

TRIAC위상 제어 조광기에서의 LED구동을 위한 Single-Stage 준 공진형 PSR(Primary Side Regulation) PWM 컨버터

(Single-Stage Quasi Resonant Type PSR(Primary Side Regulation) PWM Converter for the
LED Drive in TRIAC Phase Controlled Dimmer)

한재현* · 임영철 · 정영국**

(Jae-Hyun Han · Young-Cheol Lim · Young-Gook Jung)

Abstract

In case when the existing TRIAC phase controlled dimmer is drove for the LED lighting equipments, there are many problems such as the LED flicker in low phase-angles, the acoustic noise and elements damage by increase of the peak voltage in the input filter capacitor, malfunction by insufficiency of the TRIAC holding current, and the abnormal oscillation by LC resonant. In this paper, we proposes the single-stage quasi-resonant PSR(Primary Side Regulation) PWM converter, and the design, the simulation and experiment are performed. As a result, it could confirm that the proposed PWM converter is the lighting equipments for LED drive which can alternate the existing 60W class incandescent bulbs and it has the high drive performance of the efficiency 80% and over, the power factor 0.95 and over under the normal voltage 220V. Finally, total harmonic distortion(THD) is gratified with a standard[1] of the lighting equipments and the durability is evaluated as the high reliabilty of 150,000 hours and over.

Key Words : Triac Phase Controlled Dimmer, Quasi Resonant, LED Driver, Single-Stage PSR(Primary Side Regulation) PWM Converter, Efficiency, Power Factor, Total Harmonic Distortion(THD), EMI Test

* 주저자 : LG이노텍 책임연구원
** 교신저자 : 대불대학교 융합기술학부 부교수
* Main author : LG Innotek. Power Development
Senior Research Engineer
** Corresponding author : Associate Professor, Dept.
of Electrical Engineering, Daebul
University
Tel : 061-469-1263, Fax : 061-469-1353
E-mail : jyg@db.ac.kr
접수일자 : 2012년 11월 15일
1차심사 : 2012년 11월 17일
심사완료 : 2013년 1월 23일

1. 서 론

21세기는 20세기의 전자 시대를 뛰어넘어 광(光)의 시대가 될 것이라는 것을 많은 전문가들이 예상하고 있다. 그 중 LED조명시장은 2000년대 초 LED 광 효율이 40lm/W가 넘으면서 기술개발이 가속화 되어 현재는 에너지 절감과 수명 등에서 월등히 우월한 LED 광소자가 백열전구, 할로젠등, 형광등과 같은 기존 조

명광원을 급속하게 대체하고 있는 추세이다[2]. 또한 세계 각국의 백열전구의 퇴출정책에 따라 2013년이 되면 해외 선진국은 물론 우리나라에서도 제조 및 사용이 금지되며, 2012년부터 기존에 사용되어 왔던 형광등 타입의 조명등도 LED소자로 광원대체가 이루어질 전망이다[3].

이러한 추세로 최근 LED소자를 효율적으로 구동하기 위한 구동장치의 연구개발이 활발히 이루어지고 있다. 문제는 기존 백열등, 형광등은 저항부하 성분의 교류 구동형 광원이며, LED등은 직류 구동형 광원으로 구동방식이 서로 다르다는 것이다[4]. 때문에 LED광원을 사용하기 위해서는 기존에 설치되어 있는 위상 조광기와 같은 제어장치도 같이 교체를 해야 되며, 이는 비용적으로 상당한 부담이 되고 있다[5].

본 연구에서 TRIAC 위상제어 조광기에 LED구동을 위한 Single-Stage 준 공진형 PSR PWM 컨버터를 제안하였다. 제안한 PSR방식은 중전의 절연(Isolation)형 컨버터에서 사용하는 변압기의 2차측 피드백이 없이, 1차 측의 변압기 신호만을 이용하는 1차측 피드백 제어를 사용하고 있다. 이 방법은 신호 절연용 부품을 사용하지 않기 때문에 공간적인 절약에 있어 매우 유용하며 따라서 소형 컨버터에 적합하다[6]. 제안된 방식의 제어 기법은 PSR방식의 토폴로지에 관한 TRIAC위상제어 조광기의 호환성을 높이기 위해, 입력단 댐퍼(Damper)부와 부 케환(Negative feedback)회로를 적용하였다. 또한 조광기의 위상각을 검출하여 제어기를 제어하는 고가의 디지털 방식과 복잡한 회로의 능동댐퍼(Active damper)방식을 사용하지 않으므로, 부품 수를 최소화 할 수 있어 상업적 현실성을 높였다.

제안된 방식은 회로 시뮬레이션뿐만 아니라 실제 제작을 하였으며, 국내외 대표적 TRIAC조광기(진흥전자, SR산전등) 500-1,000W급 8종 시험을 통해 위상제어 조광기의 조정 각에 따른 광 출력의 선형성을 확인하였다. 또한 LED 조명장치에 적용할 경우 발생할 수 있는 문제점들을 해결함으로써 제안된 방식의 호환성과 효율성을 입증하였다.

2. 본 론

2.1 TRIAC 위상제어 조광기

그림 1은 일반적인 TRIAC 위상제어 조광기의 사진을 나타내고 있으며, 내부 가변 저항형의 슬라이드 방식과 다이얼 방식이 있다. 일반적으로 다이얼 방식이 슬라이드 방식보다 넓고 민감한 위상 조정 각을 가진 대[7].

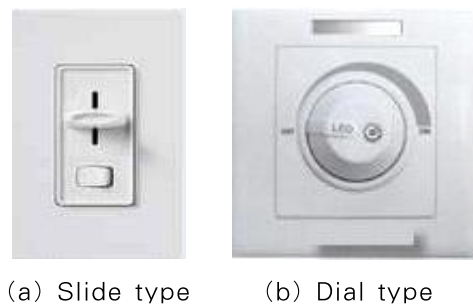


그림 1. TRIAC 위상제어 조광기
Fig. 1. TRIAC phase controlled dimmer

그림 2와 같이 TRIAC 조광기 회로는 저항, 캐패시터, DIAC, TRIAC으로 구성되어 있다. R1, R2 및 C1으로 형성되는 R-C네트워크는 C1의 전압이 DIAC의 트리거 전압에 도달할 때까지 TRIAC의 시동을 지연한다. 가변저항 R1의 저항 값이 높아지면, TRIAC의 온 타임을 지연시켜 도통 각을 줄일 수 있으며, 반대로 R1의 저항 값이 낮아지면 도통 각을 높일 수 있다[8].

