

논문 2005-42SC-3-9

무전극 형광램프 조광제어를 위한 새로운 알고리즘

(A New Dimming Algorithms for The Electrodeless Fluorescent Lamp)

연재율*, 조규민**, 김희준***

(Jae-Eul Yeon, Kyu-Min Cho, and Hee-Jun Kim)

요약

유도방전을 이용한 무전극 램프는 전극을 필요로 하지 않기 때문에 긴 수명을 갖으며 안정기 출력의 변화에 대해서도 매우 강한 특성을 갖는다. 본 논문에서는 무전극 램프 조광제어를 위한 두 가지 새로운 알고리즘을 제안하였고 이를 적용한 공진형 인버터에 대하여 기술하였다. 제안된 두 가지 조광제어 알고리즘은 주로 LCD 백라이트의 조광제어에 적용되는 버스트 디밍 기법을 기초로 한다. 제안된 두 가지 방식중 하나는 개선된 버스트 디밍 기법으로 간단한 디지털 제어회로를 이용한 제어회로를 통해 5% 단위의 시비율로 조도조절이 가능한 방식이며, 나머지 하나는 버스트 PWM 평균 시비율 제어 기법으로 다소 복잡한 제어회로를 통해 1% 단위의 시비율로 조도조절이 가능한 방식이다. 본 논문에서는 100W급 무전극 램프를 대상으로 실시한 실험결과를 통해 제안된 조광제어 알고리즘의 유효성을 입증하였다.

Abstract

The electrodeless lamps using the induction discharge have a long lifetime and a high tolerance for the variable output conditions of a ballast since they don't need the electrodes. This paper proposed two novel dimming algorithms for the Electrodeless lamps and described the resonant inverter adopted the proposed methods. The proposed dimming algorithms are based on the conventional burst dimming method which is normally adopted for LCD back-lights. One of the proposed algorithms is a improved burst dimming method, which controls the illumination by duty ratio of 5% and its control circuit is formed by simple digital logics. The other algorithm is a burst PWM average duty ratio control method, which controls the illumination by duty ratio of 1% and its control circuit is formed by more complex digital logics than the first method. To verify the validity of the proposed dimming methods, a prototype experimental setup for 100W Electrodeless lamps is carried out and its results are presented in this paper.

Keywords: Electrodeless lamp, Dimming algorithm, Resonant Inverter, Ballast, 버스트 디밍

I. 서론

최근 들어 대형건물, 터널 및 공장 등 대규모 조명설비가 시설된 장소에 대해서 자연조도 등의 주변조건에 따라 램프의 광출력을 제어함으로써 전력소비를 절감하

기 위한 조광제어기법에 대한 관심과 연구가 활발히 진행되고 있다. 대부분의 실내조명용 광원으로 사용되는 형광램프는 백열등에 비해 광의 질이 우수하고, 효율이 높으며 수명이 매우 길다는 장점을 갖는 반면, 점등시 별도의 안정기가 필요하고 정격 이외의 전압이 인가되면 전극의 열화로 인한 흑화현상에 따르는 부점등 현상이 발생하기 때문에 램프 수명이 급격히 감소하게 된다는 단점을 지닌다. 이러한 단점은 형광램프의 조광제어를 가로막는 가장 큰 요인으로써 현재까지 실내조명용 조광제어 시스템은 실용화되지 못하고 있는 실정이다.

60,000시간 이상의 연속 점등시간을 보장하는 무전극 램프는 높은 가격과 특정기업의 기술적 독점 등으로 인해 현재 널리 보급되고 있지 않지만, 종래의 형광램프

* 정희원, 한양대학교 메카트로닉스 공학과
(Dept. of Mechatronics Engineering, Hanyang Univ.)

** 정희원, 유한대학 정보통신과
(Dept. of Information and Communication, Yuhan College)

*** 정희원, 한양대학교 전자·컴퓨터 공학부
(School of Electrical & Computer Science Engineering, Hanyang Univ.)

접수일자: 2005년1월8일, 수정완료일: 2005년5월4일

가 램프 양단 전극간의 전계에 의해 발생되는 열전자들에 의해 형광체가 발광하는 것과 달리, 램프 내부 또는 외부에 장착된 코일에서 발생하는 강력한 자계에 의해 램프가 점등된다. 따라서 종래의 형광램프 수명을 결정하는데 있어 가장 큰 영향을 미치는 전극이 없음으로 흑화현상으로 인한 수명단축을 피할 수 있다.^[1-4]

본 논문에서는 무전극 램프의 조광제어를 위한 두 가지 알고리즘을 제안하였다. 제안된 알고리즘이 적용된 공진형 인버터의 주회로는 하프브리지 방식으로 50%의 시비율의 250 kHz의 고주파 펄스로 구동되는 두 개의 스위치를 스위칭 주파수 보다 낮은 주파수의 펄스폭 변조를 이용해 온, 오프 동작을 제어하는 버스트 디밍기 법^[3]을 기초로 한다. 제안된 두 가지 알고리즘에 대한 특성 분석 및 고찰을 위해 오슬람사의 Endura 100W 무전극 램프를 대상으로 한 공진형인버터를 제작하였으며 실험결과를 제시함으로써 제안된 알고리즘의 유효성을 확인하였다.

