

일정한 DC-Link 전압을 가진 단상 PFC 전자식 안정기에 관한 연구

김봉규* 윤재한* 이희승** 서재호*
*원광대학교 전기공학과 **군장대학 전기전자통신학부

A Study of Single-Stage PFC Electronic Ballast with Constant DC-Link Voltage

Bong-kyu Kim* Jae-han Yoon* Hee-seung Lee** Jai-ho Seo*
*Wonkwang University **Kunjang College

ABSTRACT

A study of single-stage PFC electronic ballast with constant dc-link voltage is presented in this paper. The proposed ballast is combined by two interleaved boost cells and a conventional half bridge dc/ac inverter. By exploiting the interleaving technique, the input ripple current of the electronic ballast is reduced. Theoretical analysis and experimental results for two 45[W] fluorescent lamps are presented.

1. 서 론

오늘날 조명시스템에 널리 사용되어지는 것은 가스 방전 램프에 의한 고조파 전자식 안정기이다. 왜냐하면 크기는 작고, 중량은 가벼우며 높은 빛의 발광 효율과 깜빡임이 없고, 소음이 없으며, 수명이 긴 장점이 있기 때문이다.^[1] 일반적으로 전자식 안정기는 IEC 61000-3-2 Class C의 규제에 대한 국제 표준의 채택으로 선전류(rms)와 선전류 고조파 왜곡을 줄여야 한다. 통상적으로 PFC회로를 갖는 이단방식으로 DC/AC 인버터가 사용되며 이 방식은 역률이 거의 1에 가깝고, 선입력 전압의 변화 범위가 넓으며 디자인 순서도 비교적 쉽다. 그러나 이 방식은 가격이 비싼 소자가 많이 사용되는 결점이 있다. 몇몇 Single-Stage PFC 전자식 안정기는 비용 절감을 목표로 제안되어 왔다.^[2-6] 단단방식에서 PFC회로는 DC/AC 인버터와 스위치와 제어기 하나를 아킴으로써 비용을 줄이는 하나의 Single-Stage가 결합되어진 것이다. 가장 일반적으로 사용되는 방법은 공통 스위치의 분배에 의한 DC/AC 인버터와 부스터 컨버터를 결합시키는 것이다.^[3] 단계층 PFC에서의 입력 회로는 불연속 전도 모드(DCM)로 동작하고 전류의 피크치는 자동적으로 입력전압에 비례하여 스위칭 사이클 당 평

균 인덕터 전류는 모양과 위상면에서 입력전압에 따라 변화하지만 불연속 전도 모드에서 동작하는 입력 인덕터는 각 스위칭 사이클이 끝나기 전에 저장된 에너지를 모두 방전해야 하기 때문에 입력량과 출력량의 차이를 보상할 수 없다. 따라서 순간 전력 감소를 보상하기 위해 대용량의 커패시터가 사용되고 DCM입력 전류 동안 일반적으로 충격비가 거의 일정한 삼각 펄스의 연속이고 맥동 입력전류를 평활하게 하기 위하여 필터링이 반드시 필요하다.

본 논문에서는 일정한 dc-link 전압을 가진 Single-Stage PFC 전자식 안정기를 제안한다. 제안된 Single-Stage 전자식 안정기는 정류된 선전압을 반으로 하는 전압은 2개의 작은 커패시터에 사용된다. 실제 dc-link 전류의 크기는 대단히 작으며 dc-link 주파수 전류는 두 번의 스위칭 주파수를 가진다. 고조파와 매우 작은 리플 dc-link 주파수 전류는 작은 입력필터에 의해서 쉽게 제거되었고 두 개로 분배된 전압 커패시터는 필터 커패시터로 동작한다. 제안된 일정한 dc-link 전압을 가진 Single-Stage PFC 전자식 안정기는 좋은 성능을 나타냄을 확인하였다.