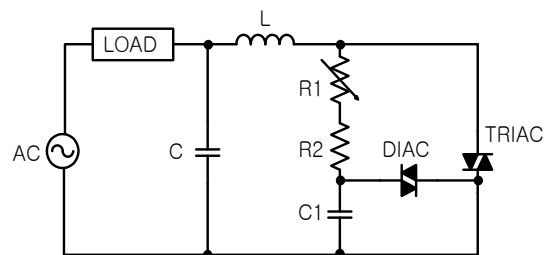


그림 2. TRIAC 위상 조광기의 회로
Fig. 2. Circuit of TRIAC phase controlled dimmer

TRIAC 위상 제어 조광기를 동작시키기 위한 조건

으로 다음의 3가지 전류에 대한 조건을 만족시켜야 한다.

1) DIAC 초기 턴 온 전류인 점화(Firing) 전류(50~150mA)의 만족이다. 만약 초기 점화 전류를 만족하지 못할 경우, 입력 파형의 위상제어가 불가능해져 위상제어가 안된 순수한 사인파를 그대로 출력하게 된다[9].

2) DIAC 턴 온 조건하에서 TRIAC 턴 온 전류인 래치(Latch)전류의 조건 만족이다. 조건이 만족되지 않을 경우 입력 파형의 위상제어가 불가능해져 순수한 사인파를 출력하게 된다.

3) TRIAC 턴 온 상태를 유지하기 위한 유지(Holding)전류(약 30~50mA)의 만족이다. 이 조건을 만족하지 않으면, 조광기의 제어가 불안정해지며, 심한 경우 턴 온 / 턴 오프의 반복적인 동작으로 인하여 LED에 플리커가 발생하기도 한다.

그림 3은 TRIAC 위상 조광기의 제어방식으로서, 위상의 앞 단을 컷 오프시키는 Leading Edge 방식과 뒷단을 오프시키는 Trailing Edge 방식이 있다. 이 방법 중 Leading Edge 방식은 소프트 스타트 구간이 없기 때문에 피크전압 및 전류로 인하여 불리하나, 상대적으로 Trailing 타입은 소프트 스타트를 가지므로 조광 제어에 좋은 결과를 얻을 수 있다[10].

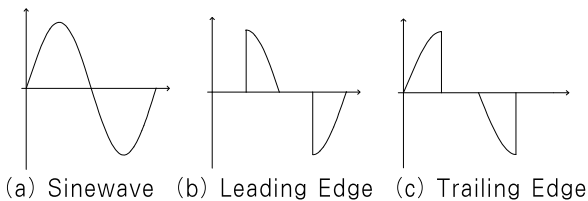


그림 3. TRIAC 위상제어 방법
Fig. 3. TRIAC phase control method

기존 백열전구 및 형광등용 구동장치인 TRIAC 위상 제어기를 LED구동용 제어기로 적용할 경우 다음 4개의 문제점이 발생할 수 있다[11].

- 1) 매우 낮은 위상 도통각에서 LED 플리커 발생 교류 제로 크로싱 중에 TRIAC은 오프 상태이므로 일반 AC/DC 컨버터가 셧 다운될 수 있어서 LED 부하를 구동할 수 없다.
- 2) 입력 필터 커패시터의 피크전압 상승

EMI 필터가 TRIAC과 병렬 위치에 내장되므로 입력 필터 커패시터로 큰 전류가 유입된다. 그 결과 조광기가 오프 상태인 경우 입력 커패시터 전압이 상승하고 과부하로 인하여 입력 필터 커패시터가 손상될 수 있다.

3) TRIAC 유지전류 부족

유지 전류는 TRIAC를 작동 상태로 유지하는데 필요한 최소한의 기본 전류이다. AC/DC 컨버터에서 역률보상 기능이 없는 단순한 브리지 정류기를 이용할 경우 입력 전류의 제로 구간이 발생되며, 이 구간 동안 TRIAC은 유지전류의 부족으로 정상적인 동작을 할 수 없다.

4) TRIAC 초기 동작 시 입력전류의 공진

대부분의 스위칭 모드 LED구동 컨버터의 교류 전원 단에는 EMI 필터가 내장되고 있으며, TRIAC 조광기에도 자체 유도성 및 용량성 소자가 내장되어 있다. 만약 입력전압의 최대치에서 TRIAC 조광기가 동작된다면 순간적인 전류 유입으로 인하여 전원단 필터 소자와의 공진을 유발하기도 한다. 이는 LED구동 컨버터의 불안정한 동작을 유발하거나 LED 플리커를 발생시킨다.

2.2 제안된 준 공진형 PSR PWM 컨버터

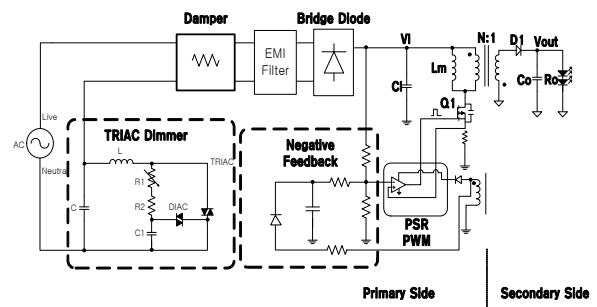
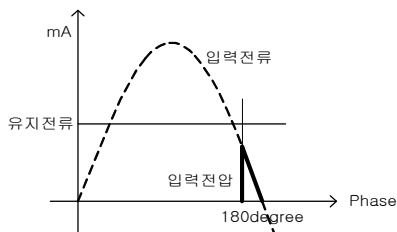


