

LED의 펄스폭 변조를 통한 휘도조절시 과도구간이 존재하지 않는 전류 제어 기법

尹榮男^{*}, 李相賢^{**}, 趙相鎬^{***}, 洪成洙^{****}, 金昌燮[§], 李孝範^{§§}, 韓翔圭[†]

Zero-Transient Current Control Method for PWM Dimming of LED

Young-Nam Yoon, Sang-Hyun Lee, Sang-Ho Cho, Sung-Soo Hong,
Chang-Sub Kim, Hyo-Bum Lee, and Sang-Kyoo Han

요 약

본 논문에서는 LED조명의 휘도조절을 위해 PWM 휘도조절시 발생하는 LED전류의 과도 상태제거를 위한 전류 제어 기법을 제안한다. 제안된 LED전류 제어 기법은 과도상태가 존재하지 않으므로 휘도조절 신호의 동작 시비율이 매우 작은 영역에서도 전류 제어를 통해 낮은 휘도를 정밀하게 표현할 수 있다. 또한 전류의 Overshoot이 발생하지 않으므로 휘도를 일정하게 유지할 수 있는 장점을 가진다. 본 논문에서는 제안된 LED전류 제어 기법의 동작 원리를 설명하고, PSIM을 이용한 모의실험 및 실제 46인치 LCD TV의 시작품 제작을 통해 제안된 기법의 타당성 및 우수성을 검증한다.

ABSTRACT

This paper presents a zero-transient current control method for PWM dimming of LED. Since the proposed LED current control method has no transient state, it features a high resolution, high linearity, and no current overshoot through LED along a wide dimming range. The operational principles of the proposed LED current control circuit are presented. To confirm the validity of the proposed method experimental results from a prototype circuit of the 46-inch LCD TV are given.

Key Words : LED current control, zero-transient, PWM dimming

1. 서 론

최근 대화면 평면 디스플레이 시장의 경우 저전력 소모, 저중량 및 최대 명암비 등의 다양한 장점으로 인해 LCD(Liquid Crystal Display)가 확고한 시장을

확보하고 있고, 그 응용 시장 또한 넓혀가고 있다.^{[1]-[2]} 이러한 대화면 LCD의 발전과 함께 핵심 부품인 백라이트유닛(Back Light Unit:BLU) 또한 많은 관심을 받고 있다. 기존 LCD TV의 경우 백라이트 유닛으로 CCFL(Cold Cathode Fluorescent Lamp)이 주로 사용되었지만 최근에는 각종 환경규제와 소비전력문제 등으로 인해 전력소모 및 수명, 친환경성, 고화질 등에서 큰 장점을 가지는 LED(Light Emitting Diode)의 사용이 증가되고 있다.^{[3]-[4]}

비발광 소자인 LCD의 경우 광원의 휘도에 따라 표현 가능한 색이 변하므로 자연색에 가까운 색의 표현을 위해 정밀한 휘도 조절이 필요하다.^{[5]-[6]} 광원의 휘도 조절 방식에는 그림 1과 같이 광원을 통해 흐르는