2. Single-Stage PFC 전자식 안정기

2.1 제안된 회로 유도

그림 1a은 관습적으로 사용된 부스터 컨버터가 있는 two-stage PFC 전자식 안정기으로써 직렬 공진 병렬 부하 인버터에 의해서 동작하게 된다. 보통 부스터 컨버터는 저전력을 이용한 DCM과 고전력을 이용한 CCM으로 동작한다. 만약 PFC회로를 2개의 전지로 분리하게 되면 그림 1b와 같이 나타낼 수 있다.^[2] 두 개의 스위치 S_{B1} 과 S_{B2} 는 180°의 위상차로 동작하고 두 개의 다이오드 D_{D1} 과 D_{D2} 는 일정한 방향의 입력 전류를 얻기 위해 부스터 인덕

터와 직렬로 연결한다. 이 회로는 입력 리플 전류의 감소에 뛰어나지만 두 개 이상의 스위치가 사용되어 저전력을 이용하는 데는 바람직하지 않다. 그림 3은 제안된 회로를 나타낸다. MOSFET S_1 과 S_2 는 S_{B1} 과 S_{B2} 의 스위칭 기능으로 동작한다. 부스터 다이오드 D_{B1} 과 D_{B2} 의 기능은 다이오드 S_2 와 S_1 에 의해 동작하게 된다. 두 개의 커패시터 C_{d1} 과 C_{d2} 두 개의 정류된 전압원 V_{in1} 과 V_{in2} 의 기능을 한다. 그래서 이것의 구성에 두 개의 커패시터와 두 개의 부스터 인덕터를 추가하여 Single-Stage PFC 전자식 안정기를 얻을 수 있다.

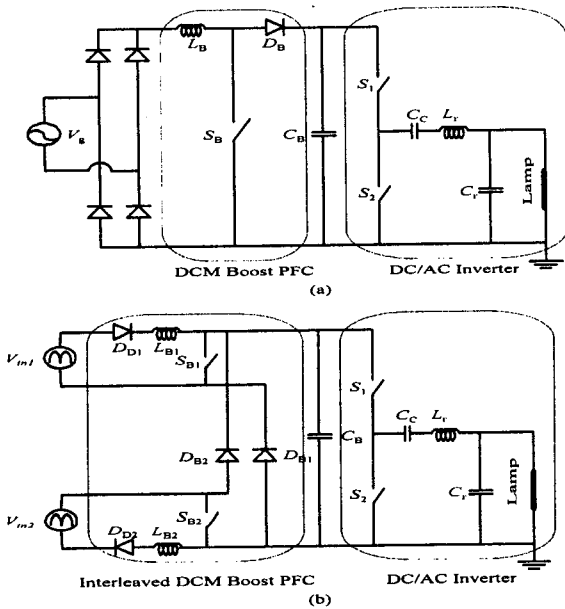


그림 1 Two-stage PFC 전자식 안정기
Fig. 1 Two-stage PFC electronic ballast

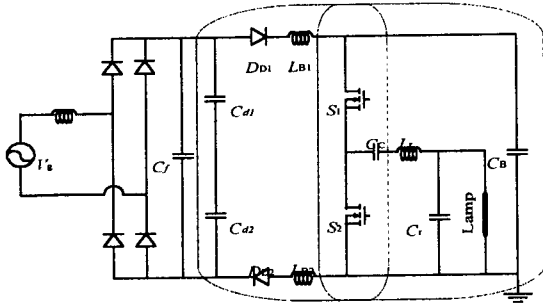


그림 2 제한된 single-stage PFC 전자식 안정기
Fig.2 Proposed single-stage PFC electronic ballast

2.2 제안된 회로의 동작 원리

간단한 해석을 위해 다음과 같이 가정을 하면

- 1) MOSFET S_1 과 S_2 는 시비율 0.5로 고정된 주파수에 의해 서로 보완적으로 동작한다.
- 2) 모션 커패시턴스 C_B 는 전압원으로 충분히 크다고 가정한다.
- 3) 모션 전압 V_B 는 항상 선피크치보다 더 높다.

4) 전압을 가로질러 필터 커패시터 C_f 와 전압을 분할하는 커패시터 C_{d1} 과 C_{d2} 는 스위칭 사이클 동안 일정하게 유지되고 그 후 스위칭 주파수는 커패시터 저항이 부하보다 매우 작도록 충분히 높아야 한다.

5) 램프는 안정상태에서 저항 R_{La} 로 모델 되어졌다.

위의 가정을 근거로 하여, 제안된 회로는 그림 3와 그림 4에 나타난 것처럼 2개의 독립된 회로로 분리할 수 있다. 그림 3의 회로를 보면 직렬 공진 병렬 부하 인버터이다.^[7] 본 논문은 그림 4 회로의 해석은 안정상태에 초점을 둘 것이다. 안정상태는 그림 5에 나타난 것처럼 한 스위칭 사이클에 4개의 위상상태가 존재한다. 파형해석은 그림 6에 나타나 있다. 동작원리는 다음과 같다.