그림 4. 제안된 PSR 방식 컨버터 블록선도
Fig. 4. Block diagram of the proposed PSR converter

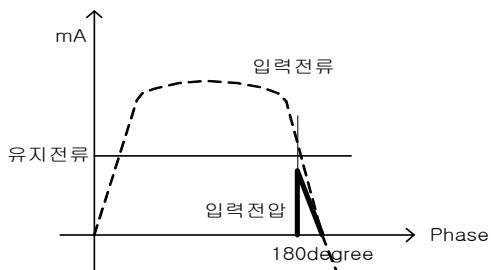
그림 4는 본 연구에서 제안된 PSR 방식의 PWM 컨버터의 제어 블록선도를 나타내고 있다. 그림 4에서 보는 바와 같이 AC 입력 단에 연결된 TRIAC 위상 조광기는 내부의 R1, R2 및 C1으로 형성되는 R-C네트

워크에 의해 DIAC과 TRIAC의 온 타임을 조정하여 위상각을 제어할 수 있다. TRIAC 위상 조광기의 호환성을 높이기 위하여 입력단 댐퍼 부와 부 케환 부를 추가하였다. 이는 TRIAC 위상 조광기로 하여금 저항 부하의 임피던스 특성을 크게 하여 순간적인 피크전류를 억제하는 효과도 가져온다. 또한 노이즈 제거를 위한 EMI 필터단과 브리지 정류단 그리고 변압기를 포함한 스위칭 블록부, PSR방식 PWM 컨버터로 구성하였다.

변압기의 1차측과 2차측의 절연에 의해 LED광원과 방열판 역시 절연형으로 하였다. 제안된 컨버터는 변압기 1차측 회로에서 펄스 신호를 만든 후, 2차측 회로로 강압된 신호를 전달함으로써 LED의 전원 공급기의 역할을 한다. 이 때 펄스 신호는 입력교류 전압을 소 신호로 처리한 후, 외부 스위칭 소자인 MOSFET의 소스단 전압과 비교하여 턴 온 시간을 결정한다. 이로부터 입력 전압에 의하여 일정한 전력이 출력된다.



(a) Conventional method



(b) The proposed method

그림 5. 부 케환 블록킹 효과
Fig. 5. Blocking effect of the negative feedback circuit

LED 구동 중 위상 조광기에 의한 피크전류 유입은 컨버터 입력단 커패시터의 전압 상승, TRIAC 내부 용량성과 유도성 소자간의 공진으로 인해 오동작을 유발한다. 사용된 댐퍼 저항은 약 수십Ω에서 수백Ω정도이며, 만약 스위칭 소자를 추가하여 능동 방식으로 한다면 저항 값에 따라서 약 2~5%정도의 효율 상승을 기대할 수 있다. 부 케환 회로는 변압기 1차 측의 PSR방식 PWM 컨버터의 전원부로 사용되는 변압기 보조 권선 부에서 역방향 다이오드와 R-C를 이용한 PI 제어 단으로 구성된다. 이는 동작 중 매우 낮은 위상 도통각에서 LED 플리커 발생과 TRIAC 유지전류 부족 문제를 해결할 수 있다.

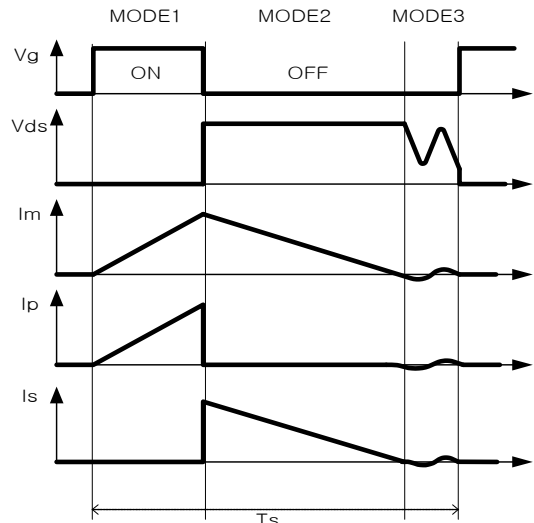


그림 6. PSR방식 PWM 컨버터 동작 모드 파형
Fig. 6. Waveforms of the operation mode of the PSR PWM converter

그림 5는 부케환 블록킹 효과를 잘 나타내고 있다. 즉 그림 5 (a)에서 보는 바와 같이, 조광기에 의해 매우 낮은 위상 도통 각으로 제어되는 경우, 일반적인 회로에서는 역률 보상 기능으로 인하여 입력 전압의 위상에 대하여 입력 전류의 파형이 결정된다. 이 현상은 유지전류의 부족을 초래하여 위상 조광기 내부의 DIAC이 턴 오프되는 원인을 제공하기도 한다. 이는 플리커 현상 및 소음을 발생하기도 한다. 반면 제안된 방법은 그림 5 (b)와 같이 최소 위상각 조건에서 입력

전압과 전류의 형태가 다른 형태를 유지하기 때문에, TRIAC의 유지전류 조건을 만족시키는데 훨씬 효과적이라 할 수 있다.

그림 6은 제안된 방법의 동작 모드에 대한 파형을 나타내고 있다. 여기서 V_g 는 MOSFET의 게이트 신호이며 V_{ds} 는 드레인과 소스단 전압을 나타낸다. I_d 는 출력측 다이오드에 흐르는 전류이고, I_p 는 1차측 MOSFET에 흐르는 전류를 나타낸다. 이상적인

