전단일전력단을 갖는 고역율 형광등용 전자식 안정기 구현

(Implementation of a High-Power-Factor Single-Stage Electronic Ballast for fluorescent lamps)

서철식* · 박재욱** · 김해준** · 노채균** · 김동희**
구미1대학* · 영남대학교**

C. S. Seo* · J. W. Park** · H. J. Kim** · C. G. Ro** · D. H. Kim**
Kumi College* · Yeungnam University**

Abstract

In this paper, prototype high-power-factor single-stage electronic ballast for fluorescent lamps is designed and implemented. A new low cost single stage high power factor electronic ballast for fluorescent lamps is based on integration of two-boost converter and LC type high frequency resonant converter. A ballast is obtained by simple construction, because full bridge rectifier diode is eliminated and simple control circuit is applied. Using two boost converter operating positive and negative half cycle respectively at line frequency (60Hz), operation in discontinuous conduction mode performs high power factor. The experimental results show the good performance as PF 0.99, A_{THD} 15.4%, and CF 1.65 at output 63.5W.

1. 서 론

형광등은 백열등에 비하여 발광효율이 높아 가장 널리 사용되는 인공조명으로 부성저항특성으로 인하여 안정기를 필요로 한다. 안정기는 방전시 높은 전압을 만들고, 방전 후의 전류제한 역할을 하는 것으로 현재까지 50~60Hz로 동작하는 자기식(코일식)안정기가 가장 많이 사용되고 있다.
그러나 자기식 안정기는 부피가 크고 무거우며, 명멸현상(flicker)과 가청잡음이 있고, 큰 전력손실로 인한 낮은 효율 등의 단점을 가지고 있어 최근에는 전자식안정기(Electronic Ballast)에 대한 연구가 많이 되고 있다. 뿐만 아니라 에너지 관리공단에 따르면 우리나라 연간 소비전력의 18%를 조명분야가 차지하며, 이의 20% 정도를 감축시키면 1백만kW급 발전소 1기의 발전량을 절감하고, 온난화의 원인인 이산화탄소 216만ton, 아황산가스 12500만ton, 질소산화물 7600ton의 방출량을 줄일 수 있다고 한다. 조명시스템에 전자식 안정기를 채택할 경우 소모전력으로 25% 가량을 절감할 수 있으며, 램프의 광출력 및 수명을 증가시키는 부대효과까지 얻을 수 있어 전 세계적으로 전자식 안정기에 관계된 기술개발이 매우 활발히 진행되고 있다.

전자식 안정기의 고주파 인버터에 매끄러운 직류 링크전압을 제공하기 위해서는 상당히 큰 커패시터와 함께 다이오드 브리지 정류기가 필요하다. 이러한 정류회로는 낮은 역률과 심각한 고조파 왜곡을 야기하는 높은 입력전류가 불가피하게 생성된다. 이러한 문제를 해결하기 위해 능동 역률보상기(PFC)를 브리지 정류기와 전자식 안정기의 공진 인버터 사이에 삽입시킨다. 즉, 불연속 모드로 동작하는 부스터 컨버터에 기초한 역률보상이 이루어지는 것이다. 그러나, 이러한 2개의 전력처리단을 사용하게 되면 비용이 증가하고 신뢰성이 감소하며, 또한 시스템 구성이 복잡하게 되고, 시스템 효율이 낮아질 뿐만 아니라 안정기의 부피도 커지게 된다.

따라서, 본 논문에서는 단일 전력처리단을 기초로 한 부스터 컨버터와 공진점 이상의 주파수에서 동작하는 하프브리지 인버터로 결합한 고역률 형광등 전자식 안정기를 제시한다.

제시된 회로에서는 기존의 브릿지 회로를 제거함으로 상시 도통되는 다이오드의 수를 한 개 줄일 수 있게 되어 도통손실과 소자에서의 전압강하를 줄일 수 있고, Boost Converter를 역률 개선용 회로로 사용함으로 거의 단위 역률로 동작시킬 수 있다. 또한, Boost Converter회로와 고주파 공진 인버터회로의 스위치를 같이 공유함으로 제어 회로를 간단하게 구성할 수 있어 회로를 보다 단순화할 수 있다.

