

면광원 구동회로의 새로운 점등 방법에 대한 연구

백종복, 김우섭, 박종후, 조보형
 서울대학교 전기컴퓨터 공학부

new Ignition method of the MFFL-driving circuit

J. B Baek, W. S Kim, J. H. Park and B. H. Cho
 School of Electrical Engineering and Computer Science Seoul National University

Abstract - 기존의 무수은 면광원 램프의 구동방식은 한쪽의 극을 그라운드로 두거나 고정하고 나머지 극에 일정한 고전압을 인가하는 방식이다. 이러한 방법은 고전압 인가라는 특징으로 인한 전압 스트레스 증가 및 변위 전류의 증가 그리고 파생되는 회로의 소손 문제 등이 발생하게 된다. 본 논문에서는 이를 해결하기 위한 방법으로 공진을 이용한 상대전압을 인가하여 스트레스를 줄이는 구동 방식을 제안한다. 제안한 방식은 각 소자의 전압 및 전류 스트레스를 줄일 수 있으며 이로 인하여 효율을 향상시킬 수 있으며 변압기를 사용하는 경우 변압기의 부피를 줄일 수 있는 특징을 가진다. 기존 방식과 제안한 방식을 비교하고 시뮬레이션을 통하여 확인 하였다.

1. 서 론

최근 평판디스플레이 기술의 일환으로 무수은 면광원 램프의 중요성이 더욱 부각되고 있다. 특히 기존 평판형 액정 표시 장치 등에 주로 사용되는 CCFL이 환경유해 물질인 수은을 함유하였던 것에 반해 무수은 면광원 램프는 수은을 포함하지 않아 친환경적이며 확산판의 사용을 줄일 수 있으며 눈부심이 적고 또한 multi-cell 구조로 인한 대면적으로 확장성의 용이함 때문에 LED, CNT- FED와 함께 백라이트 및 조명분야의 새로운 대체 수단으로 떠오르고 있다.

무수은 면광원 램프는 유전체 격벽 사이의 가스에 고전압을 인가하여 플라즈마 방전을 시도하며 이 때 생성된 진공 자외선이 형광체를 여기시켜 빛을 발산하게 하는 방법을 이용한다. 플라즈마 방전을 위해서는 고전압의 세폭 펄스를 인가하여야 한다.[1] 따라서 MFFL 구동회로의 경우는 가장 기본적인 형태로는 풀브리지 형태로 고전압을 인가하여 방전을 할 수 있으며 또한 webber-type의 공진회로를 이용하여 소프트 스위칭과 에너지 회수가 가능한 회로로 구성할 수도 있다.[2]

하지만 2kV 내외의 높은 방전개시 전압은 전력소자의 전압 정격에 영향을 주며 용량성 부하에 펄스형태의 고전압을 인가할 경우 변위 전류의 크기로 인한 회로의 소손을 가져올 수도 있다. 더욱 큰 문제는 현재 상용 MOSFET, IGBT 등의 스위치 반도체 소자의 전압정격이 낮은 전류와 고주파수 구동에 있어서 600V 정도로 형성되어 있기 때문에 이를 충족시키는 소자를 선택하기가 쉽지 않고 비용 상승의 단점을 가지고 있다.

따라서 이러한 문제의 해결책으로 변압기를 사용하여 승압을 하거나 밀터레벨을 이용하는 방법이 있다.[3-4] 하지만 변압기의 결합비에 의한 누설 인덕턴스 및 자화 인덕턴스, 그리고 기생성분 등은 세폭펄스 형태의 구동 입력전압 파형의 왜곡을 야기시키게 되어, 방전 마진에 영향을 주게 된다. 따라서 변압기의 적용과 구동파형의 왜곡 및 효율 등을 고려한 최적 구동이 이루어져야 하며, 근본적으로 낮은 전압을 이용한 면광원 구동에 대한 연구가 필요하다.

본 논문에서는 전압 스트레스를 줄일 수 있는 구동방

법 및 이를 적용할 수 있는 회로를 제안한다. 기존의 세폭펄스 형태의 단 방향 전압에 의한 상승에지 방전 구동 방식이 아닌, 하강에지에서 패널 양단의 상대전압을 방전 개시전압만큼 인가하도록 구동함으로써 방전을 유도할 수 있다. 회로에 인가되는 전압원이 기존 구동 방식에 대해 절반 정도로 낮아지기 때문에 상대적으로 낮은 정격의 소자의 적용이 가능하고 스위칭 및 도통 손실이 줄어들어 전체 효율이 상승하게 된다.