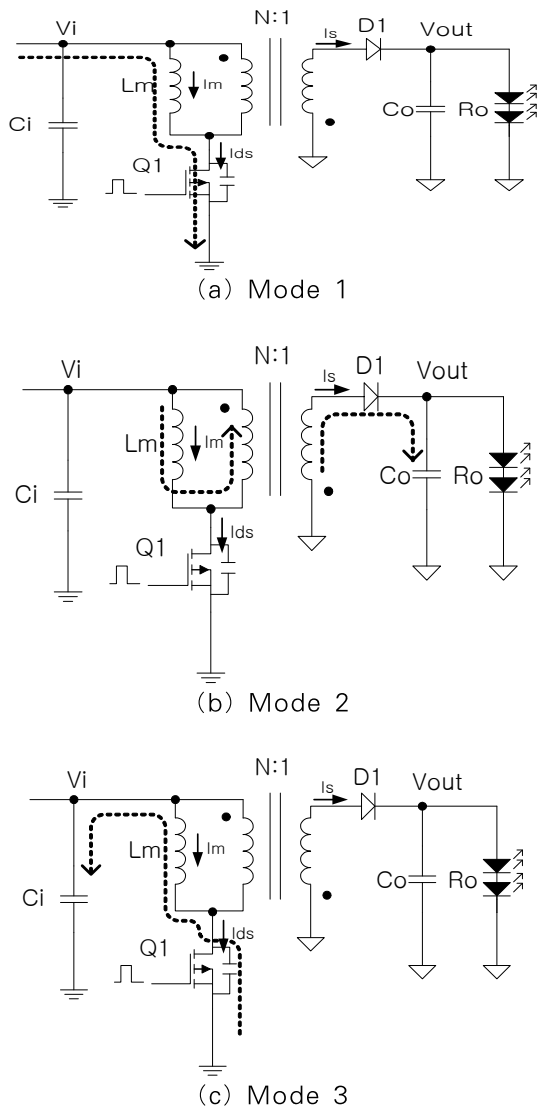


그림 7. PSR방식 PWM컨버터의 동작 모드
Fig. 7. Operation modes of the PSR PWM converter

Quasi-resonant구동을 위해 출력 측 전류가 제로인 조건에서 공진 반주기 동안 MOSFET의 온 타임이 결정된다. 이는 변압기의 누설 인덕턴스와 MOSFET의 출력 커패시턴스 성분과 관련이 있다[12].

효과적인 스위칭 타임과 효율 극대화를 위하여 제안된 방법은 Quasi-resonant구동[13]을 하며, 그림 7에 있는 3가지 동작 모드로 구동된다.

모드1 : MOSFET 턴 온 구간으로, 입력전압 V_i 은 1차측 변압기 인덕터 L_m 으로 전달되고 MOSFET의 드레인 전류는 선형적으로 증가한다.

모드2 : MOSFET 턴 오프 구간으로, 인덕터 L_m 에 저장되어 있는 에너지는 2차측 다이오드를 턴 온 시킨다. 또한 L_m 에 저장되어 있는 전류는 다이오드를 통해서 출력 측으로 완전히 방전을 한다.

모드3 : 2차측 다이오드 전류가 완전히 방전 상태가 되면, 변압기의 보조 권선의 전압은 1차측 L_m 과 MOSFET의 커패시터에 의해 공진을 시작한다.

1차측 변압기의 인덕턴스 L_m 을 계산하기 위해, 출력 전력 P_o 은 효율에 대한 수식인 식 (1)로 표현되고, 턴 온 구간에서의 유기되는 전압 V_L 은 식 (2)로 나타낼 수 있다. 식 (3)은 인덕턴스와 주파수에 의한 턴 온 시간 T_{on} 을 나타낸다.

$$P_o = \eta \cdot P_i = \eta \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot L_m \cdot I_{pk}^2 \cdot f_{sw} \right) \quad (1)$$

$$V_L = L_m \cdot \frac{I_{pk}}{T_{on}} \quad (2)$$

$$T_{on} = \sqrt{\frac{2 \cdot L_m \cdot P_o}{\eta \cdot f_{sw} \cdot V_{i, pk}^2}} \quad (3)$$

$$L_m \geq \frac{D_{max}^2 \cdot V_i^2 \cdot I_{pk} \cdot \eta}{2 \cdot P_o \cdot f_{sw}} \quad (4)$$

다음은 변압기의 권선비 N 을 결정하기 위하여, 앞서 결정된 인덕턴스 L_m 에 의하여, 코어의 재질을 식 (5)에 대입하게 되면 1차 측의 N 을 구할 수 있다. 예를 들어 EE2020 core에서의 B_{sat} 값은 0.28T와 A_e 값은 31~33mm²정도가 된다.

$$L_p \approx \frac{L_m \cdot I_{sat}}{B_{sat} \cdot A_c} \quad (5)$$

MOSFET의 선택을 위해, 식 (6)과 같이 드레인과 소스 전압 V_{ds} 를 먼저 계산한 후 용량을 결정해야 한다.

$$V_{ds} = V_{i(max)} + \frac{N_1}{N_2} V_o + 1.5 \left(\frac{N_1}{N_2} V_o \right) \quad (6)$$

마지막으로 변압기 1차측의 전압이 MOSFET등의 한계 전압을 초과하지 않도록 변압기 누설 인덕턴스 값을 제한해야 하는데, 식 (7)에서 결정된 값에 의하여 누설인덕턴스의 한계 값을 결정할 수 있다[14].

$$I_{pk} \sqrt{\frac{L_k}{C_{oss}}} \leq V_{ds} (MOSFET) \quad (7)$$

표 1. 제안된 컨버터의 계산된 주요 파라미터
Table 1. Calculated parameters of the proposed converter

Parameters	Calculated	
	Value	Unit
Output Power P_o	10.34	W
Input Power P_i	12.00	W
Switching Frequency f_{sw}	70	kHz
Turn On Time_max T_{on}	5.5	usec
Primary Inductance L_m	3.87	mH
Efficiency η	85	%
FET Drain-Source Voltage V_{ds}	760	V
Saturation Flux B_{sat}	0.28	T
FET Output Capacitance C_{oss}	535	pF
Trans Leakage Inductance L_k	60	uH

