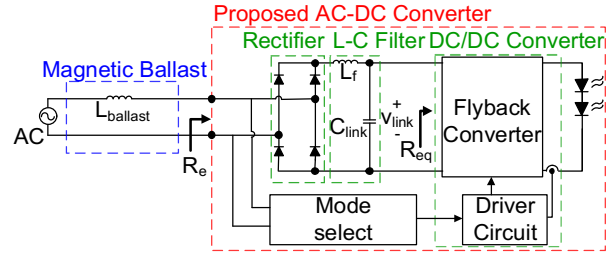
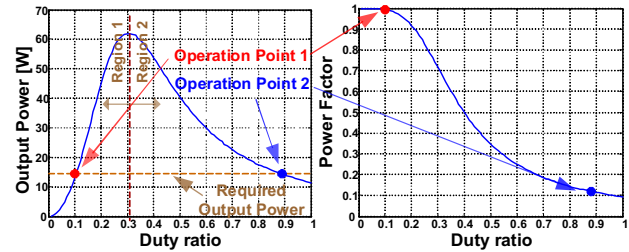
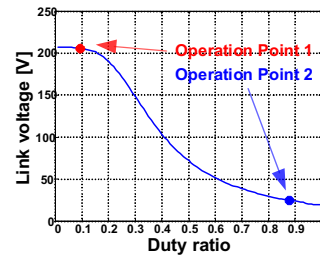


Fig. 5. Proposed LED driver with magnetic ballast.



(a) Duty ratio vs P_o

(b) Duty ratio vs PF



(c) Duty ratio vs. V_{link}

Fig. 6. Key graphs of magnetic ballast according to duty ratio.

면 듀티 0.45인 경우 약 60V 정도인 것을 알 수 있다.

상기 분석 결과로부터 회로 내압 및 소자 전압스트레스를 고려할 때 듀티가 증가함에 따라 출력전력이 감소하는 반비례 동작 모드(Inverse Proportion Mode(IPM))인 region 2에서 동작시키는 것이 적절함을 알 수 있다.

3.2 자기식 안정기를 적용한 제안된 LED 구동회로

형광등용 자기식 안정기의 경우 그림 5와 같이 수H의 큰 값을 갖는 인덕터를 사용한 것 외에는 특별한 전자식 회로가 없다^{[6][7]}. 이를 입력으로 하는 제안된 LED 구동회로의 이론적인 분석은 다음과 같다.

앞서 설명한 바와 같이 플라이백 컨버터를 등가 임피던스로 나타내었을 때 입력전압이 인가되면 수H를 갖는 인덕터의 임피던스와 플라이백 컨버터의 등가 임피던스의 전압 분배법칙에 의해 링크전압을 도출하면 식 (6)과 같다.

$$V_{link} = \frac{R_e V_{AC}}{\sqrt{R_e^2 + (\omega L_{ballast})^2}} \angle -\tan^{-1} \frac{\omega L_{ballast}}{R_e} \quad (6)$$

여기서 $R_e = \frac{\pi^2}{8} R_{eq}$ 이다.

이때 링크전압의 평균치는 식 (7)과 같으며, PF (Power Factor)는 식(6)으로부터 식 (8)과 같이 도출된다.

$$V_{link} = \frac{2}{\pi} \frac{R_e V_{AC}}{\sqrt{R_e^2 + (\omega L_{ballast})^2}} \quad (7)$$

$$\cos(\tan^{-1} \frac{\omega L_{ballast}}{R_e}) = \frac{R_e}{\sqrt{R_e^2 + (\omega L_{ballast})^2}} \quad (8)$$

여기서 입력 등가 임피던스 R_{eq} 는 앞서 설명한 식 (3)과 같고, 출력전력은 식 (5)와 같다.