그림 1에 제안된 구동방식을 적용시킨 단순한 구조의 구동회로를 도시하였다. contraction저감을 위해 풀브릿지 방식의 인버터 회로를 채택하였으며 회로의 구동전압 스트레스를 감소시키기 위해 변압기를 채택하였다. 또한, 패널의 용량성 부하특성으로 인한 스위칭 손실을 저감하기 위하여, 보조스위치와 인덕터 및 콘덴서로 구성된 영전압 공진회로를 도입하였다. 또한 제안한 방식을 기존의 구동방식과 비교 분석하고 모의실험을 통해 타당성을 검증해 보았다.

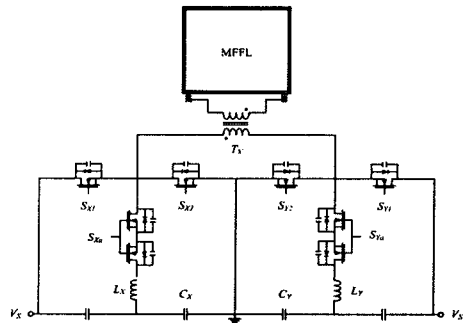


그림 1. 새로운 방법의 무수은 면광원 구동회로

2. 제안한 구동회로의 분석

2.1 구동원리

기존에 무수은 면광원 램프를 구동하기 위한 고전압의 펄스를 인가하는 방법으로 한국을 고정하고 다른 한국에 전압을 인가함으로써 램프양단에 고전압이 인가되도록 하였다.

이와 같은 방법은 그림 2(a)에서 보여주고 있다. 제안한 방법은 이와 달리 패널 양단의 스위치 교번시에 발생하는 램프 양단의 상대적인 전압강하의 차를 이용하여 소자의 내압을 낮추도록 하였다. 제안한 방전 구동법의 경우 패널 방전은 패널양 전극간의 상대 전압차에 의해 발생한다는 방전 원리를 이용한다. 그림 2(b)에 제안된 방전 구동법에 대한 패널 전압 및 전류를 도시하였다. 우선, 한쪽 전극의 전압을 방전 개시전압의 절반 정도로 상승시킨다. 일정 시간 유지 후 상승된 전압을 하강시킴과 동시에 반대쪽 전극에 연결된 인버터를 구동시켜 반

대쪽 전압을 상승시킨다. 이로 인해 패널에 인가되는 전압은 두 입력전압의 합인 방전 개시전압에 도달하게 되고 패널의 방전이 유도된다. 다시 말해, 기존의 방법은 방전개시전압을 넘어서기 위해 패널에 Vfiring만큼의 절대 전압을 인가하여 주지만 제안한 방법은 전압이 교차하는 전이상황을 이용하여 panel 양단에 Vfiring 만큼의 전압을 인가한다. 제안된 하강에지 방전구동법의 경우 기존 방전 방식보다 절반정도 낮은 전압을 이용하여 방전개시전압에 도달할 수 있다.

또한 상승 시간을 기존과 동일하게 가져갈 경우 공진 인덕턴스를 기존대비 두 배 증가시킬 수 있게 되기 때문에 공진 전류 실효치가 감소되게 된다. 이를 통해 전체 효율을 상승시킬 수 있게 된다.

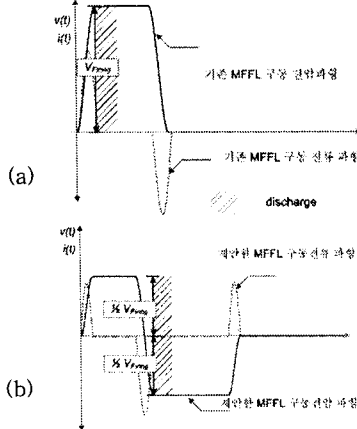


그림 2. 각 구동방식에서의 패널 전압, 전류 비교
(a) 기존 세폭펄스 구동방식 (b) 제안한 구동방식

2.2 모드 분석

그림 3은 제안한 회로의 각 구간별 파형을 보여주고 있다. 교류 구동이기때문에 크게 2가지 구간으로 나눌 수 있으며 각 구간은 그림3에서 알 수 있듯이 6개의 모드로 나누어 질 수 있다. 각 구간은 대칭이므로 한 구간에 대해 각 모드 별로 분석해본다. 분석의 용이성을 위해 아래와 같은 가정을 하였으며 그림 4에서 각 모드별 전류 흐름 및 도통 스위치를 도시하였다.