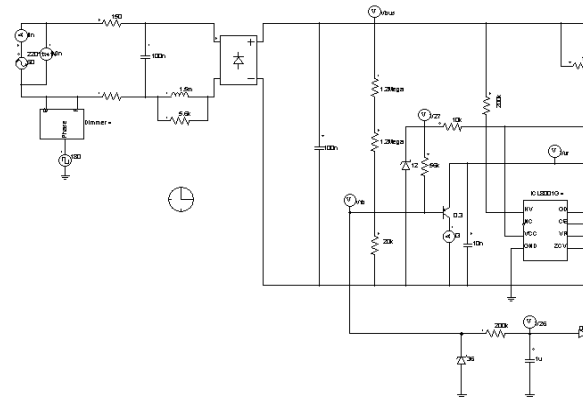
표 1은 앞서 언급된 수식에 의해 계산된 결과 값이다. 변압기의 인덕턴스 L_m 값 결정 시 MOSFET의 여유전압을 고려해서 권선비 N을 결정해야 한다. 또한 소음과 EMI를 고려해서 동작 주파수 f_{sw} 를 결정해야 한다. 만약 f_{sw} 을 너무 낮게 하면 소음 문제가 발생하고 너무 높게 하면 EMI노이즈가 많이 발생하기 때문에 실험을 통해 최적 값을 찾아야 한다[15]. 변압기 권선의 경우 코어와 자속밀도에 따라 결정해야 하며 통

상적으로 EE1916또는 EE2020 코어에서는 0.25~0.3T 정도 적용된다[16]. 이 때 와인딩이 너무 크면 코어가 쉽게 포화될 수 있으며, 또한 너무 작으면 권선의 굵기가 크게 늘어나서 창 면적이 부족할 수 있으므로 실험을 통해 최적 값을 찾아야 한다.

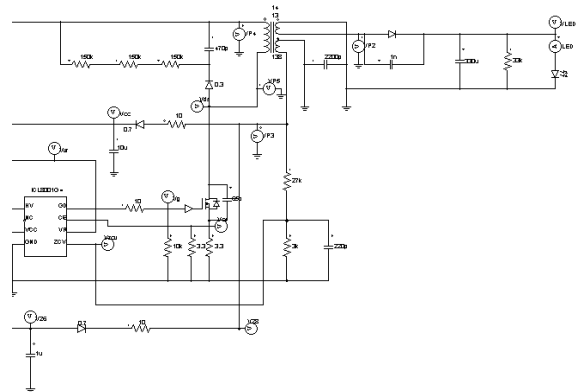
3 시뮬레이션 및 실험 특성평가

3.1 시뮬레이션 결과

그림 8은 제안된 PSR방식 PWM 컨버터의 PSIM시뮬레이션 모델을 나타내며, 파라미터 선정은 앞서 계산된 표 1의 값을 적용하였다.



(a) The fore part



(b) The rear part

그림 8. 제안된 PSR PWM컨버터 시뮬레이션 모델
Fig. 8. Simulation model of the PSR PWM converter

그림 9는 제안된 컨버터의 구동 IC의 시뮬레이션 모델을 나타낸다. 구동 IC는 역률 보상 기능과 초기 구동시간 단축을 위한 고전압 입력 그리고 정 전류 제어 기능과 저전압 입력 보호기능인 UVLO (Under voltage Lockout) 및 과전압 출력 보호기능OVP (Over voltage protection)등 여러 가지 제어 기능을 가지고 있다[17].

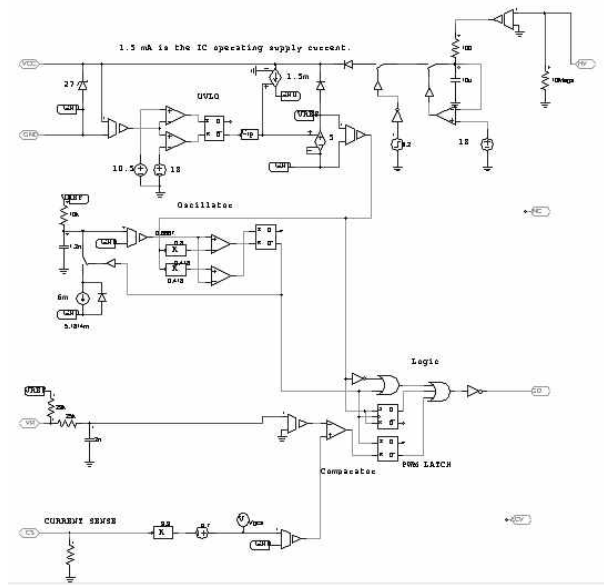
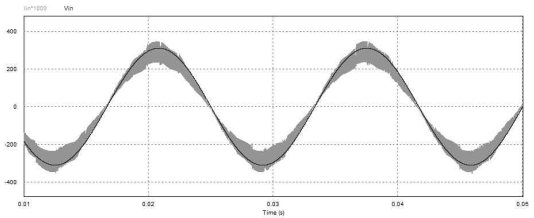


그림 9. 제안된 컨버터 구동 IC 시뮬레이션 모델
Fig. 9. Simulation model of the driver IC for the proposed converter

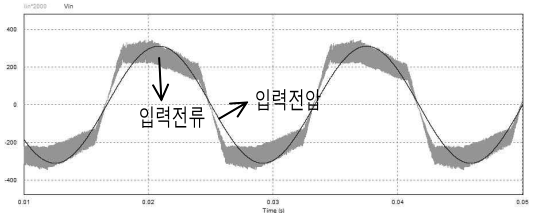
그림 10은 컨버터 입력 전압과 전류에 대한 시뮬레이션 결과 파형을 나타내고 있다. 부 궤환 회로의 PI제어기가 없을 경우 입력 전압과 전류의 위상이 거의 동일하여 역률은 0.9이상으로 된다. 그러나 매우 낮은 위상 도통 각에서 LED 플리커 발생과 TRIAC 유지전류가 부족하므로 조광기의 호환성 측면에서는 효과적이지 못하다.

반면 부 궤환 회로의 PI제어 보상이 적용된 경우의 입력 전압과 전류는 기본적으로 역률이 0.9이상을 만족한다. 위상이 50%와 10%의 경우에도 유지 전류가 충분히 형성되어 조광기의 호환성이 높다는 것을 알 수 있다. 입력 단 댐퍼저항을 통하여 순간적인 전류유입을 최대한 차단시키고, TRIAC 내부의 L-C 공

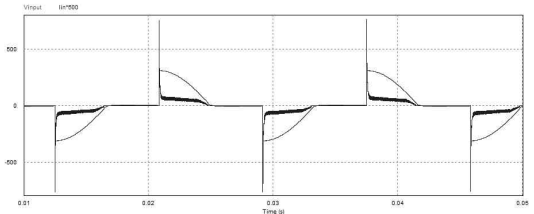
진에 의한 오동작이 없음을 알 수 있다.