II. 무전극 형광램프 및 고주파 공진형 인터터

1. 무전극 형광램프

그림 1은 무전극 형광램프의 구조 및 점등원리를 나타내는 개념도이다. 종래의 형광램프와 달리 가스가 봉입된 별브 외부에 전극대신 코일이 감겨진 페라이트 코아가 장착된 램프로써 외부의 인버터로부터 고주파 전압이 인가되면 램프에 자계가 형성되어 별브 내부의 봉입가스를 여기시켜 발광되는 광원으로 기존의 형광램프에 비해 긴 수명을 가지고, 소형이며, 고출력에 적합하다. 또한 순간점등이 이루어지고, 전광속 및 효율, 광색, 온도특성 등이 우수하다.^[1]

2. 무전극 형광램프의 등가회로

무전극 형광램프는 유도코일에 고전압이 인가됨으로써 점등된다. 방전이 개시될 때까지 방전관은 무부하로 취급되는 한편, 방전 후는 등가적으로 순수한 저항으로 볼 수 있다. 유도코일과 방전관과의 결합계수를 k , 방전관의 등가저항을 R_p , 유도코일의 권선수를 n 이라 하면, 무전극 램프와 유도코일은 n^2 의 공심변압기에 R_p 인 저항이 접속된 등가회로로 표시할 수 있으며, 이를 그림 2와 같이 나타낼 수 있다. 이 등가회로로부터 유도코일의 양단 b, c 의 임피던스 Z_L 은 다음과 같이 구할 수 있다.

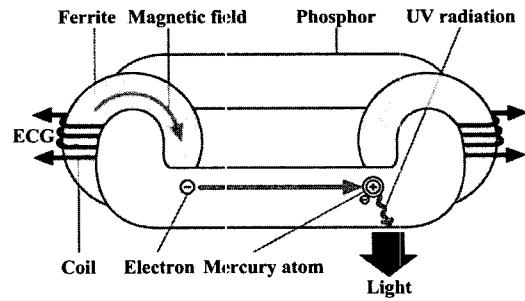


그림 1. 무전극 형광램프의 구조 및 점등원리

Fig. 1. Configuration of the Electrodeless lamp and its luminescence principle.

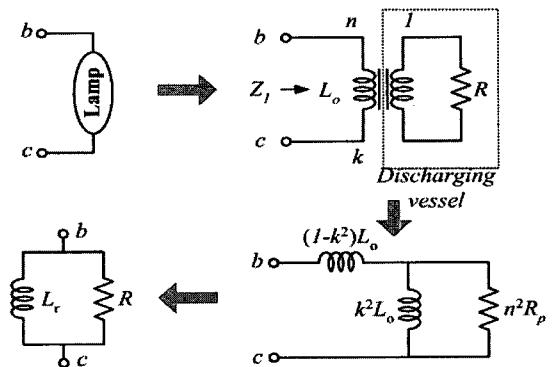


그림 2. 무전극 램프의 등가회로

Fig. 2. Equivalent circuit of the Electrodeless lamp.

$$Z_L = R_1 + j\omega_s L_1 \quad (1)$$

$$R_1 = \frac{w_s^2 n^2 R_p k^4 L_0^2}{n^4 R_p^2 + k^4 L_o^2 w_s^2} \quad (2)$$

$$L_1 = (1 - k^2) L_o + \frac{w_s^2 n^2 R_p k^4 L_o^2}{n^4 R_p^2 + k^4 L_o^2 w_s^2} \quad (3)$$

여기서, L_o 는 b, c 단자에서 본 여자 인덕턴스, ω_s 는 스위칭 각주파수를 나타낸다. 그리고 해석을 용이하게 하기 위해 임피던스 Z_L 은 저항 R 과 인덕턴스 L_r 이 병렬로 접속된 것으로 보면, 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$R = R_1 + \frac{w_s^2 L_1^2}{R_1}, L_r = L_1 + \frac{R_1^2}{w_s^2 L_1} \quad (4)$$

3. 무전극 램프점등용 고주파 공진형 인버터

그림 3은 본 연구에서 적용한 반 브리지 형태의 무전극 램프 점등용 고주파 공진형인버터의 기본회로 및 등가회로를 나타내는 것으로 스위치 Q_1, Q_2 는 턴 온 및 턴 오프 시 모두 영전압 스위칭이 이루어짐으로 스위칭 손실을 방지할 수 있다.

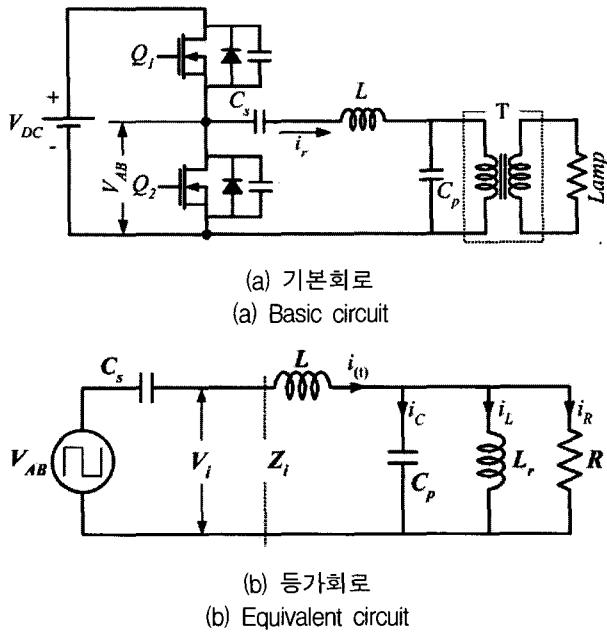


그림 3. 무전극 램프용 공진형인버터
Fig. 3. Resonant inverter for Electrodeless lamps.