상기 식 (7)과 식 (8)을 바탕으로 $V_{AC}=230V_{rms}$, $L_{ballast}=1.1H$, $f_{line}=50Hz$, 플라이백 컨버터의 스위칭 주파수 $f_{sw}=80kHz$, $L_m=200\mu H$ 인 경우를 일례로 플라이백 컨버터의 듀티에 따른 출력전력, 링크전압 및 PF의 특성은 그림 6과 같다. 그림 6(a)는 듀티에 따른 출력전력으로 그림에서 보이는 바와 같이 최대 전력점을 기준으로 2개의 영역으로 나뉘는 것을 알 수 있다. 즉, 듀티가 0.3보다 큰 region 2의 경우 듀티가 증가할수록 출력전력이 감소하여 일반적인 컨버터 동작과 반대의 동작특성을 알 수 있다. 또한 그림 6(b)에 보이는 바와 같이 듀티가 큰 region 2의 경우 플라이백 컨버터의 등가 임피던스 R_{eq} 가 작으므로 PF는 0.1에 가깝게 매우 낮은 것을 알 수 있다. 반면, 듀티가 0.3보다 작은 region 1의 경우 듀티가 증가할수록 출력전력이 증가하여 일반적인 컨버터 동작과 유사한 동작특성을 알 수 있다. 또한 그림 6(b)에 보이는 바와 같이 듀티가 작은 region 1의 경우 플라이백 컨버터의 등가 임피던스 R_{eq} 가 크므로 PF는 거의 1에 가까운 것을 알 수 있다. 링크 전압은 전자식 안정기와 마찬가지로 듀티가 증가할수록 감소하지만 최대 전압이 220V를 넘지 않는다. 예를 들어 15W 급 LED 조명을 구동하기 위해 플라이백 컨버터의 듀티는 0.1과 0.87로 두 개의 지점이 나타난다. 이때 PF를 살펴보면, 듀티 0.1인 경우 PF는 약 0.98에 달하고 반면 듀티 0.87인 경우 약 0.12 정도인 것을 알 수 있다.

상기 분석 결과로부터 회로의 PF 및 전력제어 특성을 고려할 때 듀티가 증가함에 따라 출력전력이 증가하는 정비례 동작 모드(Direct Proportion Mode(DPM))인 region1에서 동작시키는 것이 적절하다.

3.3 고역 필터를 이용한 안정기 인식 방법

앞서 고찰된 바와 같이 전자식 안정기의 경우 듀티가 증가함에 따라 출력전력이 감소하는 IPM 동작이 적합하고, 자기식 안정기의 경우 듀티가 증가함에 따라 출력전력이 증가하는 DPM 동작이 적합함을 알 수 있다. 따라서 제안된 LED 구동회로는 상기한 바와 같이 안정기의 종류를 구별할 수 있는 안정기 인식 방법으로써 고

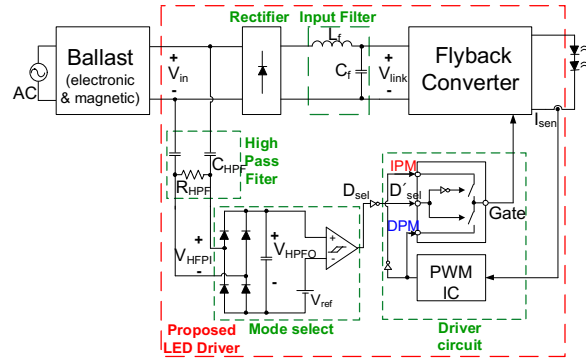


Fig. 7. Circuit diagram of proposed LED driver.

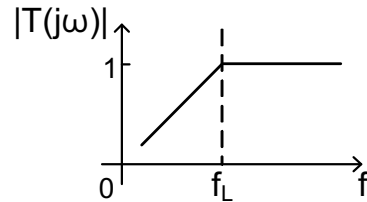


Fig. 8. Frequency characteristic graph of high pass filter.

역 필터(High Pass Filter)를 적용하였으며, 인식된 안정기의 종류에 따라 구동방식을 다르게 하는 방법으로써 동작모드 선택회로를 적용하였다.