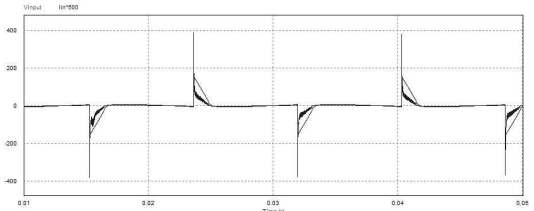
(a) Without negative feedback (100% phase angle)



(b) With negative feedback (100% phase angle)



(c) With negative feedback (50% phase angle)



(d) With negative feedback (10% phase angle)

그림 10. 입력전압과 전류의 시뮬레이션 결과
Fig. 10. Simulation results of the input voltage and current

3.2 실험 특성평가

그림 11은 실험을 위하여 제작된 제안된 컨버터를 나타내고 있다. 기존 60W급 백열 전구를 대체할 수 있는 12W급 LED별브 구동용 컨버터로서 크기를 최소화하였으며, 입출력 커넥터는 와이어 타입으로 공용



그림 11. PSR 방식 PWM 컨버터
Fig. 11. PSR type PWM converter

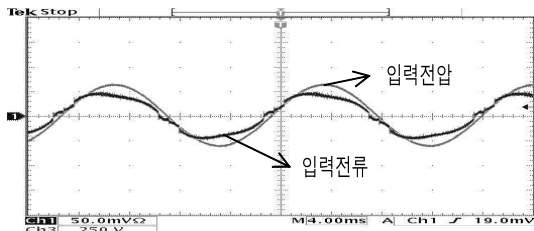
으로 사용하기 쉬운 구조로 설계하였다.

그림 12는 제안된 컨버터의 입력전압 및 전류의 실험 결과를 나타낸다. 부궤환 회로(Negative feedback circuit)를 가진 컨버터에서의 TRIAC 조광기 100%, 50%, 10% 위상제어 조건에서 입력 전압 및 전류 파형

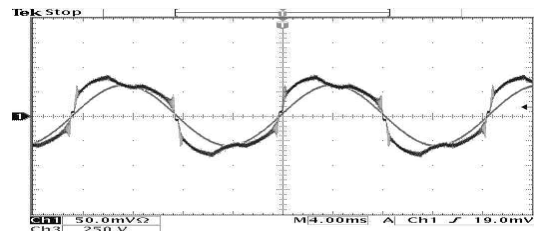
은 그림 10의 시뮬레이션 결과와 거의 일치함을 알 수 있다.

그림 12 (a)와 그림 12 (b)는 TRIAC 조광기 100% 위상제어 조건에서의 부궤환 회로가 없는 경우와 있는 경우로서 둘 다 0.9이상의 높은 역률을 가진다. 그림 12 (c)와 그림 12 (e)와 같이 부궤환 회로가 없는 경우는 도통각이 낮아질수록 입력전류도 비례하여 낮아지고 있다. 이는 TRIAC 조광기를 안정하게 구동하기 위한 유지전류를 부족하게 만들어, 위상 조광기 내부의 DIAC이 턴 오프될 뿐만 아니라, 그림 12 (e)와 같이 비정상적 구동 문제와 플리커 현상이 발생하기도 한다. 반면 그림 12 (d)와 그림 12 (f)는 부궤환 회로가 적용된 경우로 조광기의 도통각 50%와 10% 조건에서 안정적인 동작을 하고 있다는 것을 확인할 수 있다.

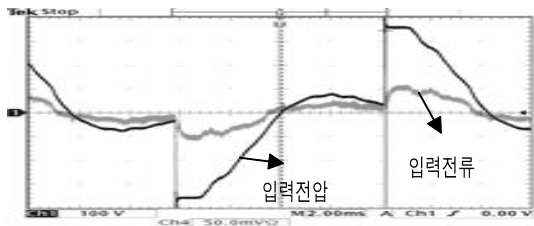
제안된 컨버터의 전기특성 시험을 하였으며, 그 결



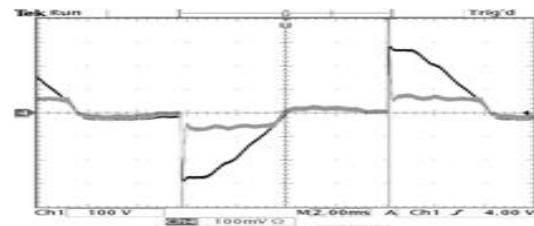
(a) Without negative feedback (100% phase angle)



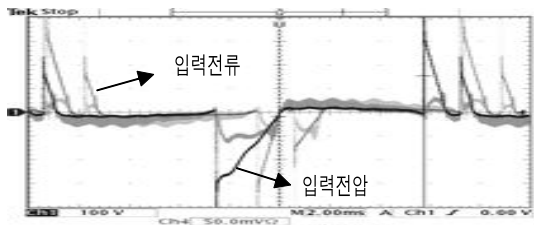
(b) With negative feedback (100% phase angle)



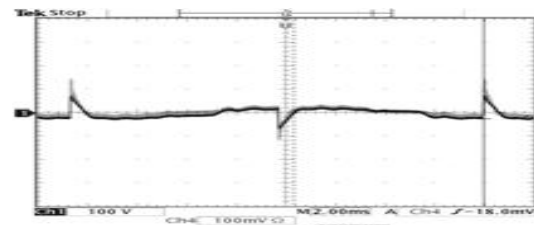
(c) Without negative feedback (50% phase angle)



(d) With negative feedback (50% phase angle)

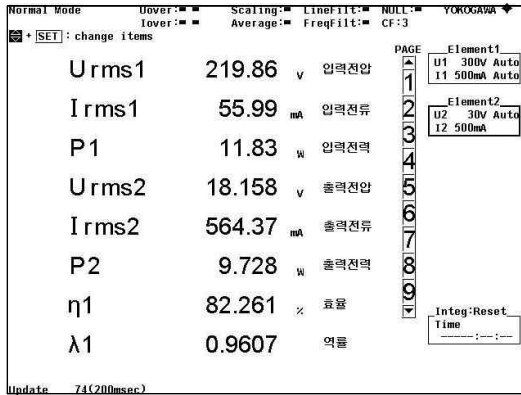


(e) Without negative feedback (10% phase angle)