- 전체 소자는 이상적이다.
- 변압기 또한 이상적이며 1:1의 변압비를 갖는다
- CX, CY 는 초기에 $V_s/2$ 의 전압이 충전되어 있다.

1구간 이전에 CX, CY에는 $V_s/2$ 의 전압이 충전되어 있고 각 인덕터에 흐르는 전류는 0인 상태이다. SX2와 SY2가 도통되어 있으며, 따라서 패널 전압(VCP)은 0인 상태이다.

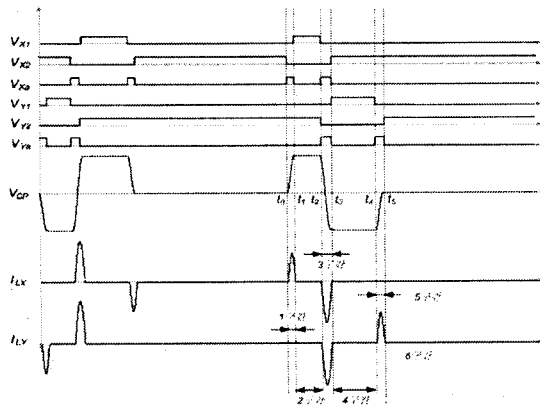


그림 3. 제안된 방법의 구간별 파형

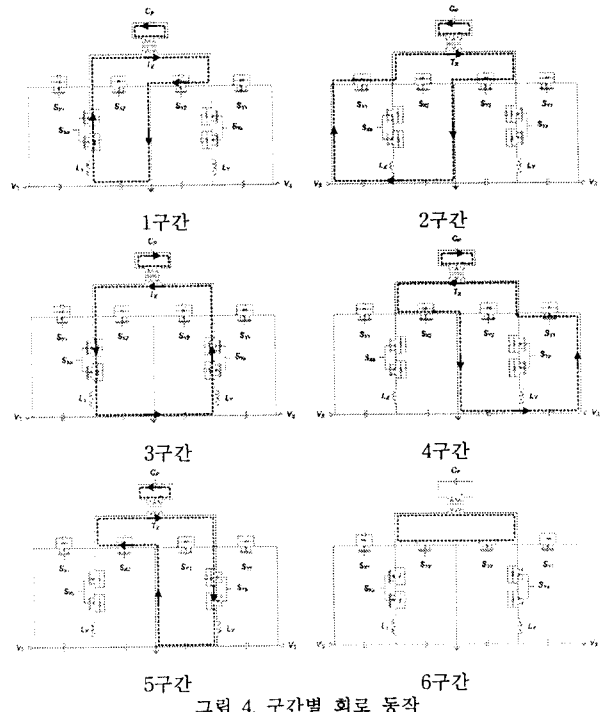


그림 4. 구간별 회로 동작

1구간 $[t_0 \sim t_1]$: t_0 에서 SX1이 차단되고 SXa가 도통되면 CX-SXa-TX-SY2-GND로의 경로가 형성된다. CX의 $V_s/2$ 전압을 이용하여 공진인덕터 LX와 패널간의 직렬 공진을 통해 패널 전압이 V_s 까지 상승하게 된다. 패널 전압과 공진 전류는 식 (1), (2)과 같이 표현된다. R은 스위치의 R_{ds_on} 을 포함한 회로 전체의 저항값을, L은 공진 인덕턴스, C는 패널의 등가용량을 나타낸다.

$$v_c = \frac{(V_s - V(t_0))}{2\omega LC} \times \left(\frac{1}{\alpha^2 + \omega^2} \right) \times (1 - e^{-\alpha\omega t} \cos \omega t + e^{-\alpha\omega t} \sin \omega t) + V(t_0) \quad (1)$$

$$i_c = \frac{(V_s - V(t_0))}{\omega L} \times e^{-\alpha\omega t} \sin \omega t \quad (2)$$

$$\text{여기서 } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad \alpha = \frac{R}{2L}, \quad \omega = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$$