모드 1 [t_0, t_1]: L_{B1} 은 충전되고 L_{B2} 는 방전된다. 스위치 S_2 는 t_0 에서 턴오프 된다. i_{LB2} 의 양의 인덕터 전류에 의하여 다이오드 S_1 은 강제로 턴온되고, S_2 에서 다이오드 D_1 까지 인덕터 전류는 전환된다. 전압원 V_{in1} 은 부스터 인덕터에 가해지고 인덕터 전류는 선형으로 증가한다. 그 동안 $(V_B - V_{in2})$ 의 (-) 전압은 부스터 인덕터 L_{B2} 에 가해지고 인덕터 전류는 선형으로 감소한다. 그림 5a는 등가회로이다. 어느 순간 인덕터 전류 i_{LB1} 은 i_{LB2} 보다 더 크게 되고 D_1 은 자연스럽게 턴오프 된다. 동작전압이 S_1 에 가해질 때 다이오드는 영전압 스위칭(ZVS)의 결과로 전류를 전도한다. 가정 4를 근거로 해서 정류된 선전압 V_{in} 의 절반인 V_{in1} 과 V_{in2} 는 같다. 그래서 $(V_B - V_{in2})$ 의 방전전압은 V_{in2} 로부터 충전된 전압보다 더 크다. 인덕터 전류 i_{LB2} 는 0에 접근하게 되고 DCM은 안정된다.

모드 2 [t_1, t_2]: L_{B1} 은 충전되고 L_{B2} 의 DCM. i_{LB2} 의 인덕터 전류가 0으로 되는 동안 직렬 다이오드 D_{B2} 는 차단된다. 인덕터 L_{B2} 에 교차하는 전압은 전혀 없으며 인덕터 전류는 0에 머무르게 된다. 전압원 V_{in1} 은 부스터 인덕터 L_{B1} 을 가하고 나머지는 인덕터 전류를 선형으로 증가시킨다. 등가회는 그림 5b에 나타나 있다.

모드 3 [t_2, t_3]: L_{B1} 은 방전하고 L_{B2} 는 충전된다. 스위치 S_1 은 t_2 에서 턴오프되고 인덕터 전류 i_{LB1} 은 다이오드 D_2 를 지나 전압 $(V_B - V_{in1})$ 까지 선형적으로 감소한다. 전압원 V_{in2} 는 D_2 를 지나 부스터 인덕터 L_{B2} 에 가해지고 인덕터 전류는 선형적으로 증가한다. 어느 순간 다이오드 전류는 자연스럽게 스위치의 방향을 바꾼다. 이 모드가 끝날 때 i_{LB1} 은 0까지 감소하게 된다.

모드 4 [t_3, t_4]: L_{B1} 은 DCM이고 L_{B2} 는 충전된다. 인덕터 전류 i_{LB1} 은 0에 머무르고 DCM에서 동작한다. 전압원 V_{in2} 는 L_{B2} 에 가하고 나머지는 인덕터

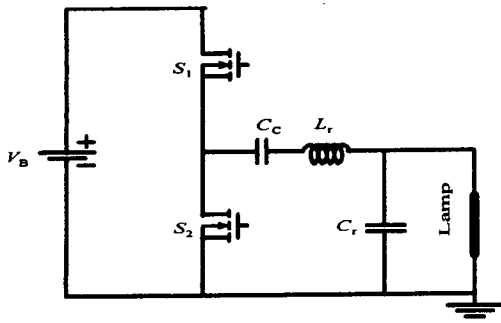


그림 3 반파브리지 직렬공진 병렬부하 인버터
Fig. 3 Half-bridge series-resonant parallel-load inverter

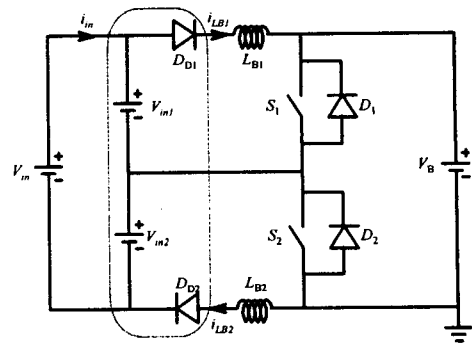


그림 4 간소화된 제한된 single-stage PFC 전자식 안정기
Fig. 4 Simplified proposed single-stage PFC electronic ballast