[†]교신저자 : 정희원, 국민대 전자정보통신공학부 조교수
E-mail : djhan@kookmin.ac.kr

^{*}학생회원, 국민대 전자공학과 석사과정

^{**}정회원, 삼성전자 LCD 사업부 개발팀 연구원

^{***}학생회원, 국민대 전자공학과 박사과정

^{****}정회원, 국민대 전자정보통신공학부 부교수

[§]정회원, 경원대 전기공학과 교수

^{§§}정회원, 삼성전기 CDS 사업부 팀장

접수일자 : 2010. 8. 17 1차 심사 : 2010. 9. 6

심사완료 : 2010. 11. 12

전류의 크기를 조절하는 아날로그 방식과, 평균전류를 조절하는 디지털 방식이 있다. 광원을 통해 흐르는 전류의 크기를 조절하는 아날로그 방식의 경우 광원의 소자적 특성에 의해 빛을 낼 수 있는 최소 전류가 존재하므로, 휘도 조절이 비교적 제한적이라는 단점이 존재한다. 따라서 LCD TV의 백라이트와 같이 정밀한 휘도조절이 요구되는 경우에는 광원에 흐르는 평균전류를 조절하는 디지털 방식이 주로 적용된다. 디지털 방식의 평균전류 제어 기법은 펄스 폭 변조(Pulse Width Modulation: PWM)를 통해 구현 가능하다. 휘도 조절 신호(Dimming Signal)가 온 일 경우 제어기(E/A, Error Amplifier)에 의해 LED전류가 제어되고, 휘도조절 신호가 오프인 경우 논리곱에 의해 게이트 신호가 비활성화 되어 LED전류는 0이 된다. 기존 LED전류 제어 기법의 경우 휘도조절 신호가 온이 될 때, E/A출력인 V_{ero} 전압에 과도상태가 존재하여 LED 전류는 바로 I_{ref} 로 제어되지 않는 문제를 갖는다. 이로 인해 LED전류에 일정기간 Overshoot가 발생하게 되고, 휘도조절 신호의 듀티가 매우 작은 경우 즉, 정밀한 분해능(Resolution)이 요구되는 경우 LED의 전류 제어가 제대로 이루어지지 않아 화면의 깜빡임(Flicker)현상 및 휘도의 선형성이 저하되는 문제가 발생할 수 있다.

2. 제안된 LED 전류 제어 기법

2.1 기존 LED 전류 제어 기법

그림 2와 그림 3은 각각 기존 LED전류 제어 회로와 주요동작 파형이다. 기존 LED구동회로는 LED전류를 검출하여 이를 I_{ref} 와 비교하여 정상상태 오차가 0이 되도록 제어함으로써 i_L 은 I_{ref} 와 동일하게 유지된다. 또한 Gate driver 전단의 논리곱과 출력 LED측에 직렬 연결된 스위치에 의해 휘도조절 신호가 활성화된 경우 출력으로 에너지가 전달되며, 휘도조절 신호의 비활성화시 출력측으로의 에너지 전달을 차단함으로써 휘도조절 신호의 듀티에 따라 LED의 휘도를 제어할 수 있다. 앞에서 언급한 바와 같이 휘도조절 신호의 비활성화시 출력측으로의 전력전달은 차단되어 2차측의 LED 전류 i_L 은 0이 되므로 E/A의 출력인 V_{ero} 전압은 최대값을 나타낸다. 이때 휘도조절 신호가 비활성화 상태에서 활성화 상태로 전환되면 E/A주위의 저항과 커패시터로 인해 V_{ero} 전압이 정상상태에 도달하기까지 일정 시간동안 과도상태가 존재하게 된다. 게이트 신호는 V_{ero} 전압에 따라 최대 듀티에서부터 줄어들게 되

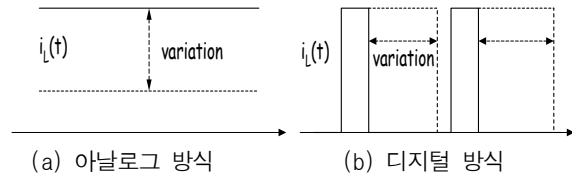


그림 1 광원의 휘도 조절 방식
Fig. 1 Brightness control method of the light source

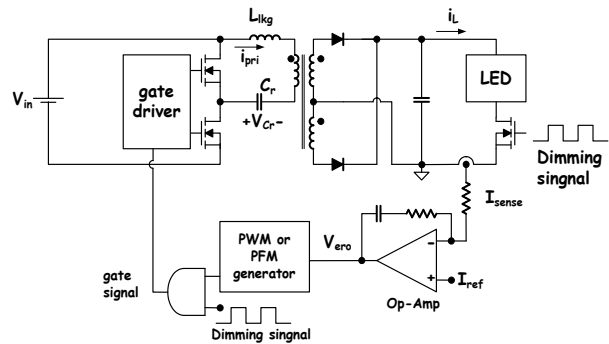


그림 2 기존 LED Backlight 전류 제어 회로도
Fig. 2 The conventional LED backlight current control circuit