무전극 램프의 점등전의 공진 인덕터 L 을 포함한 전체 공진회로의 리액턴스 Z_L 로부터 병렬 공진주파수 f_{ox} 및 직렬 공진주파수 f_{rx} 를 구하면 다음과 같다.

$$f_{ox} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{CL_o}} \quad (5)$$

$$f_{rx} = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C} \left(\frac{1}{L_o} + \frac{1}{L} \right)} \quad (6)$$

동일한 방법으로 점등후의 병렬 공진주파수 f_o 와 직렬 공진주파수 f_r 를 구하면 다음과 같다.

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{CL_r} - \frac{1}{(2CR)^2}} \quad (7)$$

$$f_r = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{C} \left(\frac{1}{L_r} + \frac{1}{L} \right)} - \frac{1}{(2CR)^2} \quad (8)$$

그림 3(a)의 회로에서 인버터 커패시터 C_s 의 값이 충분히 크다면 그림 3(b)의 등가회로와 같이 공진회로에 인가되는 전압은 직류성분이 제거된 구형파 교류전원인 V_i 로 대치될 수 있다. 스위칭 주파수가 직렬 공진주파수에 근접하면 공진회로의 임피던스는 기본파 성분인 스위칭 주파수에 대해서 가장 작게 나타나며, 고조파 성분에 대해서는 상대적으로 매우 큰 임피던스를 갖게 된다. 즉, 구형파 교류전원을 기본파 성분만 고려하여 정현파 교류전원으로 대치한 회로로써 해석이 가능해진다. 따라서 공진회로의 양단전압은 다음과 같이 나타낼

수 있다.

$$V_i = V_m \sin \omega_s t \quad (9)$$

여기서,

$$V_m = \frac{2E}{\pi} \quad (10)$$

이며, 이때의 램프 양단전압 $v_c(t)$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$v_c(t) = v_{cm} \sin(\omega_s t - \theta) \quad (11)$$

여기서,

$$\left. \begin{aligned} v_{cm} &= \frac{Vm / LC}{\sqrt{(T^2 + \omega_r^2 - \omega_s^2)^2 + (2\omega_s T)^2}} \\ \theta &= \tan^{-1} \frac{2\omega_s T}{T^2 + \omega_r^2 - \omega_s^2} \\ T &= \frac{1}{2RC} \end{aligned} \right\} \quad (12)$$

이다. 인덕터 L 에 흐르는 전류 $i(t)$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$i(t) = I_m \sin(\omega_s t - \alpha) \quad (13)$$

여기서,

$$\left. \begin{aligned} I_m &= \frac{V_m \sqrt{(T^2 + \omega_o^2 - \omega_s^2)^2 + (2\omega_s T)^2}}{\omega L \sqrt{(T^2 + \omega_r^2 - \omega_s^2)^2 + (2\omega_s T)^2}} \\ \alpha &= 90^\circ + \tan^{-1} \frac{2\omega_s T}{T^2 + \omega_r^2 - \omega_s^2} - \tan^{-1} \frac{2\omega_s T}{T^2 + \omega_o^2 - \omega_s^2} \end{aligned} \right\} \quad (14)$$

점등전 램프 양단전압 $v_{cx}(t)$ 와 인덕터 전류 $i_x(t)$ 는 $R = \infty$ 라고 가정하면 다음과 같이 구해진다.

$$v_{cx}(t) = \frac{V_m / LC}{w_{rx}^2 - w_s^2} \sin(\omega_s t - 180^\circ) \quad (15)$$

$$i_x(t) = \frac{V_m (w_{ox}^2 - w_s^2)}{wL (w_{rx}^2 - w_s^2)} \sin(\omega_s t - 90^\circ) \quad (16)$$

III. 제안된 무전극 램프 조광제어 알고리즘

본 논문에서는 무전극 램프의 조광제어를 위한 두 가지 알고리즘을 제안하였다. 제안된 방식들은 기본적으

로 LCD 백라이트용 CCFL 조광제어에 주로 사용되는 버스트 디밍 기법을 기초로 한다. 그러나 일반적으로 수 와트(W) 정도의 낮은 정격전력을 갖는 CCFL을 대상으로 하는 버스트 디밍 방식을 수백 와트(W)급의 방전등에 그대로 적용할 수는 없다. 특히, CCFL용 공진형 인버터의 스위칭 주파수는 대략 50~70 kHz 범위이며 조광제어 버스트 디밍 주파수는 수백 Hz 대역으로 매우 낮다. 따라서 일반적인 버스트 디밍 기법을 250 kHz의 스위칭 동작으로 점등되는 무전극 형광램프에 적용하게 될 경우 가청 주파수 영역에서 인덕터의 진동으로 인해 심각한 소음이 발생하게 될 뿐만 아니라, 지속적 인 램프의 재점등(reignition) 동작으로 인해 광효율의 저하를 피할 수 없게 된다.