2. 본 론

2.1 회로 구성

그림1은 역률개선(PFC)용 Boost Converter 회로와 전원 분할용 커패시터를 갖는 LC형 직렬 공진 고주파 인버터 회로로 구성된 두 개의 전력처리단을 갖는 전자식 안정기를 보여주고 있다.

그림 2는 역률 보상부(PFC)와 램프 구동 인버터부로 이루어진 제안된 단일 전력처리단 안정기(Single-Stage Ballast : SSB)회로를 나타내었다. 역률 보상부는 불연속 모드(DCM)에서 동작하는 부스터 컨버터로 구성되어 있다. 불연속전류 모드에서 동작하는 부스터 컨버터는 저항 에뮬레이터의 성질을 가지므로 듀티비와 스위칭 주파수가 일정할 때 입력전류의 평균값은 자동적으로 정현 선

전압을 따르게 되고 교류 입력측의 고역률을 보증

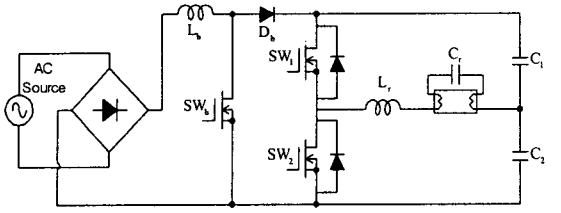


그림1 두 개의 전력처리단을 갖는 전자식 안정기

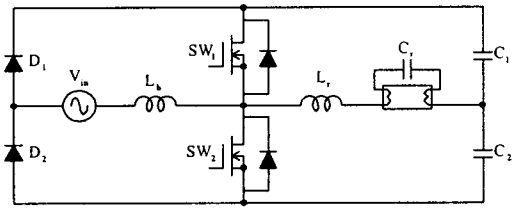


그림2 제안된 단일전력단을 가진 전자식 안정기

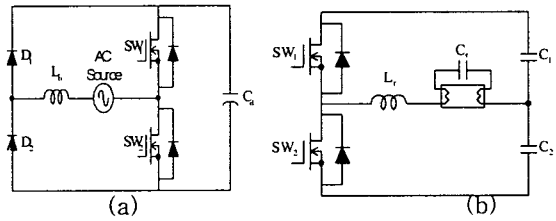


그림 3 Boost-Converter회로와 LC형 공진회로의 등가회로

하게 된다.

제안된 전자식 안정기는 부스트 역률보상단과 램프구동 인버터단으로 나누어 해석할 수 있으며, 각 단의 경계조건을 고려한 전체 안정기의 해석 결과를 제안된 전자식 안정기의 설계에 적용할 수 있다.

2.2 회로해석

정상상태에서의 회로 해석을 위하여 다음과 같은 몇 가지 가정을 한다.

1) 모든 소자들은 이상적인 것으로 한다.
2) MOSFET SW_1과 SW_2는 듀티비 50%로 동작하며 고정된 주파수로 한다.
3) 커패시터 C_d는 전압원으로 고려할 정도로 충분히 큰 용량을 가진다.
4) 정상상태에서 램프는 저항부하로 한다.

그림2의 전자식 안정기는 그림 3(a)와 3(b)와 같은 간단한 2개의 독립된 컨버터로 볼 수 있다. 그림3(a)는 전원 전압의 정(+), 부(-) 파형에 따라 각각 2개의 모드로 동작하는 boost-converter회로고, 그림3(b)는 5개의 모드로 동작하는 LC형 고주파 공진 인버터이다. 따라서, 그림2의 회로는 boost converter회로가 불연속 모드(DCM : Discontinuous Conduction Mode)로 동작하게 되어 정(+), 부(-)의 전원 전압에 대하여 각각 5개의 동작모드를 이루게 된다. 그림4는 각 동작 모드에서의 전압, 전류 및 제어신호 파형을 나타내고 있다.