그림 7에 보이는 고역 필터의 출력은 저항과 캐패시터의 전압 분배법칙에 의해 결정된다. 저항은 주파수에 관계없이 일정한 임피던스를 갖지만 캐패시터의 경우 임피던스는 $1/sC$ ($s=j\omega$)로서 주파수가 증가함에 따라 캐패시터의 임피던스는 줄어들게 된다.

$$T(s) = \frac{V_o(s)}{V_i(s)} = \frac{R}{R + \frac{1}{sC}} = \frac{sRC}{1 + sRC} \quad (9)$$

즉, 그림 8에 나타낸 바와 같이 고역 필터를 구성하는 저항과 캐패시터 값으로 정해지는 코너 주파수를 기준으로 그 이하 주파수 대역의 입력 주파수에 대하여 전압이득은 매우 낮다. 반면 코너 주파수 이상의 주파수 대역에서는 입력 주파수에 대하여 전압 이득이 1에 가깝다는 것을 식 (9)를 통해 알 수 있다. 따라서 제안 방식은 수십kHz의 입력 주파수를 갖는 전자식 안정기와 50~60Hz의 입력 주파수를 갖는 자기식 안정기를 구분하기 위하여 수kHz의 주파수를 코너 주파수로 선정하여 고역 필터를 적용하였다.

3.4 안정기별 동작모드 선택회로

그림 9(a)의 과형과 같이 전자식 안정기를 입력으로 하였을 때 입력전압 V_{in} 은 수십kHz의 사인파로 나타난다. 앞서 설명한 바와 같이 고역 필터의 코너 주파수를 수kHz로 선정 하였으므로 고역 필터 출력전압 V_{HPFI} 는

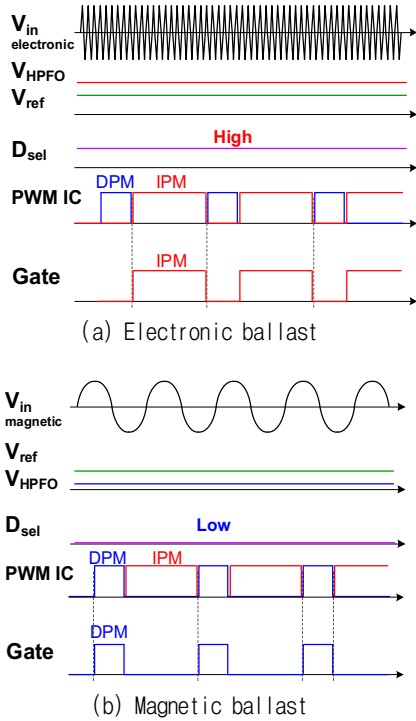


Fig. 9. Operation principle during mode selection in accordance with logic gate.

입력전압과 동일한 레벨의 사인파의 전압을 보일 것이고, 이를 풀 브리지 정류기를 이용하여 정류된 전압 V_{HPFO} 를 만들어준다. 정류된 전압은 기준전압 V_{ref} 와 비교를 통하여 D_{sel} 이 'High'를 출력하게 된다. 이를 이용하여 구동회로 단에서 IPM 신호와 DPM 신호 중 동작 모드로 IPM 신호를 선택하여 구동시켜준다.

또한, 그림 9(b)의 파형과 같이 자기식 안정기를 입력으로 하였을 때에는 입력전압 V_{in} 은 50~60Hz의 사인파로 나타난다. 수kHz의 코너 주파수와 비교하여 매우 낮은 주파수이므로 앞서 설명한 바와 같이 고역 필터의 정류된 전압 V_{HPFO} 은 거의 나오지 않으므로 기준전압 V_{ref} 와 비교를 통하여 D_{sel} 은 'Low'신호를 출력하게 된다. 이를 이용하여 구동회로 단에서 IPM 신호와 DPM 신호 중 동작모드로 DPM 신호를 선택하여 구동시켜준다.

3.5 안정기별 듀티 제한 회로

그림 4(a), 그림 6(a)의 듀티에 따른 전자식 및 자기식 안정기의 출력전력을 고려하였을 때, 전자식 안정기는 동작영역이 region1으로 넘어가게 되면 반대로 제어하게 되어 정상동작을 하지 못하게 된다. 또한 자기식 안정기는 동작영역이 region2로 넘어가게 되면 반대로 제어하게 되어 정상동작을 하지 못하게 된다.