본 논문에서 제안하는 조광제어 알고리즘에서 Dimming PWM 주파수는 공진형 인버터의 스위칭 주파수인 250 kHz의 1/10배 정도의 주파수로 설정하여 가청주파수 대역의 소음을 피할 수 있도록 하였다.

1. 버스트 디밍 알고리즘

제안하는 버스트 디밍 알고리즘의 기본원리는 일정 주파수의 기본 스위칭 펄스를 디밍 PWM 신호의 시비율 D 구간동안만 동작, 스위칭 신호를 발생시켜 인버터 출력측의 평균전력을 제어함으로써 램프의 조도를 제어하는 방식이다. 제안된 방식에서 디밍 PWM 신호의 주파수가 지나치게 낮을 경우 가청 주파수 영역에서 인덕터의 진동으로 인해 소음이 발생할 수 있다. 따라서 디밍 PWM 신호는 가청 주파수 영역 이상에서 제어되어야 한다. 또한, 공진형인버터의 스위치 동작은 PWM 신호에 따른 스위치들의 단속구간동안 공진전류의 안정화 확실한 영전압 스위칭을 위해 두 개의 스위치 턴 온 및 턴 오프되는 시점을 항상 시비율 D 신호와 동기 시키는 것이 바람직하다. 이러한 조건에 부합하는 아날로그 제어회로를 구성하기란 대단히 어렵고 현실적으로 적용하는데 한계를 갖게 된다. 따라서 본 연구에서는 디지털 제어회로를 구성하였다.

본 논문에서 제안하는 버스트 디밍 알고리즘의 디지털 블록 다이어그램 및 타임차트를 그림 4에 나타내었다. 그림 4(a)의 블록 다이어그램에서 기본 스위칭 클럭은 250 kHz이며, 이 클럭신호를 카운터를 이용해 카운팅하여 미리 결정된 PWM 주기 T_s 및 시비율 D의 값과 디지털 비교기 CMP #1, CMP #2를 이용해 비교하여 S-R 래치를 동작시킴으로써 스위칭 구간 T_{EN} 신호를 발생시킨다.

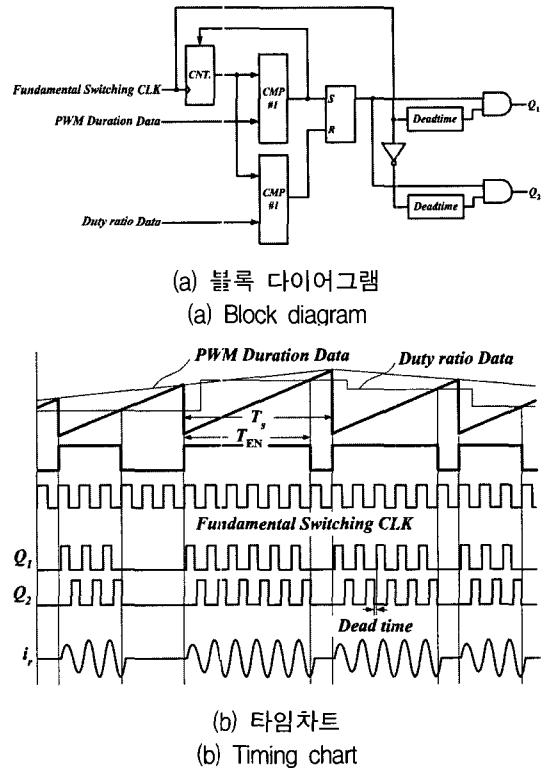


그림 4. 개선된 버스트 디밍기법의 블록 다이어그램 및 타임차트

Fig. 4. Block diagram and timing chart of the improved burst dimming method.

여기서, 시비율 D는 다음과 같이 정의한다.

$$D = \frac{T_{EN}}{T_s} \quad (17)$$

공진형인버터의 스위치 Q_1 및 Q_2 의 구동신호는 기본 스위칭 클럭신호와 이 신호의 반전 신호를 스위칭 구간 T_{EN} 신호에 대해 논리곱을 행함으로써 만들어진다. 이때 두 신호 간에는 암단락 방지를 위해 적정한 테드타임을 부가하여야 한다.

그림 4에서 PWM 신호 정보가 스위칭 주파수의 1/10인 25 kHz로 결정된다면 10% 단위로 시비율을 제어할 수 있다. 만약, 보다 정밀한 조도 제어가 필요할 경우 그림 4(a)의 스위치 Q_1 이 스위치 Q_2 보다 1회 더 동작하도록 제어함으로써 5% 단위로 제어가 가능해진다. 그러나 이러한 제어방식은 간단한 제어회로 구성이 갖기 때문에 비교적 경제적이긴 하지만, 공진형 인버터가 만약 5% 단위로 제어될 경우, T_{EN} 구간의 마지막 부분에서 인버터는 부하 환류모드로 동작하지 못하고 전원측으로의 회생모드로 동작하게 되므로 저역률 운전에 따른 효율저하가 발생하게 된다.