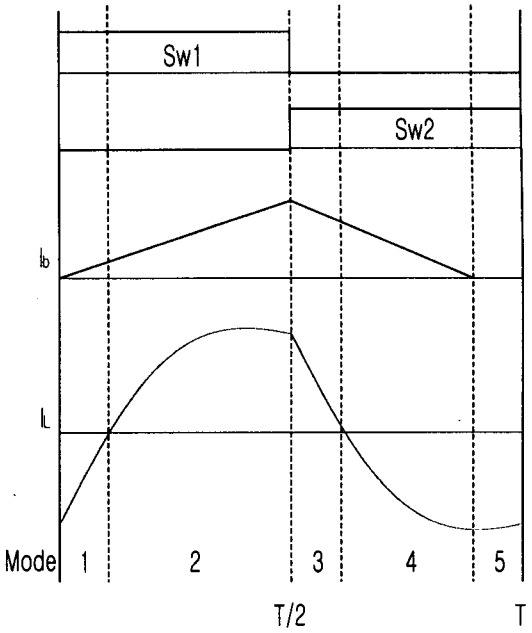
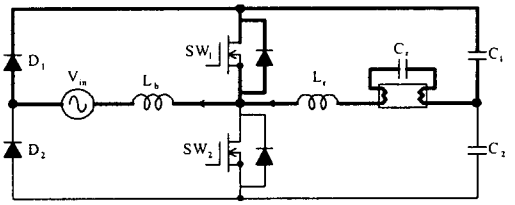
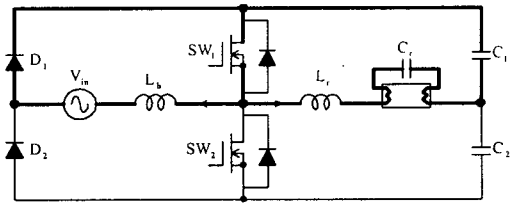


그림 4 구동 신호 패턴과 이론 파형

Mode 1 : 이 모드는 스위치 SW_1이 동작함에 따라 인덕터 L_b, 다이오드 D_1을 통해서 흐르는 전류가 영(zero)에서 선형적으로 증가하고, 부하전류는 인덕터에 축적된 에너지에 의해서 스위치 SW_1의 역병렬 다이오드를 통해서 흘러 커패시터 C_1으로 에너지를 회생하는 모드이다.

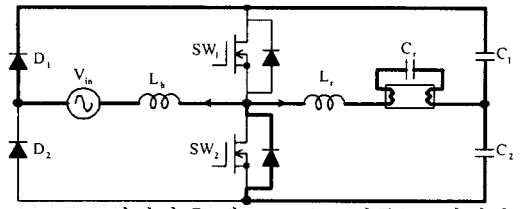


Mode 2 : 인덕터 L_b의 전류는 계속 선형적으로 증가하고, 부하전류는 커패시터 C_1에 의해서 스위치 SW_1을 통해서 흐르게 된다.

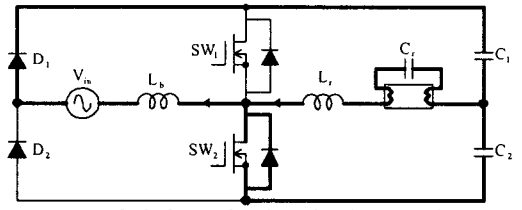


Mode 3 : 스위치 SW_1이 턴-오프 되고, 스위치 SW_2가 턴 -온 됨에 따라 Boost용 인덕터에 흐르는 전류는 인덕터 L_b에 축적된 에너지에 의해서 스위치 SW_2의 역병렬 다이오드를 통해서 직선적으로 감소되면서 커패시터 C_1, C_2로 에너지를 축적한다. 부하전류는 스위치 SW_2의 역병렬 다이오드

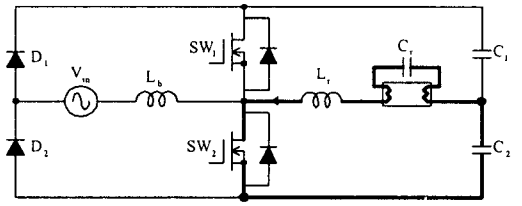
를 통해서 흘러 인덕터(L_r)에 축적된 에너지를 커패시터 C_1, C_2로 회생하게 된다.