따라서 전자식 안정기는 최소 듀티를 보장해 주어야 하며 자기식 안정기는 최대 듀티를 보장해 주어야 하므로 두 개의 제한지점을 필요로 한다. 두 개의 제한지점을 만들어주기 위하여 제안회로는 앞서 동작 모드 선택

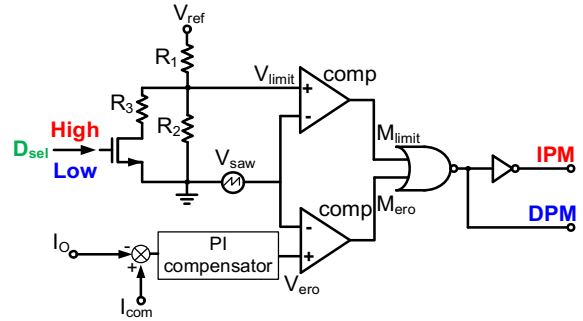


Fig. 10. Control circuit with limited duty ratio.

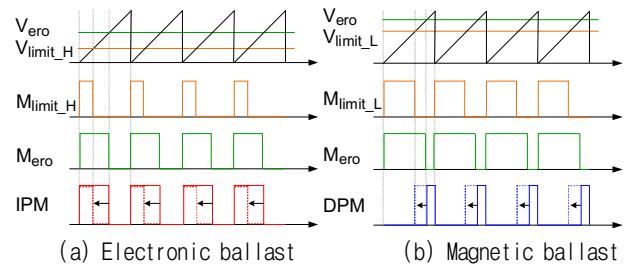


Fig. 11. Operation principle during control circuit with limited duty ratio.

에 사용된 D_{sel} 신호를 사용하였다. 그림 10과 같이 듀티 제한 회로를 구성하였다. 예를 들어 V_{ref} 와 V_{saw} 의 최대 전압을 5V라 한다면, 전자식 안정기의 경우 V_{limit} 의 전압은 0.5V로 하여 최소 듀티를 0.1로 선정하였다. 우선 그림 11(a)와 같이 전자식 안정기는 D_{sel} 신호로 'High' 신호를 받게 된다. 이를 통해 R_3 와 직렬로 연결되어있는 MOSFET는 턴-온 됨으로 $R_{th}=R_2/R_3$ 와 R_1 의 전압 분배에 의해 V_{limit} 의 전압을 만들어 준다. 즉, R_1 의 값을 R_{th} 보다 9배 크게 선정해 줌으로써 게이트의 최소 듀티는 0.1로 선정하게 된다.

반대로 그림 11(b)와 같이 자기식 안정기의 경우 V_{limit} 의 전압은 1.5V로 하여 최대 듀티를 0.3으로 선정하였다. 자기식 안정기는 D_{sel} 신호로 'Low' 신호를 받게 된다. 이를 통해 R_3 는 MOSFET가 턴오프 됨으로 R_2 와 R_1 의 전압 분배에 의해 V_{limit} 의 전압을 만들어 준다. 즉, R_1 의 값을 R_2 보다 2.3배 크게 선정해 줌으로써 게이트의 최대 듀티는 0.3으로 선정하게 된다.

4. 제안된 LED 구동회로의 실험결과

제안된 LED 구동회로의 타당성 검증을 위해 15W 급 시작품을 제작하였으며 실험에 사용된 회로의 주요 파라미터는 표 1과 같다.

표 1에 보이는 바와 같이 고역필터 캐패시터 및 저항은 앞서 고찰된 바와 같이 코너 주파수를 수kHz로 선정하기 위하여 100pF, 1MΩ으로 선정하였다. 트랜스포머의 턴 비는 MOSFET의 내압을 고려하여 1:1로 선정하였으

TABLE I
PRINCIPAL PARAMETERS FOR PROPOSED CIRCUIT

Output Power P_O (V_{LED} / I_{LED})	15.12W(84V/0.18A)
High Pass Filter capacitor (C_{HPF})	100pF
High Pass Filter resistor (R_{HPF})	1M Ω
Trans. Turn ratio	48 : 48 : 7
Magnetizing Inductance	200 μ H
Switching Frequency of Flyback converter	80kHz
Switching frequency of Electronic ballast	47kHz