2구간 $[t_1 \sim t_2]$: t_1 에서 패널전압이 V_s 에 도달하게 되어 SX1 양단 전압차가 0이 되고, 영전압 스위칭 조건을 만족시킨다. SX1이 도통되면서 패널전압은 V_s 로 유지된다. 인덕터에 흐르던 나머지 전류는 SX1의 바디다이오드로 흐르게 되고, 0이 되었을 때 SXa는 영전류 상태에서 꺼지게 된다

$$v_c = (V_s - V_c(t_1)) \left(1 - e^{-\frac{t_1}{RC}} \right) + V_c(t_1) \quad (3)$$

$$i_c = \frac{V_s - V_c(t_1)}{R} e^{-\frac{t_1}{RC}} \quad (4)$$

3구간 $[t_2 \sim t_3]$: SX1과 SY2가 t_2 에서 꺼짐과 동시에 SXa와 SYa가 동시에 켜지면서 3구간이 시작된다. CX-LX-SXa-Tx-SYa-LY-CYa의 공진 경로가 형성된다. 이때, 1구간과 달리 패널의 공진 인덕턴스는 LX와 LY의 합인 $2L$ 이 되고 패널에 초기 전압 V_s 가 공진 전압원에 추가되기 때문에 패널 전압은 식(5)와 같이 $-V_s$ 까지 도달하게 된다. 패널 양단의 전압 변화량이 $2V_s$ 가 되어 방전개시전압까지 도달한다

$$v_c = \frac{V_s}{2\omega LC} \left(\frac{1}{\alpha^2 + \omega^2} \right) (1 - e^{-\alpha\omega t} \cos \omega t + e^{-\alpha\omega t} \sin \omega t) + V_c(t_2) \quad (5)$$

$$i_c = -\frac{V_s}{2\omega L} e^{-\alpha t} \sin \omega t \quad (6)$$

$$\text{여기서 } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{2LC}}, \alpha = \frac{R}{4L}, \omega' = \sqrt{\omega_0^2 - \alpha^2}$$

4구간 [t3 ~ t4]: t4에서 패널전압은 VS까지 하강한 상태이다. 이때 SY1과 SX2를 도통시켜, 방전에 필요한 에너지를 공급한다. 이때, SY1과 SX2 양단의 전압이 0이기 때문에 두 스위치는 영전압 스위칭을 하게 된다.

$$v_c = -(V_s + V_c(t_3)) \left(1 - e^{-\frac{t}{\tau}}\right) + V_c(t_3) \quad (7)$$

$$i_c = \frac{-V_s - V_c(t_3)}{R} e^{-\frac{t}{\tau}} \quad (8)$$

5구간 [t4 ~ t5]: 4구간에서 방전이 시작되고 유지를 위한 일정 시간이 지난 후 SY1을 차단하고 SYa를 도통시킨다. 패널전압과 콘덴서 CY의 전압차이가 새로운 공진원으로 이용되며 패널에 남아있는 용량성 에너지는 이때 CY로 공진을 통해 회수된다. 패널전압은 0까지 하강하게 된다

$$v_c = -\left(\frac{V_s + V(t_4)}{2}\right) \left(\frac{1}{\alpha^2 + \omega^2}\right) (1 - e^{-\alpha t} \omega \cos \omega t + e^{-\alpha t} \alpha \sin \omega t) + V(t_4) \quad (9)$$

$$i_c = \frac{\left(\frac{V_s + V(t_4)}{2}\right)}{\omega L} e^{-\alpha t} \sin \omega t \quad (10)$$

6구간 [t5 ~ t6]: t5에서 SY2 양단 전압이 0이 되므로, 스위치는 영전압 도통하게 된다. 패널 전압은 다음 대칭 반주기 교류 구동을 위해 0으로 유지된다.

$$v_c(t) = 0, i_c(t) = 0$$

2.3 기존방법과 제안한 방법과의 비교

제안한 방법과 기존방법과의 스트레스 및 손실의 비교를 위해 먼저 아래와 같이 가정한다.

- 각 스위치의 도통 저항은 R이라 가정한다.
- 제안한 방법의 1구간의 전류 피크치를 I_{peak} 로 정의한다.
- 방전개시전압(V_F)은 입력전압(V_S)의 두 배와 같다.
- 방전개시전압 발생시의 천이시간을 동일하게 갖는 조건에서 비교한다.
- 구동 주파수는 f로 정의한다.

세폭펄스 방식과 제안한 방식에 따른 스위치의 전압 및 전류 스트레스를 표 I에 도시하였다. 이때 제안한 방법의 경우의 입력전압과 1구간 및 5구간에서의 공진전류의 최대치를 각각 V_s 와 I_{peak} 로 놓는다.