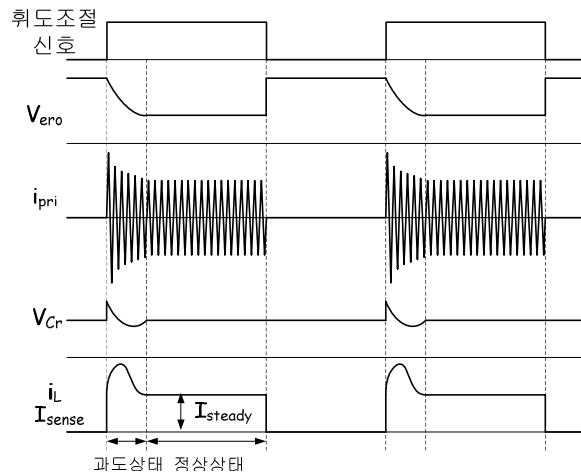


그림 3 기존 LED 구동 회로의 주요 동작 파형
Fig. 3 Waveforms of the conventional LED driver circuit

로 LED구동회로의 1차측 i_{pri} 에는 서지(Surge)형태의 전류가 흐르게 되고, 공진 캐패시터 전압 V_{cr} 도 상승 후 정상상태에 이르게 된다. 따라서 최종 출력인 LED 전류 i_L 은 그림 3에서 보인 바와 같이 초기 일정시간 동안 반드시 과도상태가 존재하게 된다. LED를 통해 흐르는 전류의 과도구간은 휘도조절 신호의 듀티가 과

도구간 보다 짧을 경우 LED전류 i_L 이 정전류로 제어 되지 못하는 치명적인 문제를 일으키게 된다. 이로 인해 LCD TV와 같이 휘도의 정밀한 분해능이 요구되는 경우 휘도의 선형성 저하로 색의 명확한 표현이 어려워 뿐만 아니라 화면의 플리커 현상을 발생시킬 수 있다.

2.2 제안 LED전류 제어 기법

앞서 고찰된 바와 같이 기존 제어기의 경우 휘도조절 신호의 활성화 여부에 따라 1차측에서 2차측으로의 전력전달이 반복되어 제어기인 E/A의 (-)단자에 출력 LED전류의 검출신호로써 I_{sense} 와 0이 인가된다. 이로 인해 발생하는 E/A출력 전압, V_{ero} 의 과도상태는 1차측 i_{pri} 전류의 서지와 휘도조절 신호가 과도상태 보다 짧을 경우 LED전류의 정밀한 제어가 불가능하게 되는 문제를 야기시킨다.

제안된 제어기의 경우 과도상태 발생의 원인이 되는 E/A의 출력전압이 휘도조절 신호에 따라 변하는 것을 방지하는 방안이 적용된다. 구조적으로 Op-amp와 PNP트랜지스터로 구성된 버퍼의 삽입으로 구현이 가능하며, 삽입된 버퍼는 휘도조절 신호의 비활성화시 I_{sense} 의 레벨을 I_{ref} 와 동일하게 만들어 줌으로써 과도구간 없이 E/A의 출력전압을 일정하게 유지시키는 역할을 한다.

그림 4와 그림 5는 LED전류의 과도상태 제거를 위해 제안된 제어기가 삽입된 회로 및 주요부 동작과형이다. 제안된 제어기의 경우 휘도조절 신호의 활성화시 PNP트랜지스터 Q가 오프되어 기존 제어기와 마찬가지로 i_L 를 검출한 신호 I_{sense} 가 E/A의 (-)단자에 인가되고 출력전류를 I_{ref} 와 동일하게 제어한다. 반면, 휘도조절 신호의 비활성화시 논리곱에 의해 게이트 신호가 오프되고 i_L 은 0이 되어 E/A의 출력전압이 최대값을 가지는 기존과 달리 출력전류 i_L 이 0인 상태에서 삽입된 PNP트랜지스터가 온이 되므로 I_{sense} 에 I_{ref} 가 인가되어 제어기는 항상 일정한 출력전류가 흐르고 있는 것처럼 동작하게 된다. 즉, I_{sense} 에는 휘도조절 신호의 비활성화 시에도 I_{ref} 가 인가되므로 E/A의 출력전압 V_{ero} 에는 제어기의 동특성에 상관없이 일정한 신호가 출력 되므로 이후 휘도조절 신호의 활성화시에도 LED 구동회로는 과도상태 없이 LED의 전류 제어가 가능하다. 특히 휘도조절 신호의 듀티가 매우 작은 경우에도 과도구간이 없이 일정하고 서지없는 출력전류를 획득할 수 있다.