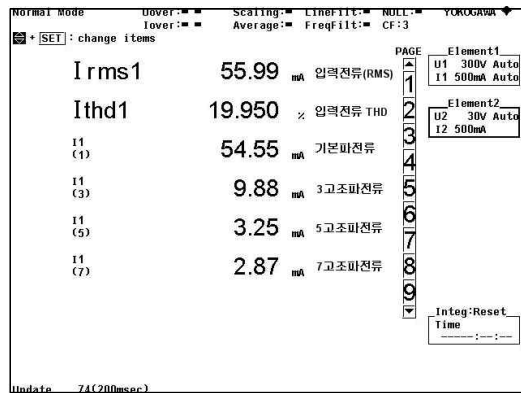


(f) With negative feedback (10% phase angle)

그림 12. 입력전압과 전류의 실험 결과
Fig. 12. Experiment results of the input voltage and current



(a) 입출력 특성 측정 결과



(b) 차수별 고조파 전류 측정 결과

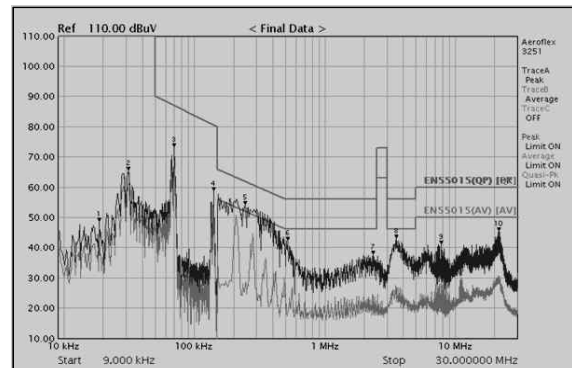
그림 13. 전기적 특성의 측정결과
Fig. 13. Measurement results of electrical characteristics

과를 그림 13에 나타내었다. 그림 13 (a)와 같이 입출력 특성 측정 결과 상용 전원 220V기준에서 효율 82.2%, 역률 0.96의 높은 구동 성능을 가진다는 것을 알 수 있다. 전기용품 안전기준[K61000-3-2][1]에 의한 총고조파 왜형률(THD)의 한계 값은 고조파 차수에 따라 제한되며, 3고조파는 역률×30%, 5고조파는 10%, 7고조파 7% 이하여야 한다. 그림 13 (b)는 입력 전류의 차수별 고조파 전류로, 총고조파 왜형률(THD) 19.9%와 기본파 입력전류 54.55mA 대비 3차 고조파는 18.1%, 5차 고조파 5.9%, 7차 고조파 5.2%로 전기용품 안전기준[K61000-3-2]를 충분히 만족하고 있다. 그림 14는 제안된 컨버터의 EMI 시험 결과[8]를 나타내고 있다. Conduction (CE) 측정결과 Quasi-Peak 조

건의 23.12dB로 전기용품 안전기준[CISPR 15] 30dB에서 6.88dB의 여유를 가진다[18]. 또한 Radiation (RE) 측정결과 246kHz 대역에서 최소 7.8dB의 여유를 가지며 그 외 구간에서는 10dB이상의 여유 값을 가진다는 것을 알 수 있다.



(a) EMI CE(Conduction Emission) 측정결과



(b) EMI RE(Radiation Emission) 측정결과

그림 14. EMI 시험 결과
Fig. 14. Test results of EMI

LED조명장치의 수명 평가를 위해, 전자제품에서 사용시간에 가장 영향을 많이 주는 부품인 전해 콘덴서의 수명을 계산하여 제안된 방법의 신뢰성을 검토하였다. 일반적으로 전해 콘덴서는 황산재질의 전해액을 사용하는데, 사용 조건의 자연적인 증발과 고온에 의한 증발 촉진으로 인하여 수명이 감쇠되며 설계 단계에서 수명과 관련하여 적용 시 주의를 요한다. 수명 예측은 콘덴서의 노후화에 의한 컨버터의 기능상실 조건을 80% 판단하고 초기 값 대비 20% 열화손실 시간을 예측하는 식 (8)의 아레니우스 이론(Arrhenius theory)을 적용하였다.

$$\text{수명시간} = L_r \times 2^{\left(\frac{T_0 - T_r}{10}\right)} \times 2^{\left(1 - \left(\frac{L_0}{L_r \times F_f}\right)^2\right)} \quad (8)$$

- Lr : 커패시터 정격 인가 시 규정 시간
- To : 커패시터 정격 최대 온도
- Ia : 맥동전류
- Is : 업체제공 맥동전류 상한치
- Ff : 주파수

제안된 컨버터의 출력 전해 커패시터로 Lr=10,000hr, 105°C, 1.33Arms 맥동 전류의 허용 부품을 사용하였다.

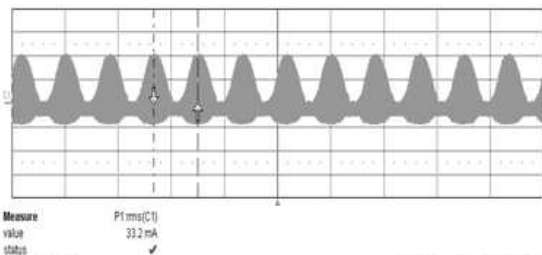


그림 15. 전해 커패시터 맥동전류 측정 결과
Fig. 15. Measurement results of E-capacitor ripple current

그림 15와 그림 16은 전해 커패시터 맥동전류와 온도 측정 결과를 나타내고 있다. 그림에서와 같이 전해 커패시터의 맥동전류는 0.033Arms로 측정되었으며, 온도는 상온 조건 최대 71.2°C로 측정되었다. 식 (8)에

의해 컨버터 동작 후 부품온도 포화조건(1시간 구동)에서의 수명은 대략 15만 시간 이상으로 계산되어진다.