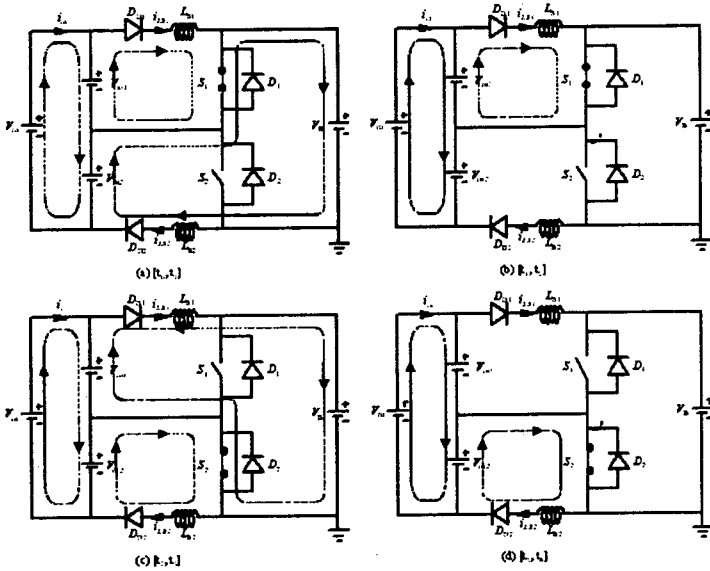


그림 5 한 주기 스위칭에서의 위상상태
Fig. 5 Topological stage within one switching cycle

전류를 선형적으로 증가시킨다. 그림 5d는 증가회로를 나타내고 있다. 이 모드는 \$t_4\$에서 끝나고 새로운 스위칭 사이클이 새로 시작된다.

위의 해석으로부터 양쪽의 부스터 인덕터 전류 \$i_{LB1}\$과 \$i_{LB2}\$는 DCM에서 동작하고 \$180^\circ\$의 위상차를 볼 수 있게 된다. dc-link전류 \$i_{in}\$은 \$i_{LB1}\$과 \$i_{LB2}\$를 합한 것의 절반과 같다. 리플 전류는 효과적으로 감소되며 선전류, 역률, THD, 회로 파라미터는 다음과 같이 구할 수 있다.

2.2.1 입력전류, 역률과 THD

그림 7로부터 부스터 인덕터 피크치 전류 \$I_{pk}\$는 한 주기 스위칭하는 동안 다음과 같다.

$$I_{pk} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{L_b} \cdot \frac{1}{2} T_s = \frac{(V_B - \frac{1}{2} \cdot V_{in})}{L_b} \cdot \tau \quad (1)$$

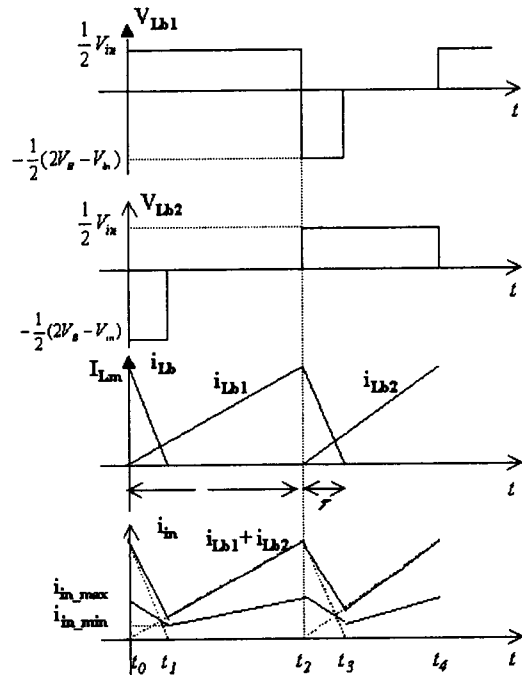


그림 6 회로의 스위칭 파형 해석
Fig. 6 Key switching waveforms of the circuit

여기서 \$T_s\$는 스위칭 주기이고 \$\tau\$는 선의 방출시간이다.