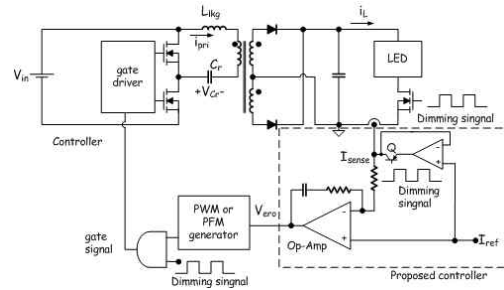


그림 4 제안 LED backlight 전류 제어 회로
Fig. 4 The proposed LED backlight current control circuit

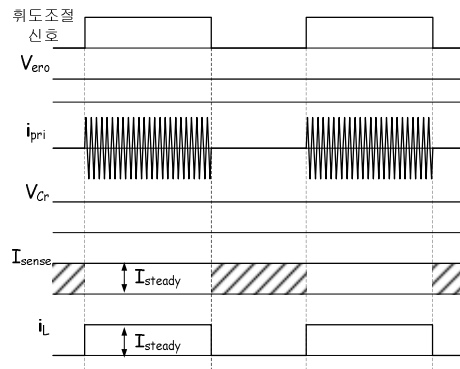


그림 5 제안 LED 구동 회로의 주요 동작 파형
Fig. 5 Waveforms of the proposed LED driver circuit

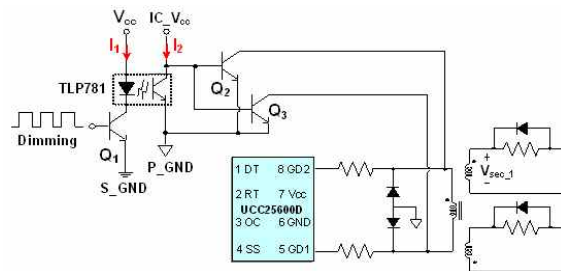


그림 6 제안 휘도조절 구현 회로도
Fig. 6 The realization circuit of the proposed dimming method

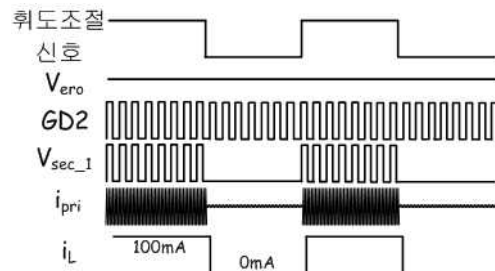


그림 7 제안 휘도조절 구현시 주요파형
Fig. 7 The waveforms of the proposed dimming method

2.3 휘도 조절 구현 방안

기존 휘도조절 방식의 경우 휘도조절 신호에 따라 V_{ero} 의 변화에 의한 주파수 가변을 통해 출력전압이 일정레벨 이하로 제한된다. 특히 휘도조절 신호의 비활성화시 V_{ero} 가 증가함에 따라 스위치의 동작주파수 증가를 통해 2차측으로 전달되는 에너지를 줄일 수 있다. 반면, 제안 휘도조절 방식은 V_{ero} 가 휘도조절 신호의 비활성화시에도 활성화시와 동일한 레벨의 값을 가지기 때문에 제어 IC는 휘도조절 신호가 활성화 되었을 때와 동일한 크기의 주파수를 갖는 게이트 신호를 출력하게 된다. 이는 출력 부하가 존재하지 않는 휘도조절 신호의 비활성화시에 기존과 달리 출력전압을 큰 폭으로 상승시키게 되는 문제점을 갖게 된다. 따라서 LLC 공진형 컨버터의 1차 측 주스위치의 앞 단에 위치한 펄스 트랜스포머의 오프를 통하여 휘도조절 신호의 비활성화시 게이트 신호를 차단함으로써 출력전압의 상승을 제한한다.