	세폭펄스방식		제안한 방법	
	주 스위치	보조 스위치	주 스위치	보조 스위치
전압피크치	$2V_s$	V_s	V_s	$\frac{1}{2}V_s$
전류피크치	$\sqrt{2}I_{PEAK}$	$\sqrt{2}I_{PEAK}$	I_{PEAK} 또는 $\sqrt{2}I_{PEAK}$	I_{PEAK} 또는 $\sqrt{2}I_{PEAK}$

표 I. 구동방식에 따른 전압 및 전류 스트레스 비교

3. 시뮬레이션

제안한 방법을 기존의 방법과 비교하기 위해 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 변압기를 사용한 모델을 이용하여 턴비 n=10, $L_{LM}=300\mu H$, $C_p=150pF$, $L_x=1\mu H$, 스위칭 주파수 $f=20kHz$ 로 시뮬레이션 하였다. 그림 5는 시뮬레이션 결과를 보여주고 있으며 누설인덕턴스의 원하지 않는 공진이 보이게 된다.

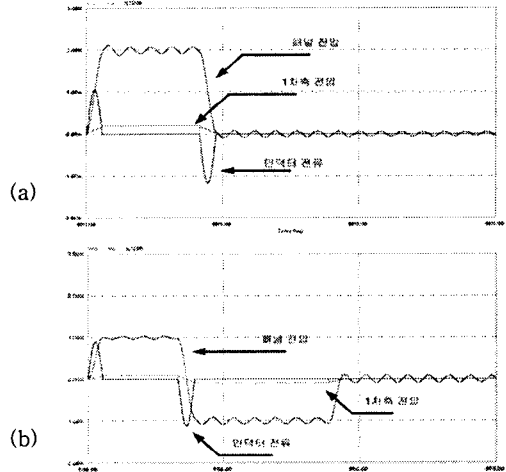


그림 5. 패널 전압 및 인덕터 전류 1차측 전압파형 (a) 기존 방법 (b) 제안한 방법

시뮬레이션을 통하여 비교한 결과 앞의 분석에서 알 수 있었듯이 패널 양단에 같은 2kV 전압을 인가하기 위해 제안한 방법이 전압 스트레스를 더욱 줄일 수 있으며 따라서 설계에 따라 효율을 더욱 향상시킬 수 있으며 부피또한 줄일 수 있는 장점을 가질 수 있다는 것을 확인할 수 있다.

4. 결 론

본 논문에서는 새롭게 개발된 MFFL의 방전을 위한 새로운 구동방식을 제안하고 제안한 구동방식을 각 모드 별로 분석해 보았다. 또한 기존의 방식으로 구동할 경우 발생하는 문제점들을 살펴보고 제안한 구동방식이 가질 수 있는 특징을 비교 분석하여 제안한 방법이 가질 수 있는 장점들을 제시하였다. 이러한 장점들은 MFFL 구동시 가장 문제가 되었던 고전압으로 인한 소자의 높은 내압을 줄이는 효과를 가져왔으며 더불어 효율을 증가, 가격 및 부피 감소 등의 효과도 기대할 수 있다.

또한 시뮬레이션을 통하여 제안한 구동방식과 기존의 webber 구동방식을 적용한 방전을 비교해봄으로써 제안한 구동방식의 타당성과 우수성을 검증하였다.

[참 고 문 헌]

[1] Y. Ikeda, T. Shiga, S. Mikoshiba, M. Tsuchiya, and S. Shinada, "Mercury-Free, Simple-Structured Flat Discharge LC D Backlights Ranging from 0.5 to 5.2-in. Diagonals", *SID Symposium Digest*, pp.938-941, 2000
 [2] J. K. Lee, T. J. Kim, H. Y. Jung and K. W. Whang, "High Efficiency Mercury-Free Flat Light Source for LCD Backlighting", *SID Symposium Digest*, pp.1309-1311, 2005,
 [3] 장 준호, 강신호, 이경민, 이준영, "CIM을 이용한 Charge-Pump 방식의 Plasma Backlight용 고압 Inverter", *전력전자학회 논문지*, vol. 12, No. 5, 2007, 10
 [4] J.H. Park, I. K. Lee, B. H. Cho, J. K. Lee, and K. W. Whang, "High Efficiency Inverter Systems for Driving Mercury-free Flat Fluorescent Lamps", *PCC2007*, pp.717-719, 2007