Mode 4 : 인덕터 L_b에 흐르는 전류는 커패시터 C_1, C_2 및 스위치 SW_2의 역병렬 다이오드를 통해서 직선적으로 감소하여 완전히 영(zero)이 된다. 한편, 부하전류는 커패시터 C_1에 의해서 스위치 SW_2을 통해서 흐르게 된다.



Mode 5 : 인덕터 L_b의 전류가 완전히 영(zero)이 됨으로 불연속 모드를 형성하게 되고, 부하전류는 스위치 SW_2를 통해서 계속 흐르게 된다.



2.3 회로 설계

그림 3(a)는 그림 2에서 보인 부스트 역률보상단 등가회로를 나타내며, 그림 3(b)는 램프구동 인버터단을 나타내었다. 부스터 역률보상단은 불연속모드로 동작시 고역율을 얻을 수 있으며, SW_2가 턴온 될 때 영전류 스위칭(ZCS)으로 동작한다. 부스터 역률보상단의 주 설계 파라미터는 부스터 인덕턴스이며, 이를 구하기 위해 다음의 과정을 거쳤다.

인덕터 L_b에 흐르는 전류피크의 포락선은 다음 식과 같이 선전압 $v_i = V_m \sin \omega t$ (V_m은 입력 선전압의 최대값)의 파형을 따르게 된다.

$$i_{L1(peak)} = (V_m \cdot DT_s)/L_1 \cdot |\sin \omega t| \quad (1)$$

여기서, T_s는 스위칭 사이클의 주기이고, D는 듀티비를 나타내며, ω는 전원 각주파수이다.

식(1)로부터 인덕터 피크전류는 정현적으로 변화함을 알 수 있다. SW_2가 턴 오프시, L_b를 흐르는 전류는 부하단으로 방전되면서 서서히 감소한다. 방전시간 T_d는 다음 식과 같다.

$$T_d = V_m T_{on}/(V_{c1} - V_m) \quad (2)$$

불연속 모드로 동작시 $T_d \le (1-D)T_s$이므로 듀티비는 불연속 인덕터 전류를 형성하기 위해 $1-\delta$ 보다 작거나 같아야 한다. 즉,

$$D \le 1-\delta \quad (3)$$

여기서, $\delta = V_m / V_{c1}$이다. 그러므로, $1-\delta$의 최대치는 적어도 0.5이어야 한다. 직류링크전압은 교류입력 피크전압의 두배보다 작거나 같아야 한다. δ는 각단의 관계에서 중요한 역할을 하고, δ가 작아질수록 선전류의 파형은 더욱 정현적이 되며 역률도 높아진다. 턴온시간과 방전시간동안의 평균 인덕터 전류로 구성된 평균 선전류는 다음과 같다.

$$i_{i(avg)} = \frac{(T_{on}+T_d)\cdot I_m}{2T_s} = \frac{I_m}{2}\left(\frac{DV_{c1}}{V_{c1}-V_m}\right)$$

$$= D^2 T_s/2L_1 \cdot V_m/(1-\delta) \quad (4)$$

또한, 부스트단에 유입되는 한 주기간 평균 입력전력은 다음 식과 같다.

$$P_{i(avg)} = \frac{1}{T}\int_0^{T_1} V_m \cdot i_{i(avg)} \cdot \sin^2 \omega t dt$$

$$= V_m^2/4L_1 \cdot D^2 T_s/(1-\delta) \quad (5)$$

만약, 입력전력 $P_{i(avg)}$이 인버터단에 유입되는 전력과 같다면, 직류링크전압 V_c1은 일정하게 유지될 수 있다. 그러므로, 입력전력을 램프의 출력전력과 같게 둠으로 다음 식과 같이 부스트 역률보상단의 인덕턴스 값을 구할 수 있다.

$$L_1 = 1/(1-\delta) \cdot (V_m^2 \cdot D^{2)}/(4P_o \cdot f_s) \quad (6)$$

여기서, P_o는 램프 출력전력, f_s는 스위칭 주파수이다.