이를위해 그림 6과 그림 7은 제안된 휘도조절 기법의 실제 구현을 위한 회로와 휘도조절 신호에 따른 주요부 파형이다. 그림 6에서 휘도조절 신호가 활성화되면 Q_1 스위치는 온이 되므로 포토다이오드를 통해 전류가 흐르게 된다. 포토다이오드를 통해 흐르는 전류가 충분히 클 때 포토커플러의 리시버단은 포화영역에서 동작하게 되므로, 리시버단의 콜렉터 전위는 그라운드 가 되어 Q_2, Q_3 스위치는 오프가 된다. 따라서 제안된 방식의 휘도조절을 위해 추가로 삽입된 부분은 휘도조절 신호의 활성화시 회로의 동작에 영향을 미치지 않고, 게이트 신호가 LLC 공진형 컨버터에 전달되어 LED전류를 제어하게 된다. 반대로 휘도조절 신호가 비활성화시 Q_1 스위치는 오프가 되어, 포토다이오드를 통해 전류가 흐르지 않게 되므로, 리시버단의 콜렉터 전위는 $IC_{V_{CC}}$ 가 된다. 이에 따라 Q_2, Q_3 스위치는 온이 되어 펄스 트랜스의 양단은 P_GND와 동전위가 되므로 LLC 공진형 컨버터로 게이트 신호는 전달되지 않게 된다.

2.4 모의실험 및 실험 결과

2.4.1 모의 실험

그림 8은 제안된 LED전류 제어 기법이 적용된 회로의 모의실험을 나타내고 있다. 모의실험은 PSIM 6.0을 사용하였으며, 모의실험의 입출력 사양은 다음과 같다.

- Input : PFC output voltage : 400V
- Output LED current/voltage : (1Ch)200mA/200V

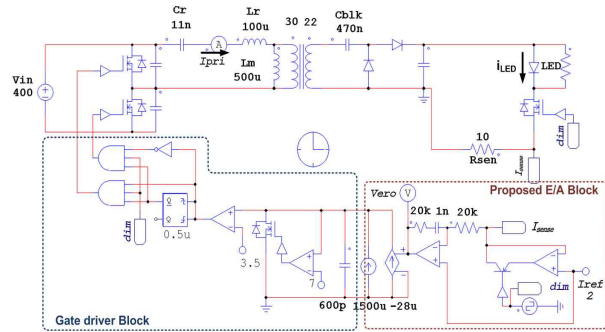
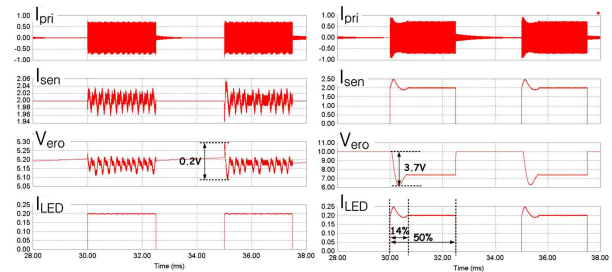


그림 8 제안 LED backlight 전류 제어 회로
Fig. 8 The Proposed LED backlight current control circuit

< PWM 휘도조절 신호 듀티비 50% >



(a) 제안 기법 적용시 (b) 기존 기법 적용시

그림 9 제안/기존 회로의 주요부 파형(PSIM simulation)
Fig. 9 Waveforms of the proposed/conventional circuit

그림 9(a)는 제안된 제어기법을 적용한 LED 구동회로의 모의실험 결과이다. 앞서 이론적으로 고찰된 바와 같이 휘도조절 신호의 비활성화시 I_{sense} 에 전류 명령이 직접 인가되므로 휘도조절 신호의 활성화 여부에 상관없이 E/A의 출력 전압인 V_{ero} 가 일정하게 제어됨에 따라 제어기의 동특성과 관계없이 LED전류가 0.2A로 Overshoot없이 일정하게 제어되고 있음을 확인할 수 있다. 반면, 그림 9(b)는 기존 제어기법을 적용한 실험 결과이다. 제어기 시정수는 제안된 기법과 동일하다.

기존 제어기법을 적용한 경우 휘도조절 신호의 듀티가 50%일 때 일정한 과도상태를 거친 이후 정상상태에 도달하여 정전류 제어가 되는 것을 확인할 수 있다. 하지만 듀티가 14%이하로 작아질 경우 정상상태에 도달하지 못하고 과도상태에 머무르게 되어 정밀한 제어가 이루어지지 못하며, 발생하는 LED전류의 Overshoot는 휘도조절 신호의 듀티에 따른 LED휘도의 선형성을 왜곡시키게 된다.