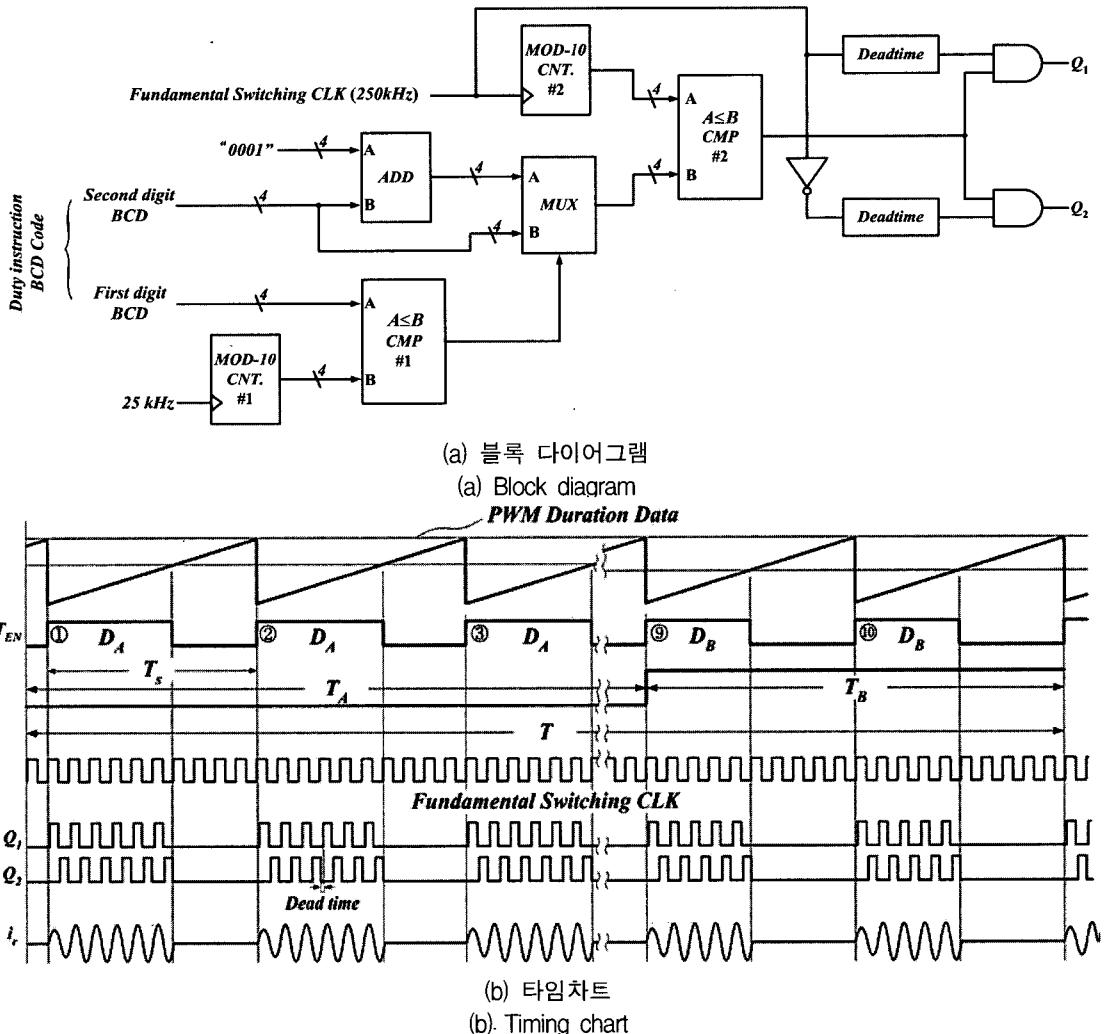


그림 5. 버스트 PWM 평균 시비율 제어 알고리즘.
Fig. 5. Burst PWM average duty ratio control algorithm.

2. 버스트 PWM 평균 시비율 제어 알고리즘

본 논문에서 제안된 버스트 디밍 PWM 평균 시비율 제어 알고리즘의 구현을 위해 적용된 디지털 회로의 블록 다이어그램과 타임차트를 그림 5에 나타내었다. 제안된 버스트 PWM 평균 시비율 제어 알고리즘은 3.1절에서 제안된 버스트 디밍 방식에 비해 훨씬 더 정밀한 조광제어가 가능하다. 그림 5(a)의 블록 다이어그램에서 기본 스위칭 주파수는 250 kHz 이며, 기본 스위칭 주파수의 $1/10$ 로 분주된 클록펄스를 MOD-10 카운터를 이용해 카운팅함으로써 1% 단위의 정밀한 조광제어가 가능해 진다.

