

# 불연속전도모드를 갖는 브리지리스 PFC의 제어

## Control of a Bridgeless PFC with the Discontinuous Conduction Mode

나재두\* · 이용근†  
(Jae-Du La · Yong-Geun Lee)

**Abstract** - Generally, power factor correction (PFC) techniques play an important role in the power supply technology. Many new circuit topologies and control strategies for PFC have been proposed. Among them, the bridgeless PFC (BPFC) reduces the number of switching devices and the losses and improves the power density as well. Moreover, by implementing the improved topology in the discontinuous conduction mode (DCM) it ensures almost unity power factor in a simple and effective manner. In the DCM operation gives additional advantages such as zero-current turn-on in the power switches, zero-current turn-off in the output diode and reduces the complexity of the control circuitry. In this paper, a new control strategy for the BPFC is proposed. Also, the performance of the proposed system is demonstrated through experiments.

**Key Words** : Discontinuous conduction mode (DCM), Power factor correction (PFC), Bridgeless PFC (BPFC)

### 1. 서론

최근의 전력수요의 증가, 일반공공장소, 방송국, 호텔 병원 일반빌딩 등의 전력시스템에서 전력품질의 관심이 증가하고 있는 추세에 PFC(power factor correction)가 관심의 초점이 되고 있다. 그 중에서 브리지리스 PFC (BPFC, bridgeless PFC)는 전력변환기에서 기존의 정류기 브리지를 제거하면 설계자들은 스위칭 손실을 저감함으로써 더 높은 효율을 달성할 수 있다[1].

더욱이 BPFC는 스위칭 소자의 수를 감소할 수 있어 손실을 저감할 수 있다. 그러므로 전력밀도(power density)의 향상을 도모할 수 있다[2]. 또한 PFC 회로를 불연속 전도 모드(discontinuous conduction mode, DCM)로 제어할 경우 스위치 소자에서 영전류 턴온(zero-current turn-on)과 다이오드에서 영전류 턴오프(zero-current turn-off)가 되어 제어 회로의 복잡성을 단순화 할 수 있으며, 따라서 단순하고 실질적인 방법으로 거의 단위역률에 가깝게 할 수 있다[3].

일반적으로 기존의 부스트 PFC를 채택할 경우의 전력변환시스템은 다이오드 브리지, PFC용 부스트와 사용자의 역률 및 고조파에 대한 요구사항을 만족하기 위하여 절연형 DC/DC 컨버터의 전력변환시스템이 사용된다. 또한 사용자의 요구조건이나 적용조건에 따라 비절연 DC/DC 컨버터가 추가될 수도 있다. 즉, 적어도 3~4 단계의 전력변환이 이루어진다.

그림 1의 제안하는 브리지리스 PFC의 경우 브리지 정류기와 PFC용 부스트가 결합된 형태로 기존의 PFC에 준하는 역률을 유지하면서 전력의 변환 단계를 기존보다 1단계가 줄면서 스위칭 소자의 개수도 줄어 전력변환효율 향상에도 기여할 수 있다. 또한 역률의 개선 및 THD가 감소되어 전력품질의 향상을 가져올 수 있다.

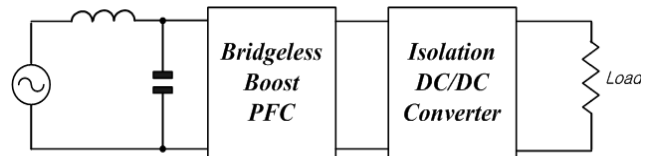


그림 1 브리지리스 PFC를 갖는 전력변환시스템  
Fig. 1 A power conversion system with the BPFC

### 2. 제안하는 브리지리스 PFC

그림 2는 제안하는 브리지리스 PFC 회로로 다이오드 정류기를 제거한 BPFC(bridgeless PFC)를 나타낸다. 2개의 다이오드, 2개의 전력스위치, 1개의 인덕터와 1개의 출력커패시터로 구성된다. 교류입력전압에서 양의 반주기 동안 Q1