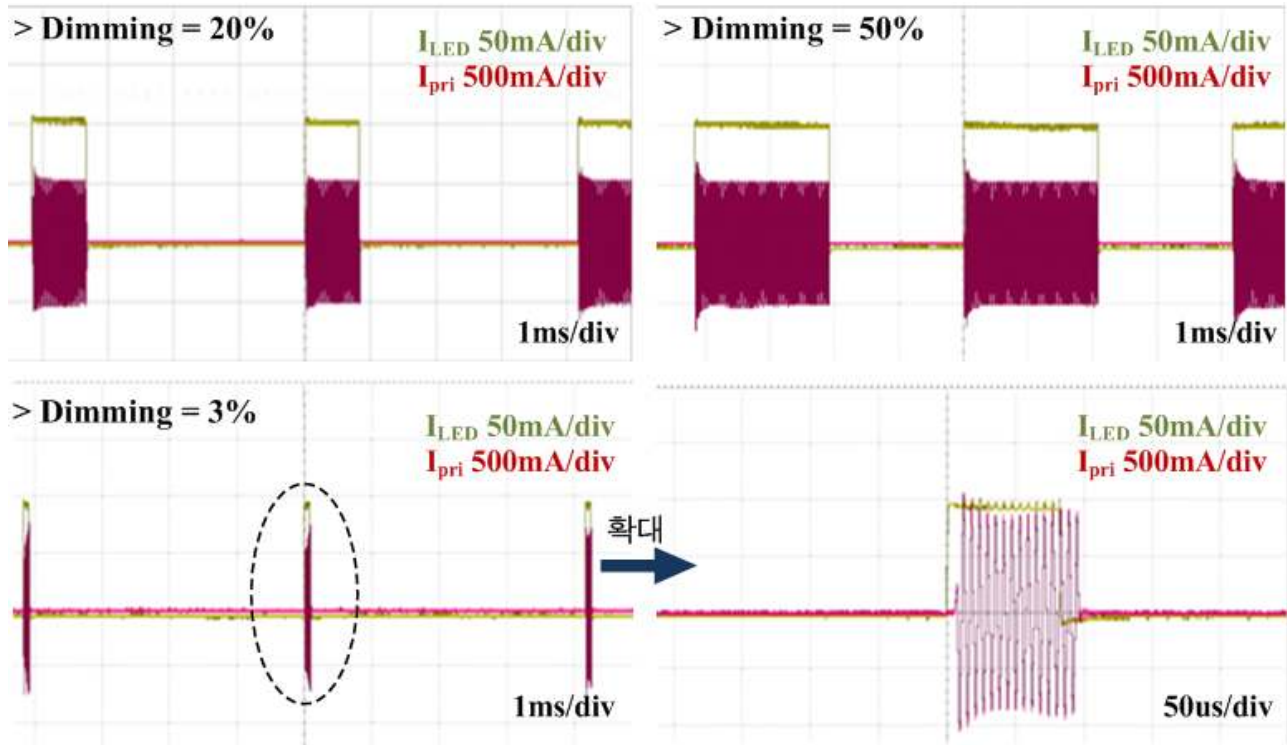


그림 10 휘도조절 신호의 듀티에 따른 주요부 파형
 Fig. 10 Waveforms according to duty cycle dimming signal

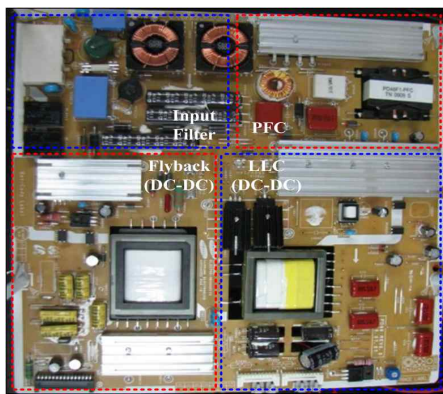


그림 11 제안 전류제어 기법이 적용된 46인치 LED BLU LCD TV의 전원부
 Fig. 11 Power stage of 46-inch LED BLU LCD TV realized by the proposed current control

2.4.2 실험 결과

그림 11은 제안된 LED전류 제어 기법이 적용된 46인치 LED BLU LCD TV의 전원부이다. 실제 LCD TV의 전원은 다음과 같이 크게 4개의 부분으로 구성