인버터단에서의 주된 설계 파라미터는 공진성분이다. 그림4는 하프브릿지의 기본회로를 해석을 위한 등가회로로 나타내었다.

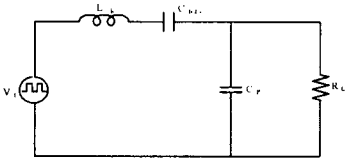


그림 5 해석적 등가회로

제안한 회로를 해석하기 위해서 그림 3(b)에 나타난 회로를 그림5와 같이 간략하게 할 수 있다.

점등되기 전에 저항 R_L는 매우 크고, 개방 회로로 모델화 할 수 있고, 점등 후에는 병렬로 연결된 C_P와 R_L의 임피던스에 의해 저항성분이 매우 낮아진다. 그러므로, 정상상태에서 R_L는 공진성분 L_b와 C_s로 이루어진 직렬회로로 구성되는 선형 저항으로 모델링 할 수 있다. 전력스위치 SW_1와 SW_2는 이상적이고 스위칭 주파수 f_s로 각각 상보적으로 동작한다는 가정하고 전압 V_1는 구형파 형태로 나타낸다. 그러므로, LC 직렬 공진 인버

터의 동작은 그림5에 나타난 것 같이 V_1의 구형파 전압에 의해 구동되는 선형회로로 등가화 할 수 있다. LC공진회로에 의해 고조파 성분이 자연적으로 필터링 되므로 공진회로에서 파형은 사인 형태이고, 다만 기본적인 입력 전압만 중요하다. 그림4에 나타난 직렬 공진회로는 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$f_r = 1/2\pi\sqrt{L_bC_s} \quad : \text{Resonant frequency} \qquad (7)$$

$$Q_s = \omega_0 L_b/R_L \quad : \text{Quality factor} \qquad (8)$$

공진회로에 공급되는 기본파 성분은 푸리에 분석에 의해 다음 식으로 얻을 수 있다.

$$v_1 = 2\,V_{c1}/\pi \cdot \sin(2\pi f_s t) \qquad (9)$$

그림4로부터, 주파수 영역에서 전압 분배 법칙을 이용하여 전압이득을 다음으로 구할 수 있다.

$$G_V = V_o/V_{c1}(jw)$$
$$= 1/[1 + C_P/C_s(1 - f_u^2) + jQ_s(f_u - 1/f_u)] \qquad (10)$$

여기서, $f_u = f_s/f_r$ 이다.

출력전력 P_o=64(W), 출력전압 V_o=230(V) 효율 η=0.95, 스위칭주파수=45(㎑)이며 입력전압=110(V)/60(Hz), 주기 $T = 20\times10^{-6}$(sec)이다.

L_b에 흐르는 피크 전류크기를 식(11)에 의해 구할수 있다.

$$I_p = \frac{2P_o}{\eta V_p} \qquad (11)$$
$$= \frac{2\times64}{0.95\times110\sqrt{2}} = 0.866\times2 = 1.732A$$

따라서 L_b의 값은 식(12)에 의해 다음과 같이 구해진다.

$$L_b = \frac{t_s(V_b - \sqrt{2}\,V_i)\times V_i^2}{2\times V_b\times P_i} \qquad (12)$$
$$= \frac{22\times10^{-6}(230 - \sqrt{2}\times110)\times110^2}{2\times230\times67.4} = 639\mu H$$

또한 권선 턴수 N은 식(13)에 의해 구하였다.

$$N = \left(\frac{L\times I_{pk}}{B_{\max}\times A_e}\right)\times10^4 \qquad (13)$$

$$= \left(\frac{639\times10^{-6}\times1.733}{0.248\times0.844}\right)\times10^4 = 52.91$$