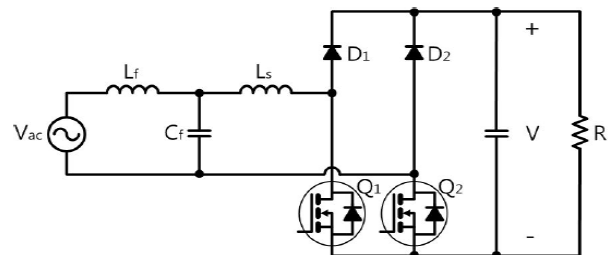


그림 2 브리지리스 부스트 PFC 회로  
Fig. 2 Basic bridgeless boost PFC circuit

† Corresponding Author : Dept. of Electrical Information, Inha Technical College, Korea

E-mail : leeyong@inhatc.ac.kr

\* Dept. of Electrical Information, Inha Technical College, Korea

접수일자 : 2014년 10월 21일

수정일자 : 2014년 11월 23일

최종완료 : 2014년 11월 24일

의 스위칭에 의해 동작하고, 음의 반주기 동안은 Q2의 스위칭에 의하여 동작한다. 각각의 스위칭 동작에 의해 입력전류를 정형파로 만들고 출력커패시터에서 승압된 직류출력전압이 만들어 진다.

브리지리스 부스트 PFC는 기존의 부스트 PFC와 마찬가지로 스위치가 온인 경우 인덕터에 입력전압이 인가되고 스위치가 오프되어 있는 경우 입력전압과 출력전압의 차가 인가된다. 여기에 인덕터의 전압-시간 평형조건을 적용시키면 출력전압이 항상 입력전압보다 크게 나타나는 특성을 알 수 있다. 또한 스위치의 전압 및 전류 스트레스 역시 출력전압과 입력전류로 동일하게 된다. 스위치의 소스가 전력단의 접지와 같으므로 게이트-소스 전압을 구동하기가 쉬운 점도 기존의 부스트 PFC와 동일하다. 그러나 기존의 PFC의 경우 주 전류 경로상에 스위치 동작에 관계없이 항상 3개의 전력스위치가 도통을 하지만, 브릿지리스 PFC는 주 전류 경로상의 스위치 동작에 관계없이 항상 2개의 전력스위치만 도통을 한다[4-6]. 따라서 브리지리스 PFC는 기존의 PFC와 달리 항상 전류경로상에서 존재하는 전력스위치가 적기때문에 PFC회로의 전도손실을 감소할 수 있다. 따라서 효율적인 면에서 유리하다.

### 2.1 회로의 동작모드 및 파형

그림 3은 제안하는 브리지리스 PFC의 동작모드이다. 모드 1과 모드2는 양의 반주기 동안의 동작모드이고 모드 3과 모드 4는 음의 반주기 동안의 동작모드이다.

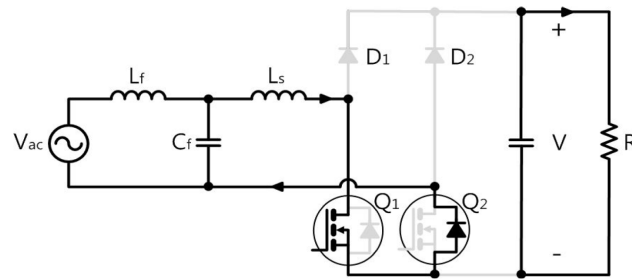
제안하는 브리지리스 PFC 회로의 제어하는 방식으로 불연속 전도 모드 방식을 채택하였다. 불연속 전도모드로 할 경우 입력전류나 입력전압을 검출할 필요가 없고 일정한 시비율(duty ratio)로 스위칭을 하면 입력전류의 피크치가 입력전압을 추종하게 되어 입력전류의 평균값이 그대로 정형파가 되어 제어가 쉽게 된다. 그러나 전류의 리플이 크고 필터링을 하더라도 전류파형의 왜곡이 생겨서 완전한 정형파가 되지 못하는 단점이 있다. 그러나, 불연속 모드로 사용되는 인덕터는 연속전도모드나 경계전도모드에서 사용된 인덕터의 값보다 작기 때문에 인덕터의 크기를 줄일 수 있다. 그림 4는 DCM모드에서의 브리지리스 부스트 PFC 회로 파형을 나타낸다.