표 1 제안회로의 사양 및 주요 파라미터
 Table 1 The specification and parameters of the proposed circuit

항 목	Value	항 목	Value
입력전압	400V	출력	400mA/200V 4Ch LED
변압비	87:37	자화 인덕턴스	1mH
누설 인덕턴스	55uH	공진 캐패시터	22nF
스위칭 주파수	60kHz	휘도조절 주파수	240Hz
출력 캐패시터	10uF	LED도통전류 침두치	100mA±5% 이내

된다. EMI개선을 위한 입력 필터, 고조파 규제만족을 위한 역률 개선회로(PFC)와 PWM-IC, Op-amp, 대기 전력 전원등 내부에서 필요로 하는 각종 DC전원공급을 위한 DC/DC컨버터 및 LED구동을 위한 LLC공진형 컨버터로 구성된다. 제안된 전류제어 기법 적용을 위해 구현된 LLC 컨버터의 입출력 사양 및 주요 설계 변수

표 2 휘도조절 신호의 듀티에 따른 LED 평균 전류
Table 2 The average current of LED channels according to duty cycle dimming signal

	LED1	LED2	LED3	LED4
100%	105.07	105.17	105.17	105.11
80%	83.87	83.95	83.96	83.91
50%	52.32	52.36	52.36	52.35
20%	20.79	20.82	20.81	20.83
5%	5.18	5.22	5.13	5.24
3%	2.85	2.91	2.91	2.87
1%	1.20	1.22	1.23	1.23

표 3 휘도조절 신호의 듀티에 따른 LED 첨두치 전류
Table 3 The peak current of LED channels according to duty cycle dimming signal

	LED1	LED2	LED3	LED4
100%	102.5	102.4	103.1	102.7
80%	101.3	101.4	101.5	101.3
50%	100.6	100.5	100.8	100.6
20%	102.2	102.5	102.8	102.6
5%	100.6	100.5	100.2	101.0
3%	97.5	97.2	97.4	98.1
1%	90.4	91.1	90.8	90.7

들은 표 1에 표기한 바와 같다. 출력 LED는 병렬로 구성된 4채널 LED로써 각 채널당 100mA/200V이다.

그림 10은 휘도조절 신호의 듀티에 따른 1차측 전류 및 출력 LED전류 파형으로 휘도조절 신호의 주파수는 240Hz, 신호의 듀티가 50%, 20%, 3%일 때 실험 결과이다. 제안 전류제어 기법의 경우 앞서 검증한 바와 같이 휘도조절 신호의 활성화시 LED전류는 과도상태 없이 제어 레벨인 100mA에 도달하는 것을 확인할 수 있다.

표 2와 3은 추가적으로 휘도조절 신호의 듀티에 따른 LED전류의 평균치와 첨두치를 기록한 것으로 과도상태 제거를 통해 낮은 듀티의 휘도조절 신호에서도 Overshoot가 없는 첨두치 값과 비교적 우수한 선형성을 확인할 수 있다. 하지만 휘도조절 신호의 듀티가 1%인 경우 LED첨두치가 약 10%정도 감소하게 되는데, 이는 2차측으로 전력전달이 이루어지는 시간이 충분히 보장되지 못해 출력전압의 감소로 나타나게 되는 현상이다.

3. 결 론

최근 CCFL에 비해 수명, 소비전력, 환경, 그리고 색 재현 능력 면에서 장점을 가지는 LED를 광원으로 사용하는 LCD TV가 증가함에 따라 본 논문에서는 영상 구현 능력 향상을 위한 LED정밀 제어기법을 제안하였다. 기존의 제어방식은 제한된 동특성 및 소자에 의한 휘도조절시 최소 듀티비 한계가 존재하여 휘도가 낮은 영역에서의 정밀한 휘도조절이 불가능하고, 과도 구간동안 존재하는 출력 전류의 Overshoot에 의해 휘도조절 신호의 듀티에 따른 휘도의 선형성 보장이 어려운 단점을 지니고 있었다. 반면, 본 논문에서 제안하는 제어방식은 과도상태 발생의 원인인 V_{ero} 전압을 일정하게 유지함으로써 과도상태 제거가 가능하다. 과도상태 제거를 통해 휘도가 매우 낮은 영역에서도 출력 전류의 정밀 제어가 가능할 뿐만 아니라 LED전류의 Overshoot가 없으므로 휘도조절 신호의 듀티에 따른 발광소자의 선형성 보장이 가능하다는 장점을 가진다.