MOD-10 CNT. #1은 25 kHz 의 펄스신호를 카운팅한 값을 외부 제어기로부터 입력되는 1자리 값에 해당되는 BCD 코드와 비교하여 멀티플렉서 MUX의 제어신호로 사용된다. 비교기 CMP #1으로부터 발생하는 제어신호에 의해 멀티플렉서 MUX의 출력은 외부 제어기로부터

입력되는 10자리 값의 BCD 코드와 이 값보다 1만큼 더 큰 값중에서 CMP #1의 조건 만족에 따라 선택적으로 절환시켜 CMP #2의 B 입력단자에 공급된다. CMP #2는 A 입력단자에는 CNT. #2에 의해 기본 스위칭 주파수를 카운팅한 값이 인가되어 MUX 출력신호와 비교되어 활성신호 D_A 또는 D_B 를 발생시킨다. 결과적으로 게이트 구동신호인 Q_1 과 Q_2 의 펄스는 이 활성신호가 발생할 경우에만 출력될 수 있다. 그림 5(b)의 타임차트를 통해 조광제어 알고리즘은 더욱 명확히 설명된다. 그림 5(b)에서 $T = 10T_s$ 이며, $T = T_A + T_B$ 라고 한다면, 제안된 버스트 PWM 평균 시비율 제어 알고리즘을 통한 시비율은 다음과 같이 정의 할 수 있다.

$$D = \frac{D_A T_A + D_B T_B}{T} \quad (18)$$

IV. 실험결과

제안된 조광제어기법을 근거로 그림 3(a)와 같은 무전극 램프·점등용 공진형인버터를 제작 실험을 실시하였다. 제작된 공진형인버터에 적용된 주요정수를 표 1에 나타내었다.

본 논문에서 제안하는 두 가지 조광기법을 적용하였을 때 시비율 D 의 변화에 대한 스위칭 패턴과 공진회로에 흐르는 전류 i_r 의 변화를 그림 6에 도시하였다. 그림 6(a)~(c)와 보여주는 바와 같이 시비율이 50% 이상의 영역에서 공진전류는 시비율에 대해 무난히 제어됨을 보여주는 반면, 그림 4(d)와 같이 시비율이 매우 낮은 구간에서 공진전류는 급격히 변동하게 되고 단속구간동안의 링잉(ringing)현상도 심해지는 특성을 보인다.

시비율 D 의 변화에 대한 램프전압 V_{lamp} 및 램프전류 i_{lamp} 의 파형을 그림 7에 도시하였다. 앞서 살펴본 공진전류의 변화와 같이 램프전압과 전류 역시 시비율이 클

표 1. 공진형 인버터에 적용된 주요정수값
Table 1. Parameter values for the experimental setup.

파라메터	값
V_{DC}	400 [V]
스위칭주파수 f_s	250 [kHz]
스위치소자 Q_1, Q_2	IRF840(500V, 8A)
공진인덕터 L	232 [μ H]
커패시터 C_s	100 [nF]
커패시터 C_p	2.2 [nF]
기본 공진주파수 f_r	222.77 [kHz]
Lamp	Endura 100W (Osram)

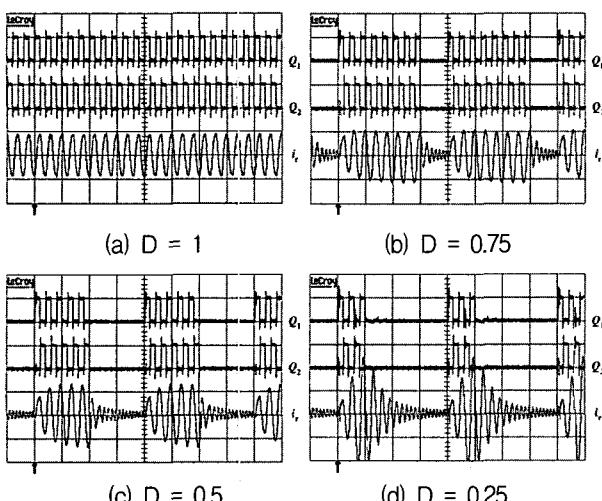


그림 6. 시비율 변화에 따른 구동신호 및 공진전류
 $V_{gs1}, V_{gs2}(5V/div), i_r(1A/div)$
Fig. 6. Driving signal & resonant current by the variation of duty ratio.

경우 비교적 안정적인 변화를 나타나지만, 시비율이 매우 작은 영역에서 심한 변동이 발생한다. 그러나 단속구간동안 공진전류의 파형과는 달리 심한 링잉현상 없이 비교적 안정적인 파형을 유지하는 것을 알 수 있다.

시비율 D 의 변화에 따른 램프의 조광상태를 관찰한 사진을 그림 8에 나타내었으며, 시비율 D 의 변화에 따라 램프의 조광이 잘 제어됨을 확인할 수 있다.

그림 9는 두 가지 제안된 방식별 시비율 D 의 변화에 대한 인버터 입력전력 변화비 및 램프 광속의 변화비를 나타낸 그래프이다. 실험결과 두 방식 모두 약 35%의 시비율에서 50%의 광속이 측정되었고, 시비율이 35% 이상의 범위에서 입력전력 변화비와 램프 광속 변화비가 거의 일치하지만, 그 이하의 범위에서는 입력전력의

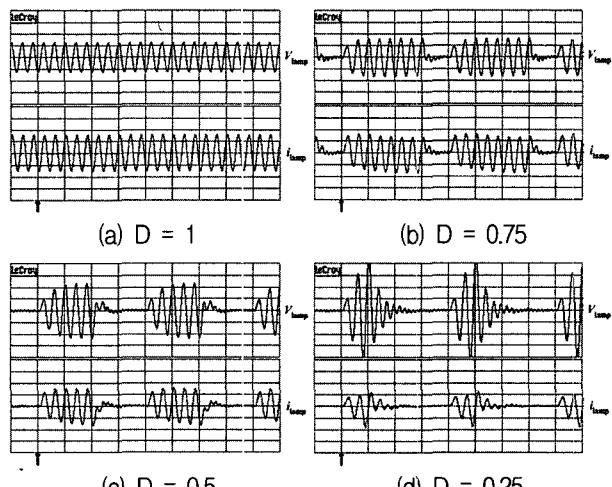


그림 7. 시비율 변화에 따른 램프전압 및 전류 V_{lamp} (200V/div), i_{lamp} (1A/div)
Fig. 7. Lamp voltage & current by the variation of duty ratio.