### 2.2 불연속 경계모드에서의 파형왜곡

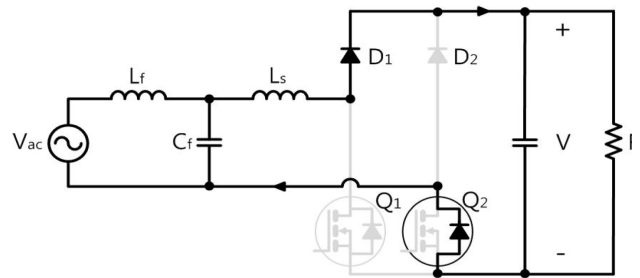
그림 5는 DCM에서의 인덕터 전류파형과 그림 6은 그림 5의 첫 번째 구간의 전류의 파형을 확대한 것이다. 입력전압을  $V_{ac} = V_m \sin(\omega t)$ 로 나타내고 인덕터 전압 수식  $v_L = L \frac{di}{dt}$ 에 의해 입력전류의 피크치를 구할 수 있다.

$$I_{ac}^{pk} = \frac{V_{ac} T_{on}}{L_s} = \frac{T_{on} V_m}{L_s} \sin(\omega t) \quad (1)$$

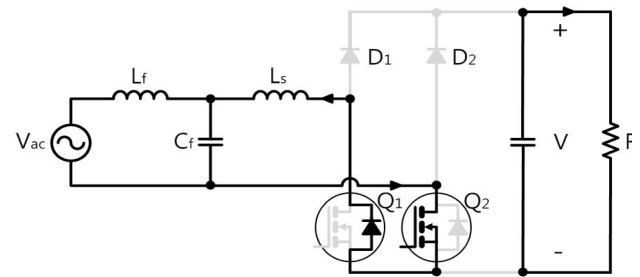
식 (1)은 입력 전류의 피크치가 입력전압을 추종하여 정형파가 됨으로 역률을 개선한다는 의미로 볼 수 있다. 입력전류의 평균치는 스위치가 온일 때와 인덕터 전류의 평균치