결론적으로 제안된 LED전류 제어 기법은 고성능, 고 신뢰성의 조명용 구동회로 구현 및 LED휘도의 정밀제어가 요구되는 분야에 활용 가능할 것으로 기대된다.

본 연구는 삼성전기(주), 2011년도 국민대학교 교내 연구비 지원과 지식경제부 및 정보통신 연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (NIPA-2010-C1090-1021-0005)

참 고 문 헌

- [1] 조상호, 한상규, 홍성수, 사공석진, 권기현, 이효범, 노정욱, "LCD Backlight를 위한 CCFL 구동용 인버터 트랜스포머의 설계와 응용", *전력전자학회 논문지*, 제13권 제2호, pp. 96-102, 2008.
- [2] Chen C.C., Wu C.-Y., Wu T.-F., "LED back-light driving system for LCD panels", *Power Electronics Conference and Exposition, APEC '06. Twenty-First Annual IEEE*, 2006.
- [3] Xiaoru Xu, Xiaobo Wu, "High Dimming Ratio LED Driver with Fast Transient Boost Converter", *Power Electronics Specialists Conference*, IEEE, pp. 4192-4195, 2008.
- [4] Heffernan B., Frater L., Watson N., "LED replacement for fluorescent tube lighting", *Power Engineering*

Conference, AUPEC 2007. Australasian Universities, pp. 1-6, 2007.

- [5] Tam P.W., Lee S.T.S., Hui S.Y.R., Chung H.S.-H., "Practical Evaluation of Dimming Control Methods for Electronic Ballasts", *IEEE Trans. on Power Electronics*, Vol. 21, No. 6, 2006, November.
- [6] Lee S.W., Ko D.Y., Huh D.Y., Yoo Y.I., "Simplified control technique for LCD backlight inverter system using the mixed dimming method", *Power Electronics Conference and Exposition, Sixteenth Annual IEEE*, Vol. 1, pp. 447-453, 2001.

저 자 소 개



윤영남(尹榮男)

1983년 10월 20일생. 2009년 국민대 공과대학 전자정보통신공학부 졸업. 2009년 3월~현재 국민대 대학원 전자공학과 석사과정.



이상현(李相賢)

1982년 6월 17일생. 2008년 국민대 공과대학 전자정보통신공학부 졸업. 2008년~2009년 국민대 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2009년~현재 삼성전자 LCD사업부 개발팀 연구원.



조상호(趙相鎬)

1982년 1월 2일생. 2006년 국민대 공과대학 전자정보통신공학부 졸업. 2006년~현재 국민대 대학원 전자공학과 석·박사통합과정.



홍성수(洪成洙)

1961년 1월 25일생. 1984년 서울대 전기공학과 졸업. 1986년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1992년 동대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1984년~1999년 현대전자(주) 정보통신 연구소 책임연구원. 1999년~현재 국민대 전자정보통신공학부 부교수.



김창섭(金昌燮)

1962년 1월 16일생. 1984년 서울대 전기공학과 졸업. 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1992년~2003년 에너지관리공단 책임연구원. 2003년~2008년 한 국산업기술대 에너지대학원 정책과정 교수. 2009년~현재 경 원대 전기공학과 교수.



이효범(李孝範)

1956년 2월 18일생. 1980년 항공대 전자공학과 졸업. 2002년~2005년 삼성전자 영상Network 사업본부 Digital사업부장. 2005년 1월~2005년 12월 삼성전자 RF사업부 Power사업 팀장. 2006년~현재 삼성 전기 Power사업 팀장.



한상규(韓翔圭)

1973년 12월 13일생. 1999년 2월 부산대 전기공학과 졸업. 2001년 2월 한국과학기술원 전자전산학과 졸업(석사). 2005년 2월 동 대학원 전자전산학과 졸업(공학박). 2005년 3월~2005년 8월 한국과학기술원 정보전자연구소 박사후연구원. 2005년 9월~현재 국민대 전자정보통신공학부 조교수.