TABLE II
PRINCIPAL EXPERIMENTAL RESULTS FOR PROPOSED CIRCUIT

		Steady state		
		V_{link}	PF	Duty ratio
Electronic ballast	P&Co.	79V	0.95	46%
	O&Co.	58V	0.96	48%
	V&Co.	66V	0.95	39%
Magnetic ballast	H&Co.	200V _{rms}	0.96	8~14%
	V&Co.	197V _{rms}	0.95	7~15%

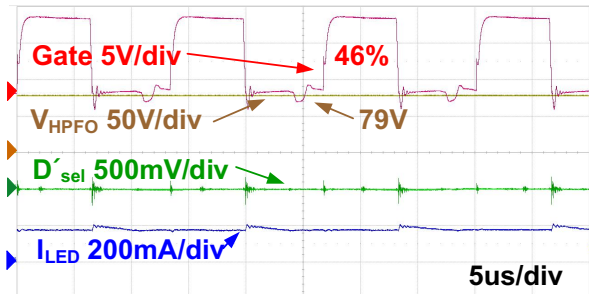


Fig. 12. Experimental waveforms of LED driver with electronic ballast.

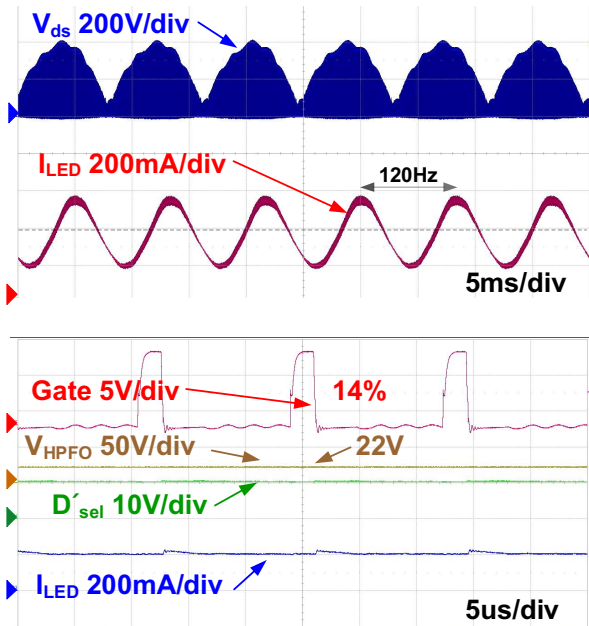


Fig. 13. Experimental waveforms of LED driver with magnetic ballast.

며, 자화 인덕턴스는 전류 불연속 모드를 만족하는 값인 200 μ H로 선정하였다.

그림 12와 그림 13은 각각 전자식 및 자기식 안정기에 제안된 LED 구동회로를 연결하였을 때, Gate, V_{HPFO} ,

D'_{sel} 및 출력전류 파형을 보이고 있다. 앞서 고찰된 바와 같이 전자식 안정기를 연결하였을 경우 듀티는 0.46으로 region 2에서 동작하는 것을 알 수 있으며, 자기식 안정기를 연결하였을 경우 듀티는 0.14로 region 1에서 동작하는 것을 알 수 있다. 또한 고역 필터 출력인 V_{HPFO} 는 전자식 안정기의 경우 79V가 출력되며, 자기식 안정기의 경우 22V가 출력되는 것을 알 수 있다. 이를 통해 D'_{sel} 은 전자식은 0V로 'Low'신호를 출력하게 되고, 자기식 안정기는 10V로 'High'신호를 출력하게 된다. 이후 구동회로 단은 'Low' 신호가 인가되면 듀티와 출력전력이 반비례하는 IPM 제어신호를 게이트로 내보내고, 'High' 신호가 인가되면 듀티와 출력전력이 비례하는 DPM 제어신호를 게이트로 내보내어 출력전류를 제어하고 있음을 확인할 수 있다.

표 2에 보이는 바와 같이 여러 안정기에 대하여 호환 테스트한 결과 전자식 안정기의 최대 링크전압은 79V로 이론적인 전자식 안정기의 LCC 인버터의 분석한 값과 유사한 것을 확인하였으며 약간의 차이는 각 제조사별로 공진 탱크가 다르고 출력사양이 다르기 때문에 차이가 발생한 것을 알 수 있다. 또한 자기식 안정기의 PF는 최대 0.96으로 PFC 단이 있는 전자식 안정기와 동등한 수준으로 나타났다.