식 (1)에서 선의 방출 시간은 다음과 같다.

$$\tau = \frac{V_{in}}{2 \cdot (2V_B - V_{in})} T_s \quad (2)$$

\$(i_{LB1} + i_{LB2})\$의 피크치 전류는 \$I_{pk}\$와 같다. \$(i_{LB1} + i_{LB2})\$의 최소 전류는 다음과 같다.

$$I_{min} = \frac{1}{2} \cdot \frac{V_{in}}{L_b} \cdot \tau = \frac{T_s}{4L_b} \cdot \frac{V_{in}}{2V_B - V_{in}} \cdot V_{in} \quad (3)$$

dc-link 전류 i_{in} 은 ($i_{LB1}+i_{LB2}$)의 절반과 같고 입력 필터와 정류기에 의해 순간 선전류는 한 주기 스위칭을 넘어 평균 dc-link 전류와 같다.

$$\begin{aligned} |i_G| &= i_{in,ave} = \frac{1}{2}(i_{LB1} + i_{LB2})_{ave} = \frac{1}{4}[I_{pk} + I_{min}] \\ &= \frac{T_s V_B}{8L_b} \cdot \frac{1}{1 - \frac{V_{in}}{2V_B}} \cdot \frac{V_{in}}{2V_B} \\ &= K \cdot \frac{1}{1 - \alpha \cdot \sin \omega_1 t} \cdot \alpha \cdot \sin \omega_1 t \end{aligned} \quad (4)$$

여기서

$$\text{선전압 } v_g = V_b \sin \omega_1 t, K \equiv \frac{T_s V_B}{8L_b}, \text{ and } \alpha \equiv \frac{V_b}{2V_B}.$$

식 (4)에서 선전류는 $1/(1 - \alpha \cdot \sin \omega_1 t)$ 의 비선형항에 의해 일정한 왜곡이 포함될 것이다. 선전류(rms)는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} I_{rms} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi i_g^2 d\theta} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^\pi \left[\frac{Ka \cdot \sin \theta}{1 - \alpha \cdot \sin \theta} \right]^2 d\theta} \\ &= Ka \cdot \frac{\sqrt{Z}}{\sqrt{\pi}} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서

$$Z = \frac{2}{\alpha \cdot (1 - \alpha^2)} + \frac{\pi}{\alpha^2} + \frac{2\alpha^2 - 1}{\alpha^2(1 - \alpha^2)} \cdot \frac{2}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \left[\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left(\frac{-\alpha}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \right) \right]$$

실효치 입력전력은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} P_{in} &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi v_g \cdot i_g d\theta \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_b \sin \theta \cdot \frac{Ka \cdot \sin \theta}{1 - \alpha \cdot \sin \theta} d\theta \\ &= V_b Ka \frac{y}{\pi} \end{aligned} \quad (6)$$

여기서

$$y = -\frac{2}{\alpha} - \frac{\pi}{\alpha^2} + \frac{2}{\alpha^2 \sqrt{1 - \alpha^2}} \left[\frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left(\frac{-\alpha}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \right) \right]$$

역률은 입력전력에 대한 실효치 전력의 비로 정의된다. 식은 다음과 같다.

$$PF = \frac{P_{in}}{V_{g,rms} \cdot I_{rms}} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{\pi}} \cdot \frac{y}{\sqrt{Z}} \quad (7)$$

만약 변위를 단위로 가정하면 THD는 다음과 같다.

$$THD = \frac{1}{PF} \cdot \sqrt{1 - PF^2} = \frac{\sqrt{\pi}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{Z}}{y} \sqrt{1 - \frac{2y^2}{\pi Z}} \quad (8)$$

그림 7과 그림 8은 α 함수로 역률과 THD 곡선을 나타내고 있다.