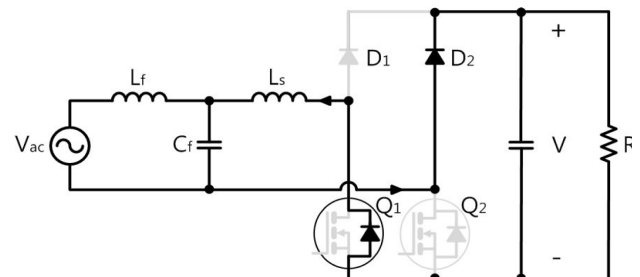
(a) mode 1



(b) mode 2



(c) mode 3

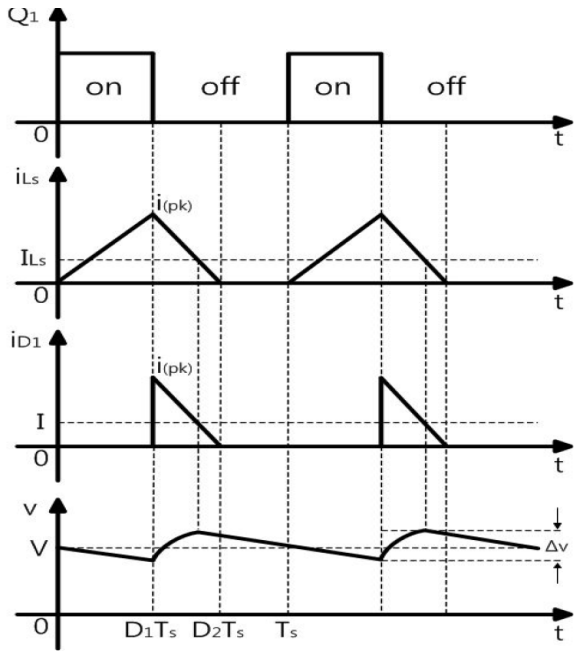


(d) mode 4

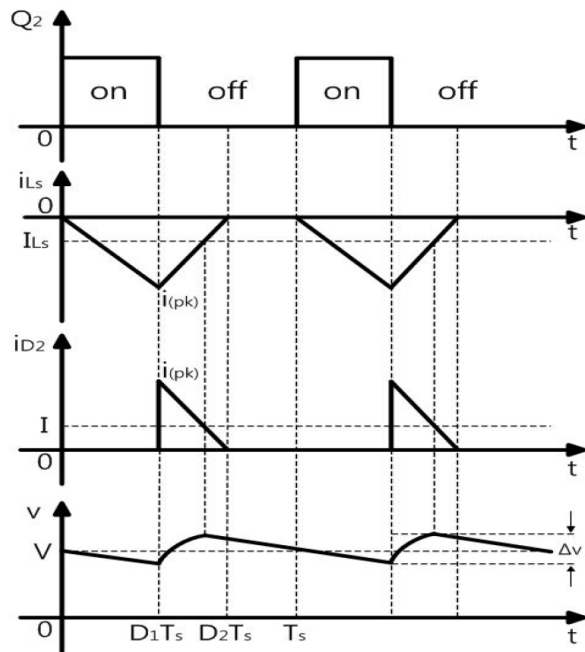
그림 3 BPFC 회로의 동작 모드  
Fig. 3 The operation mode of BPFC

와 스위치가 오프일 때 인덕터 전류의 평균치의 합으로 나타낼 수 있다.

$$I_{ac}^{ave} = I_{on}^{ave} + I_d^{ave} = \frac{I_{ac}^{pk}}{2} \cdot \frac{T_{on}}{T_s} + \frac{I_{ac}^{pk}}{2} \cdot \frac{T_d}{T_s} \quad (2)$$



(a) 양의 반주기 동안의 파형



(b) 음의 반주기 동안의 파형

그림 4 DCM 브릿지리스 PFC 회로의 파형  
Fig. 4 The waveforms of BPFC

입력전류(인덕터 전류)의 방전시간  $T_d$ 가  $(T_s - T_{on})$ 이 된다고 가정하고 식 (2)에 대입하여 정리하면

$$I_{ac}^{ave} = \frac{I_{ac}^{pk}}{2} = \frac{T_{on} V_m}{2L_s} \sin(\omega t) \quad (3)$$

가 되어 입력전류의 평균치가 왜곡이 없는 순수한 사인파가

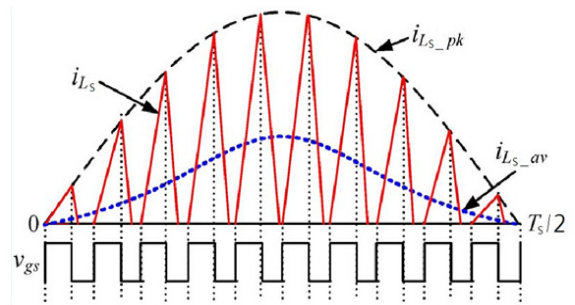


그림 5 DCM에서 인덕터 전류의 파형  
Fig. 5 The waveform of inductor current in the DCM

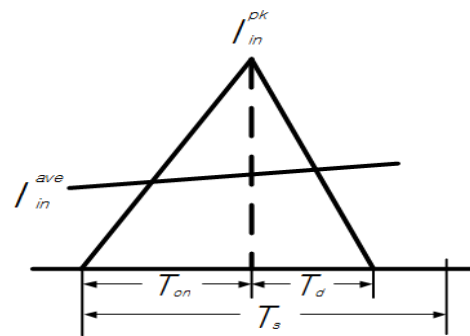


그림 6 DCM에서 인덕터 전류의 확대 파형  
Fig. 6 The enlarged waveform of inductor current in the DCM

된다는 점을 알 수 있지만 브릿지리스 부스트 PFC 회로가 DCM으로 동작하고 있으므로  $T_d < (T_s - T_{on})$ 이 되어 입력전류의 평균치에 왜곡이 발생된다.

식 (1)과 입력전류(인덕터 전류) 그림 6을 통하여  $T_d$ 를 구하면 다음과 같다.

$$T_d = \frac{L_s I_{ac}^{pk}}{(V_o - V_{ac})} \quad (4)$$

식 (4)에 식 (1)을 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$T_d = \frac{L_s I_{ac}^{pk}}{(V_o - V_{ac})} = \frac{V_{ac} T_{on}}{(V_o - V_{ac})} \quad (5)$$