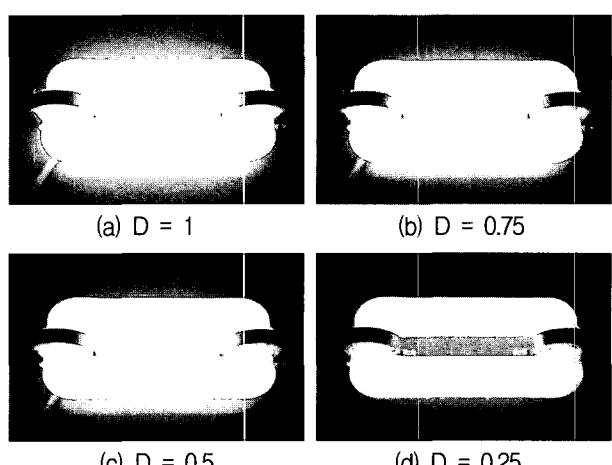


그림 8. 시비율 변화에 따른 램프 조광상태
Fig. 8. Change of the luminescence by the variation of the duty ratio.

변화에 비해 광속의 변화가 심하게 발생한다는 사실을 확인할 수 있다. 특히 그림 9(a)에서 보여주는 바와 같이 버스트 디밍 방식을 적용할 경우, 5% 단위의 정밀하지 못한 조광제어가 이루어지고, 이러한 단점은 특히 낮은 조도범위에서 조광제어를 어렵게 만든다.

반면, 그림 9(b)의 버스트 PWM 평균 시비율 제어를 적용한 조광제어의 경우 1% 단위의 정밀한 조도제어가 가능하기 때문에 낮은 시비율 범위에서도 광속의 변화를 정밀하게 제어할 수 있다. 이러한 특성은 그림 10의 최대 입력전력대비 광효율의 그래프를 통해 더욱 명확히 확인할 수 있다. 그림 7(a)를 통해 5% 단위의 버스트 디밍 방식을 적용할 경우 0.4 이하의 시비율에서 최대 입력전력대비 광효율은 급격히 저하될 뿐만 아니라, 5% 단위의 시비율 제어는 스위칭 동작의 종단에서 발생하는 전원측 회생모드로 인해 저역률 운전이 되고, 이로 인해 0.4 이상의 시비율에서도 최대 입력전력대비 광효율의 변화가 심하게 발생함을 확인할 수 있다. 반면, 버스트 PWM 평균 시비율 제어를 적용할 경우 광효율은 0.4 이하의 범위에서 변화가 심하게 발생하지만 1% 단위의 시비율로 완만한 제어가 가능함을 알 수 있다. 또한 0.4 이상의 시비율에서도 개선된 버스트 디밍 기법을 적용했을 때와는 달리 매우 안정적인 최대 입력전력대비 광효율을 얻을 수 있다. 그러나 두 방식 모두 최대치의 35% 이상의 시비율에 대하여 정격대비 90% 이상의 효율을 유지 할 수 있을 뿐만 아니라, 시비율 1로 연속 운전할 때 보다 버스트 디밍을 적용하여 시비율 0.4~0.8 구간에서 운전할 때의 최대 입력전력 대비 광효율이 오히려 높게 관찰되었다.

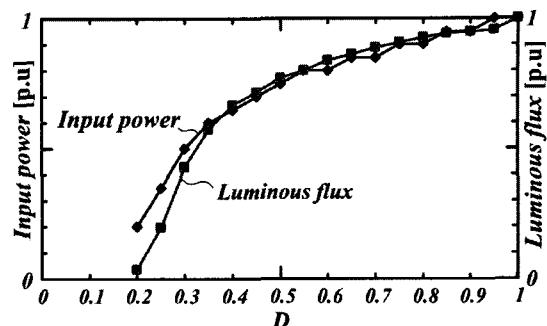
V. 결 론

본 논문에서는 두 가지 방식의 무전극 램프 조광제어 알고리즘을 제안하였다. 제안된 두 가지 조광제어 알고리즘은 다음과 같다.