5. 결 론

본 논문에서는 전자식 안정기 및 자기식 안정기를 이론적으로 상세히 분석하고 이를 바탕으로 안정기의 종류를 효과적으로 구별할 수 있는 안정기 인식 방법과 인식된 안정기의 종류에 따라 구동방식을 다르게 하는 동작모드 선택회로를 적용한 새로운 전자식 및 자기식 안정기 동시 호환 가능한 LED 구동회로를 제안하였다. 따라서 기존의 형광등 구동을 위한 안정기를 입력 시스템으로 사용함으로써 안정기의 철거 및 교체 없이 모든 안정기에 호환이 가능하다는 장점을 갖는다. 15W 급 시작품을 제작하여 이론적 분석이 타당함을 제시하였으며, 실험을 통하여 여러 안정기에 대한 호환성 테스트 결과

전자식 안정기의 최대 링크전압은 79V, 자기식 안정기의 최대 PF는 0.96으로 확인하였다. 따라서 본 논문에서 제안된 회로는 모든 전자식 및 자기식 안정기에 대하여 형광등을 대체하여 사용될 수 있을 것으로 판단되며 앞으로 LED 조명회로에 널리 응용될 것으로 예상된다.

이 논문은 2015년도 국민대학교 교내 연구비 지원에 의해 수행되었음.

References

- [1] N. Chen and H. Chung, "A driving technology for retrofit LED lamp for fluorescent lighting fixtures with electronic ballasts," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, No. 2, pp. 588 - 601, Feb. 2011.
- [2] B. Lee, H. Kim, and C. T. Rim, "Robust passive LED driver compatible with conventional rapid-start ballast," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, No. 12, pp. 3694 - 3706, Dec. 2011.
- [3] Y. Choi, et al. "Equivalent impedance variable LED driver compatible to florescent lamp ballast," *The Korean Institute of Power Electronics Conference*, pp. 352 - 353, Jul. 2013.
- [4] R. W. Erickson and D. Maksimovic, *Fundamentals of power electronics*(2nd edition), New York: Kluwer Academic Publishers, 2004.
- [5] M. C. Cosby Jr and R. M. Nelms, "A resonant inverter for electronic ballast application," *IEEE Transaction Industrial Electronics*, Vol. 41, pp. 418-425, Aug. 1994.
- [6] Chen, Liang Rui, Neng Yi Chu, and Chuan Sheng Liu, "Adaptive fluorescent lamp start control strategy for dimmable magnetic ballast system," *Journal of the Chinese Institute of Engineers* 31.6 (2008): 1089-1094.
- [7] Hui, S. Y. R., et al. "A "Class-A2" ultra-low-loss magnetic ballast for T5 fluorescent lamps," *Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE. IEEE, 2010.



구현수(具法秀)

1989년 2월 1일생. 2013년 2월 국민대 전자정보통신대학 전자공학부 졸업. 2015년 2월 동 대학원 전자공학부 졸업(석사). 2015년 3월~현재 동 대학원 전자공학부 박사과정.



최윤(崔潤)

1984년 1월 26일생. 2009년 국민대 전자공학부 졸업. 2011년 동 대학원 전자공학부 졸업(석사). 2015년 8월 동 대학원 전자공학부 졸업(공박). 2015년 9월~현재 국민대 박사후연구원.



강정일(姜正一)

1973년 9월 1일생. 1995년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업. 1997년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전자전산학과 졸업(공박). 현재 삼성전자 영상디스플레이사업부 개발팀 수석연구원.



한상규(韓翔圭)

1973년 12월 14일생. 1999년 2월 부산대 전기공학과 졸업. 2001년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 졸업(석사). 2005년 2월 동 대학원 전자전산학과 졸업(공박). 2005년 3월~2005년 8월 한국과학기술원 정보전자연구소 박사후연구원. 2005년 9월~현재 국민대 전자정보통신공학부 부교수. 당 학회 편집위원.