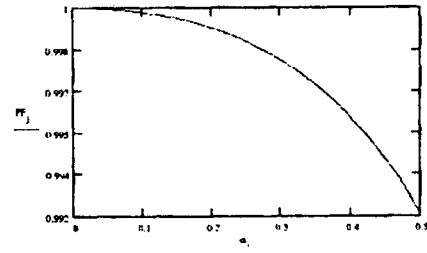


그림 7 역률
Fig. 7 Power factor

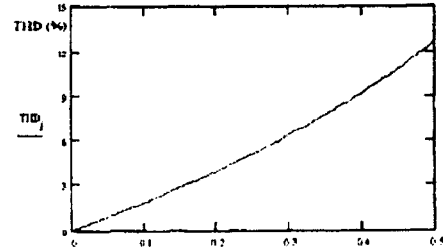


그림 8 전체 고조파율
Fig. 8 Total harmonic distortion

2.2.2 회로 파라미터

제안된 회로의 주요회로 파라미터는 부스터 인덕턴스 L_B , 공진 인덕턴스 L_r , 공진 커패시턴스 C_r 이 있다.

입력과 출력의 전력이 균형을 이루어야 하므로

$$P_0 = \eta \cdot P_{in} \quad (9)$$

여기서 P_0 는 출력전력 그리고 η 는 변환효율이다. 부스터 인덕턴스 L_B 는 다음과 같다.

$$L_B = \frac{\eta \cdot y \cdot T_s}{16\pi \cdot P_0} V_b^2 \quad (10)$$

주요 성분의 근사값을 사용하여 직렬공진 병렬부하 회로는 다음과 같다.

$$\diamond \text{ 공진주파수 : } \omega_r = \omega_0 \sqrt{1 - \frac{1}{Q_L^2}}$$

$$\diamond \text{ 특성임피던스 : } Z_0 = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

$$\diamond \text{ 양호도 : } Q_L = \frac{R_{in}}{Z_0}$$

램프의 출력전압(rms)는 다음과 같다.

$$V_{in} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_B}{\pi} \cdot \frac{1}{\sqrt{[1 - (\frac{\omega_s}{\omega_0})^2]^2 + [\frac{1}{Q_L} \cdot (\frac{\omega_s}{\omega_0})]^2}} \quad (11)$$

램프의 전류(rms)는 다음과 같다.

$$I_{lb} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_B}{\pi} \cdot \frac{1}{Z_0 \cdot \sqrt{Q_L^2 \cdot [1 - (\frac{\omega_s}{\omega_0})^2]^2 + (\frac{\omega_s}{\omega_0})^2}} \quad (12)$$

단지 인버터단이 고려된 스위치 전류의 피크값은 다음과 같다.

$$I_{Spk} = \frac{2V_B}{\pi} \cdot \frac{\sqrt{1 + (Q_L \cdot \frac{\omega_s}{\omega_0})^2}}{Z_0 \cdot \sqrt{Q_L^2 \cdot [1 - (\frac{\omega_s}{\omega_0})^2]^2 + (\frac{\omega_s}{\omega_0})^2}} \quad (13)$$

공진탱크는 램프가 커질 때의 높은 스타팅 전압을 공급하고 커진 이후에 램프 동작을 안정시키기 위해 전류를 제한한다. 식 (11)로부터 출력전압은 형광램프가 턴온되기 전에 매우 높은 양호도 때문에 충분히 커야한다. 안정된 상태에서 공진 탱크는 식 (12)와 똑같은 램프전류를 제공한다. 램프 전압은 식 (11)과 같이 나타내고 동작 주파수는 ω_0 보다 약간 크게 선택하고 $\omega_s = k_s \cdot \omega_0$ 이며, Q_L 과 특성 임피던스 Z_0 는 다음과 같다.

$$Q_L = \frac{k_s}{\sqrt{(\frac{\sqrt{2} \cdot V_B}{\pi V_{la}})^2 - (1 - k_s^2)^2}} \quad (14)$$

$$Z_0 = \frac{R_{la}}{Q_L} \quad (15)$$

공진 인덕턴스와 커패시턴스는 다음과 같다.

$$L_r = \frac{Z_0 \cdot k_s}{\omega_s} \quad (16)$$

$$C_r = \frac{k_s}{Z_0 \cdot \omega_s} \quad (17)$$

bus 전압 V_B , 스위칭 주파수 ω_s , 램프전력과 k_s , 공진파라미터는 식(14,17)으로부터 계산할 수 있다.