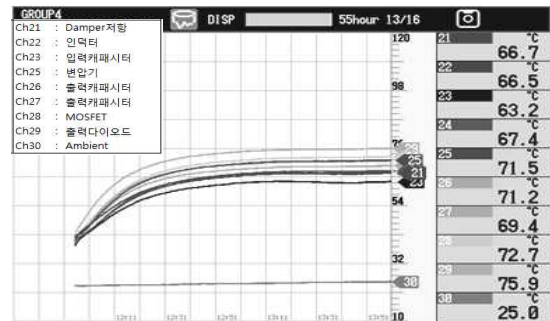


그림 16. 온도 측정 결과
Fig. 16. Measurement results of temperature

4. 결 론

본 논문에서는 기 설치되어 있는 TRIAC 위상제어 조광기로 LED조명장치를 구동할 경우 발생하는 여러 문제점 및 원인을 고찰하고 이를 개선할 수 있는 Single-Stage 준 공진형 PSR방식 PWM 컨버터를 설계하고 고찰하였다. 제안된 방식의 컨버터는 고가의 디지털 방식과 복잡한 능동댐퍼 방식을 사용하지 않으므로, 콤팩트한 구성을 할 수 있다. 또한 회로 시뮬레이션 및 실험을 통하여 TRIAC조광기의 위상제어 조건의 최대값(100%)과 최소값(10%)에서의 안정적인 구동특성을 확인하였다. 제작된 컨버터의 전기적인 특성을 측정된 결과, 국내외 LED구동형 조명장치의 공통적인 요구사항인 효율 80%이상, 역률 0.9이상, THD 20%이하를 만족하였다. 또한 수명평가를 통해 15만 시간 이상의 장 수명 제품을 입증하였다.

감사의 글

본 논문은 2012년도 LG이노텍 연구개발 지원에 의하여 연구되었음.

References

[1] Agency for technology and standards, electromagnetic compatibility(EMC), K 61000-3-2, IEC 61000-3-2 Ed.3.0,

- 15-16, 2005.11.
- [2] Jung-Nam Seo, "Implementation of an interior LED lighting circuit with TRIAC dimming control", Chonnam National Univ. 2011.8.
 - [3] Min-Muk Jo, "A study on the LED electric light controller for the conventional Triac dimmer", Incheon Univ. 2011.8.
 - [4] Soo-Yub Yu, Ki-Hong Um, Hyung-Jun Kim, "A study of designing of energy efficient LED driver apparatus", KIIE, pp.28-31,2009.
 - [5] An-joon Hwan, Lee-Byeong Gu, Lee-jin Woo, "A study of output current controllable high brightness LED driver", KIIE, pp. 105-107, 2011.
 - [6] Jin-Bong Choi, Kwan-Woo Kim, Young-Gook Jung, Young-Cheol Lim, "A study on the modularization of LED driver for illumination using a fly-back converter", KIPE, pp. 504-513, 2009.
 - [7] Joe Krisley : A knowledge of light dimming technology, EC&M, pp 14-17, 2003.2.
 - [8] Jung-Nam Seo, Yong-Su Wu, In-Sun Yeo, "A study on the reduction of conducted noise emission from an interior LED lighting module with TRIAC dimming control", KIIE, pp.109-113, 2011.
 - [9] Design guide for TRIAC dimmable LED driver using FL7730, AN-9745, Fairchild Semiconductor Corporation, 2011.
 - [10] Seng-Ho Yang, Kgu-Min Jo, Jae-ul Yeon, Weon-Suk Oh, Hee-Jun Kim, "Single stage power supply for the LED lighting having wireless communication function", KIIE, pp.1038-1039, 2010.
 - [11] Tony Lai "TRIAC phase control dimmer to adjust the brightness of LED replacement lamps", NSC, 2010.
 - [12] Jun-Young Lee, Gun-Woo Moon, Hyun-Su Kim, Myong-Jung Yoon, "Integrated boost-flyback ZCS quasi-resonant power factor preregulator", KIPE, pp.91-98, 1999.
 - [13] Wojciech A. Tabisz, and Fred C. Lee, "Basic concepts in quasi-resonant and multi-resonant power conversion ", in proc. ISPE'92, 1992, 90-98.
 - [14] TRIAC dimmer compatible high brightness white LED driver, AN-1487, Intersil, 2011.
 - [15] Offline high power factor TRIAC dimmable LED driver intended for ENERGY STAR commercial and residential LED luminaires, TND398, Onsemi, 2010.2.
 - [16] Young-Gu Choi, Young-Joo Kim, Chi-Hwan Lee "Single-stage PFC flyback LED drive with isolation", KIIE, pp. 924-925, 2010.
 - [17] Chun-An Cheng, Fu-Li Yang, Chen-Wei Ku, and Chun-Hsien Yen, "A novel single-stage high power LEDs driver", in proc. ICPE-ECCE Asia, 2011, pp.2733-2740.
 - [18] Agency for technology and standards, limits and methods of measurement of radio disturbance characteristics of electrical lighting and similar equipment, K 00015, 2005.11, CISPR 15 : 2005-11, 6-7.

◇ 저자소개 ◇



한재현 (韓載珉)

1976년 2월 24일생. 2001년 서남대 전기공학과 졸업. 2003년 전남대 전기공학과 졸업(석사). 2012년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 2002년~현재 LG이노텍 Power Lab 책임연구원.



임영철 (任永徹)

1953년 4월 23일생. 1975년 전남대학교 전기공학과 졸업. 1977년 고려대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1997년 호주 모나시대학교 Visiting Scholar. 1998~2007년 산업자원부 지정 전남대

학교 고품질 전기전자부품 및 시스템 연구센터 소장. 현재 전남대학교 전기공학과 교수.

Tel : (062)530-1743

E-mail : yclim@chonnam.ac.kr



정영국 (鄭榮國)

1963년 11월 10일생. 1986년 전남대학교 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2000년 일본 오카야마대학교 연구방문. 현재 대불대학교 융합기술학부 부교수.

Tel : (061)469-1263

E-mail : jyg@db.ac.kr