Core 선택은 삼화코어 매뉴얼에 의한 수치로 유효단면적 $A_p = A_w\times A_e > 0.158cm^4$를 충분히 만족하는 EI2820S를 선택하였고, 공극은 식(14)에 의해 결정하였으며, 공극을 정밀하게 하도록 Diamond_Milling을 이용하여 연마하였다.

$$l_g = \left(\frac{\mu_o\cdot\mu_r\times N_p^2\times A_e}{L}\right)\times10^{-2}cm \qquad (14)$$
$$= \left(\frac{4\pi\times10^{-7}\times53^2\times0.844}{639\times10^{-6}}\right)\times10^{-2}$$
$$= 0.0466cm = 0.466mm$$

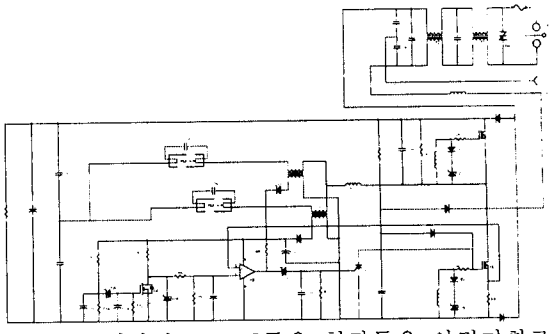


그림 6 제안된 32W*2등용 형광등용 안정기회로

그림6은 앞에서 설계한 수치에 의하여 제작된 단일 전력단을 갖는 고역율 형광등용 전자식 안정기의 회로를 보여주고 있다. 형광램프의 수명과 램프 말기 회로를 보호를 위해 Dual comparator IC에 의해 soft_start 및 전류제한 회로를 구성하였다.

2.4 회로 실험

제안된 회로 실험을 위해 그림 7과 같은 안정기를 제작하였다.

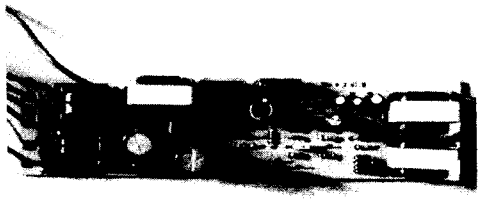


그림 7 제안된 회로에 의해 제작된 안정기

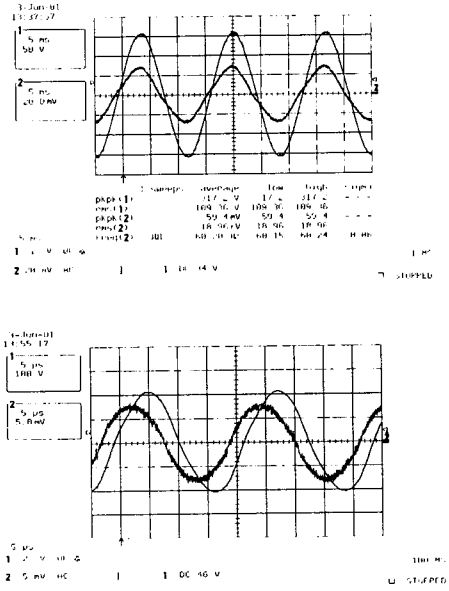
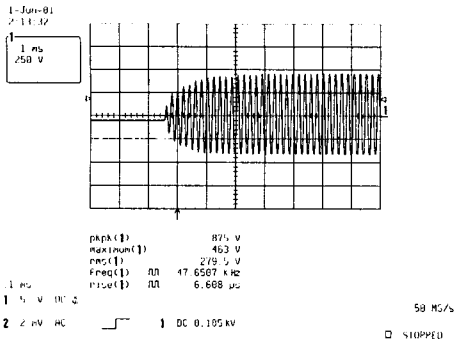