2.3 시뮬레이션과 실험결과 고찰

제안된 일정한 dc-link전압을 가진 Single-Stage PFC 전자식 안정기의 시뮬레이션은 입력전압 200[V]rms과 85[W]의 램프 전력하에서 Pspice를 사용하였다. 시뮬레이션 파형은 그림 9과 같고 선전류는 약간의 비선형 왜곡을 가지지만 거의 정현파였다. 스위칭 파형은 약간의 전압 스파이크를 제외하면 그림 6과 거의 일치하였다. 위와 같은 해석에 바탕으로 실험회로를 제작하였다. 직렬 두 개의 램프의 전압은 230[V]rms이고 램프의 레지스턴스

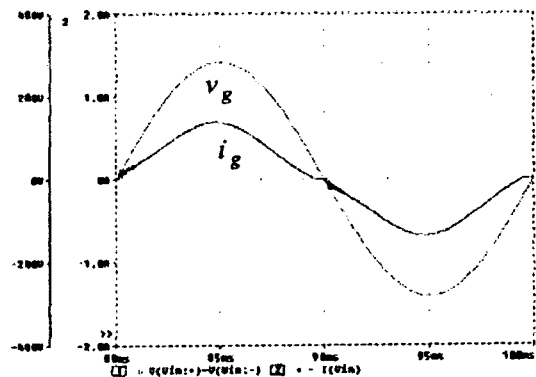
는 620[Ω]이다. 만약 스위칭 주파수가 52[kHz]로 선택되면 $V_B=1.1[V]$, $V_P=311[V]$, $k_s=1.05$, $\eta=85[\%]$ 이며 부스터 인덕터 L_{B1} , L_{B2} , 공진인덕터 L_r , 공진 커패시터 C_r 은 식(10), (14~17)에 의해 다음과 같이 계산된다.

$$L_{B1} = L_{B2} = 757[\mu H], L_r = 1.14[\mu H], C_r = 9.2[nF]$$

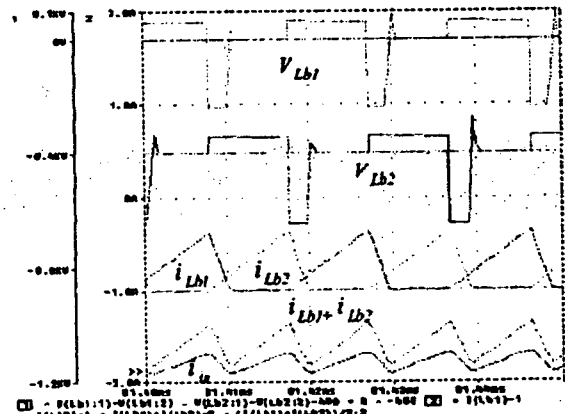
입력필터와 전압분할기의 파라미터는 다음과 같다.

$$L_f = 1[mH], C_f = 0.47[\mu H], C_{d1} = C_{d2} = 0.33[\mu H]$$

그림 10은 역률 0.994와 THD 9.2[%]에서 측정된 선전류 파형이다. 각각의 측정된 고조파 성분은 IEC 1000-3-2 Class C에서 요구된 것과 비교하여 그림 11에 나타내었다. 정류된 선전압과 부스터 인덕터 전류파형은 그림 12a에 나타내었다. 부스터 인덕터 전류의 외피로 선전압이 흐른다. 측정된 부스터 인덕터 전류의 스위칭 파형은 그림 12b에 나타내었다.



(a)



(b)

그림 9 (a) 전압과 전류의 시뮬레이션 파형
(b) 스위칭 시뮬레이션 파형

Fig. 9 (a) Simulated line voltage and waveform
(b) Simulated switching waveform

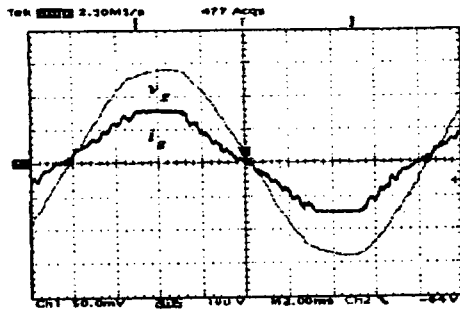
3. 결론

본 논문은 일정한 dc-link전압을 가진 Single-Stage PFC 전자식 안정기를 제안하였다. 회로는 약간의 가정하에서 interleaved PFC회로와 DC/AC 회로로 분리하여 구성하였다. interleaved PFC회로의 동작원리를 해석하였고 설계진행 경과를 확정하였다. 85[W]급 원형은 해석을 입증하는데 사용하였다. 실험결과는 전압분할기와 interleaving 기술을 사용하여 제안된 회로의 특징이 낮은 선전류 왜곡과 낮은 선전류 리플임을 입증하였다. 회로의 또 다른 특징은 낮은 램프 전류 crest factor를 가지며 최소한의 비용을 가지는 간단한 구조이다.