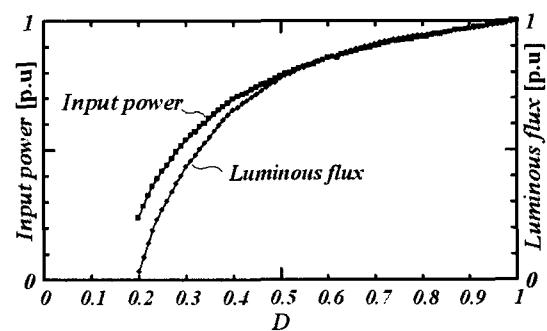
① 250 kHz의 고주파 펄스로 구동되는 스위치를 스위칭 주파수보다 매우 낮은 PWM 변조 파형과 동기시켜 온 오프를 제어하는 버스트 디밍기법

② 한 주기 동안 10번의 펄스를 발생시키고 이 펄스 신호의 시비율을 적절히 제어함으로써 1% 단위의 정밀한 조광제어가 가능하도록 하는 버스트 PWM 평균 시비율 제어기법

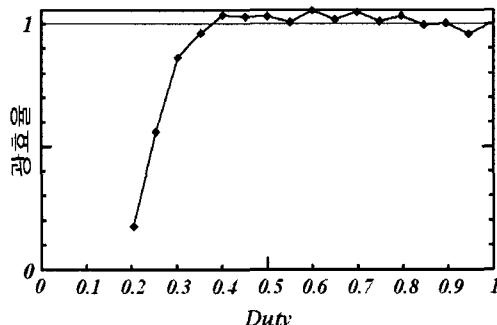
첫 번째 방식의 경우, 제어회로 구성이 간단하므로 경제적이긴 하나, 조광제어 범위가 최대 5% 단위로 제



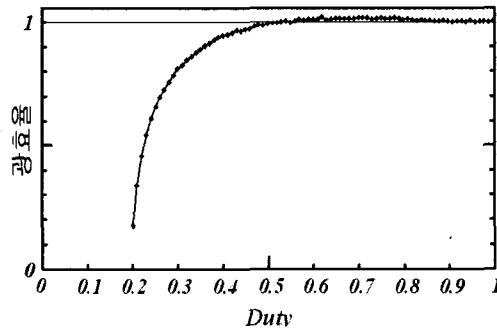
(a) 버스트 디밍을 적용한 경우
(a) In case of the burst dimming



(b) 버스트 PWM 평균 시비율 제어를 적용한 경우
(b) In case of the burst PWM Average Duty ratio Control
그림 9. 각 방식별 시비율에 따른 입력전력 및 광속
Fig. 9. The variation of the Input power & Luminous by duty ratio.



(a) 버스트 디밍을 적용한 경우
(a) In case of the burst dimming



(b) 버스트 PWM 평균 시비율 제어를 적용한 경우
(b) In case of the burst PWM Average Duty ratio Control
그림 10. 최대입력전력 대비 광효율
Fig. 10. Lamp efficiency for the input power.

어 되므로, 낮은 시비율에서 정밀하게 조도를 조절할 수 없다는 단점이 있다. 또한 5% 단위의 조광제어 시 저역률 운전에 따른 효율변동이 발생한다.

두 번째 방식의 경우, 1% 단위의 정밀한 조광제어가 가능하므로, 낮은 시비율에서도 비교적 정밀한 조도 조절이 가능하지만, 제어회로의 구성이 다소 복잡해진다는 단점이 있다. 그러나 두 가지 방식 모두 실험결과 35%의 시비율에서 최고치의 50%의 광속을 얻을 수 있었으며 입력전력 대비 광효율은 최대 입력전력의 35% 이상의 입력전력에 대하여 90% 이상의 높은 최대 입력전력대비 광효율을 얻을 수 있었다.

이상의 결과를 통해 제안된 무전극 램프용 공진형인 버터를 이용한 조광제어의 가능성을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] 박동혁 외, “무전극 램프 구동용 영전압 스위칭 고주파 인버터에 관한 연구”, 전자공학회 논문지 3호, 제9권, pp. 113-119. 1998.8.
- [2] 주형종, 장도현, 권명일.“SEPIC 컨버터를 이용한 무전극 형광램프용 고역률 전자식 안정기”, 전력전자학회 논문지, 3호, 제9권, pp. 285-293, 2004. 6.
- [3] Yokozeki, I; et al., “The design of peripheral circuits of inductive coupling type electrodeless discharge lamp”. Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. The Fifth International Conference on , Volume: 2 , 17-20. Pages:1137 - 1140 Vol.2.ov. 2003.
- [4] Lee, S.W. et al., "Simplified control technique for LCD backlight inverter system using the mixed dimming method", APEC 2001. Sixteenth Annual IEEE , Volume: 1 , 4-8 March 2001.

저 자 소 개



연재을(정회원)
2000년 호서대학교 전기공학과
졸업(학사).
2002년 동 대학원 전기공학과
졸업(석사).
2003년~현재 한양대학교
공과대학 메카트로닉스
공학과 박사과정.

<주관심분야 : 고주파 전력변환회로, Digital Logic Design>



김희준(정회원)
1976년 한양대학교 전자공학과
졸업(학사).
1978년 동 대학원 전자공학과
졸업(석사).
1986년 일본 규슈대학
전자공학과 졸업(박사).
1987년~현재 한양대학교 전자·컴퓨터공학부
교수.
1991년~1992년 Virginia 공대 방문교수.
1991년~현재 (주)동아일렉콤 기술고문.
<주관심분야 : DC-DC컨버터, MCM IC, Analog CMOS IC Designs>



조규민(정회원)
1985년 인하대학교 전기공학과
졸업(학사).
1991년 동 대학원·전기공학과
졸업(석사),
1994년 동 대학원 전기공학과
졸업(박사).

1995년~현재 유한대학 정보통신과 부교수.
<주관심분야 : 공진형 인버터, 고주파 전력변환회로, 무선통신>