그림 8 안정기 입력 및 램프 출력 전압 · 전류



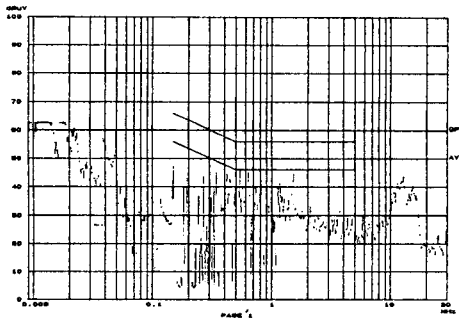


그림 9 soft_start파형 및 EMI Level

입력 전압	입력 전류	입력 전력	역율	THD	CF	잡음 단자 전압
110 (V)	0.583 (A)	63.5 (W)	0.99	15.4 (%)	1.65	class B (55dB)만족

표 1 제작된 전자식 안정기의 전기적 특성

그림 8은 안정기의 입력전압, 전류 및 램프 출력의 전압, 전류를 보여준다. 입력전압에 대해 입력전류는 Boost 회로의 동작으로 같은 모양의 파형을 보인다. 표1은 제작된 전자식 안정기의 전기적 특성을 보여주고 있는데, THD(Total Harmonic Distortion: 고조파함유율)가 KS C8100에서 규정한 20%이하를 만족시켰으며, CF(Crest Factor) 또한 1.85 이하를 만족시켰다. 그림 9는 제시된 안정기가 soft_start 점등이 이루어지고 있음과 안정기에서 방출되는 잡음단자전압이 class B를 만족시킴을 볼 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 단일 전력단을 갖는 고역율 형광등용 전자식 안정기를 설계·제작하였다. 역률 개선용 Boost-Converter회로와 전원 분할용 커패시터를 갖는 LC형 직렬 공진 고주파 인버터로 구성된 회로는 스위칭 소자를 공통으로 사용함으로 소자의 숫자를 줄였고, 간단하게 제어 회로를 구성함으로 소형·경량화를 이룰 수 있었다. 또한, 입력측 정류용 다이오드를 제거함으로 회로구성 시 도통하는 반도체 소자의 숫자를 줄임으로 도통손실과 소자에 의한 전압강하를 줄일 수 있었으며, Boost-Converter로 사용되는 스위칭소자를 입력전압의 반주기동안 교대로 사용함으로 스위칭 소자에서의 발열을 감소시킬 수 있었다. 또한, 고역율 및 낮은 THD와 CF를 얻었다.

제안된 전자식 안정기의 구조 및 설계법의 타당성을 실험결과로부터 확인하였다.

[참 고 문 헌]

[1]A. Takeuchi et. "Zero-Voltage-Switching Controlled High Power-Factor Converter", PESC'96, Vol. 1, pp. 1859~1864, 1996

[2]E. Deng and S. Cuk, "Single stage, high power fac tor, lamp ballast," in Proc. IEEE Applied Power Electr onics Conf., Feb. 1994, pp. 441-449

[3]J. L. F. Vieira, M. A. Co, and L. D. Zorzal, "High power factor electronic ballast based on a single power processing stage," in IEEE-PESC Proc., 1995, pp. 687-693

[4]R. N. Prado, S. A. Bonaldo, M. C. Moreira, and D. L. R. Vidor, "Electronic ballast with a high power factor for fluorescent lamps," in conf. rec. IEEE PESC'96, 1996, pp. 1215-1220

[5]E. E. Hammer, "Starting voltage characteristics of 40-w biaxial fluorescent lamps," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-18, pp.647-652, Nov./Dec. 1982

[6]Richard Redl, "A Novel Soft-Switching Full-Bridge DC/DC Converter : Experimental Results at 1.5kW, 100 KHZ" , IEEE TRANS on PE, VOL. 6, NO.3 pp 408~418, JULY, 1991.

[7]Tsai - Fu Wu, Te - Hung Yu, Meng - Chian Chiang, "Single-Stage Electronic Ballast with Dimming Feature and Unity Power Factor", IEEE Transactions on Power Electronics, VOL. 13, NO.3, pp 586-597, MAY, 1998.