이 논문은 2001년도 원광대학교의 교비지원에 의하여 수행됨

참 고 문 헌

- [1] E.E.Hammer, and T. K. McGowan, "Characteristics of Various F40 Fluorescent Systems at 60Hz and High Frequency," IEEE trans. Ind. Appl, vol. 21, no. 1, pp. 11~16, Jan/Feb. 1985.
- [2] C. H. Chan, and M. H. Pong, "A Fast Response Full Bridge Power Factor Corrector," in IEEE Power Electronics Specialists Conf., 1998, pp. 1436-1442.
- [3] E. Deng and S. Cuk, "Single stage, high power factor lamp ballast." in IEEE Applied Power Electronics Conf., 1994, pp. 441~449.
- [4] T.-F. Wu, M.-c. Chiang, and Y.-C. Liu, "Single-stage Dimming Electronic Ballast with Unity Power Factor." in IEEE Industry Applications Soc. Annu. Meeting. 1996, pp. 2141~2148.
- [5] J. M. Alonso, A. J. Calleja, E. Lopez, J. Ribas, F. J. Ferrero, and M. Rico, "Analysis and Experimental Results of a Single-Stage High-Power-factor Electronic Ballast Based on Flyback Converter," in IEEE Applied Power Electronics Conf., 1998, pp.1142~1148.
- [6] M. A. CO, D. S. L. Simonetti, and J. L. Vieira, "High-Power-Factor Electronic Ballast Operation in Critical Conduction Mode." IEEE Trans. Power Electron., vol. 13, no. 1, pp. 93~101, Jan. 1998
- [7] M. K. Kazimierczuk, and W. Szaranice, "Electronic Ballast for Fluorescent Lamps," IEEE Trans. Power Electron., vol. 8, no. 4, pp. 386~395, Oct. 1993.



$t: 2ms/div$ $v_g: 100V/div$ $i_g: 0.5A/div$

그림 10 실험에 의한 전압과 전류 파형
Fig. 10 Empirical line voltage and current waveforms

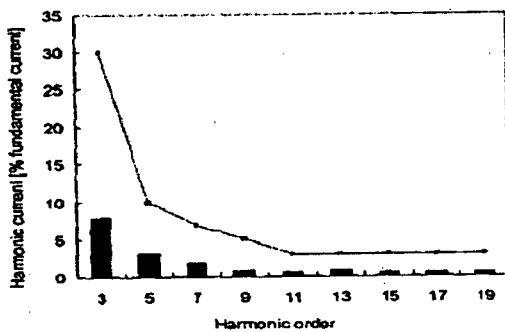
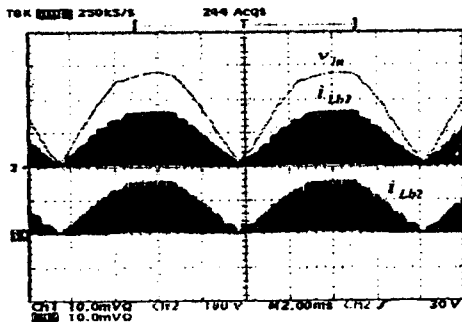


그림 11 측정된 선전류 고조파
Fig. 11 Measured line current harmonics



(a) $t: 2ms/div$ $v_{in}: 100V/div$ $i: 1A/div$

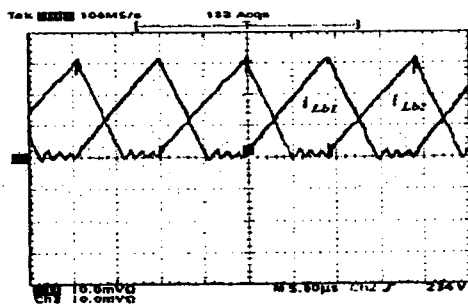


그림 12 (a) 측정된 부스터 인덕터 전류
(b) 측정된 스위칭 파형
Fig. 12 (a) Measured boost inductor current
(b) Measured switching waveform