식 (5)을 식 (2)에 대입하고 식 (1)과  $T_{on} = DT_s$ 의 관계를 이용하여 정리하면 입력전류의 평균치를 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} I_{ac}^{ave} &= \frac{V_{ac} DT_s}{2L_s} \cdot \frac{DT_s}{T_s} + \frac{V_{ac} DT_s}{2L_s} \cdot \frac{1}{T_s} \cdot \frac{V_{ac} DT_s}{(V_o - V_{ac})} \quad (6) \\ &= \frac{V_{ac} D^2 T_s}{2L_s} + \frac{V_{ac}^2 DT_s}{2L_s (V_o - V_{ac})} \\ &= \frac{V_{ac} DT_s (V_o - V_{ac}) + V_{ac}^2 DT_s}{2L_s (V_o - V_{ac})} \\ &= \frac{D^2 T_s}{2L_s} \left( \frac{V_{ac} V_o}{V_o - V_{ac}} \right) \\ &= \frac{D^2 T_s V_o}{2L_s} \left( \frac{V_{ac}/V_o}{1 - V_{ac}/V_o} \right) \end{aligned}$$

식 (6)에  $V_{ac} = V_m \sin(\omega t)$ 을 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$I_{ac}^{ave} = \frac{D^2 T_s V_o}{2L_s} \cdot \frac{\frac{V_m \sin(\omega t)}{V_o}}{1 - \frac{V_m \sin(\omega t)}{V_o}} = \frac{D^2 T_s V_o}{2L_s} \cdot \frac{\alpha \sin(\omega t)}{1 - \alpha \sin(\omega t)}$$

$$= \frac{V_m D^2}{2L_s f_s} \cdot \frac{\sin(\omega t)}{1 - \alpha \sin(\omega t)}$$

(7)

여기서  $\alpha = \frac{V_m}{V_o}$ ,  $0 < \alpha < 1$ 이다.

식 (7)로부터 입력전류의 평균치에 왜곡이 발생한다는 점을 알 수 있으며, 충전시간  $T_{on}$  구간에서는 인덕터 전류의 평균치는 사인파 모양이다. 하지만, 방전시간  $T_d$  구간에서 인덕터 전압은  $(V_{PFC} - V_{ac})$ 가 되고  $V_{ac}$ 는 교류전압이기 때문에 인덕터 전류의 평균치가 비사인파 모양이 된다. 이로 인해 스위칭 사이클 동안 인덕터 전류의 전체 평균치는 비정현파 모양을 띠고 왜곡된 파형이 된다[3].

식 (7)로부터 왜곡의 정도를 나타내는 정수  $\alpha$ 는 0에 가까운 값일수록 입력전류의 평균치가 사인파에 가까워지고, 반대로  $\alpha$ 가 1에 가까운 값일수록 왜곡이 심해진다. 그림 7의 그래프에서 확인할 수 있다. 결국,  $\alpha$ 가 1에 가까운 값일수록 역률이 저하되고 THD가 증가함을 의미한다.

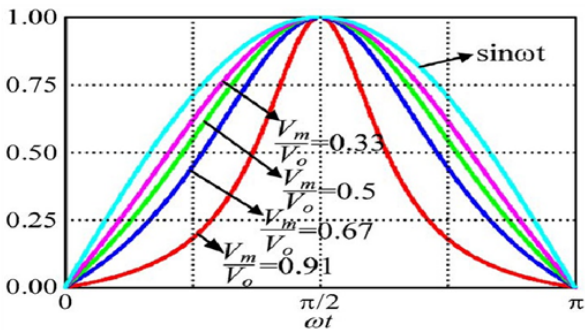


그림 7 DCM에서 입력전류의 파형 왜곡  
Fig. 7 The input current waveform distortion in the DCM

### 2.3 제안된 브리지리스 PFC의 제어

그림 8은 기존의 브리지리스 DCM 제어기를 나타낸다. 기존의 DCM 제어는 스위치가 온되어 있는 동안 인덕터  $L_s$ 에 의해 에너지를 축적하면서 전류가 증가하게 되고 스위치 오프(off)되어 있는 동안은 인덕터  $L_s$ 에 축적된 에너지와 정류된 입력전압  $V_{in}^{ave}$ 가 더해져 부하 측으로 공급되어 승압된 직류전압을 얻게 된다. 부하저항이 크거나 인덕턴스가 작을 경우 인덕터 전류가 0으로 되는 기간이 생기며 DCM으로 동작하게 된다. 또한 제어기는 출력전압을 검출하여 전압 레퍼런스와 비교하여 생긴 오차 전압이 오차 증폭기에 의해 증폭된다. 이 증폭된 전압은 보상기를 거쳐 루프이득

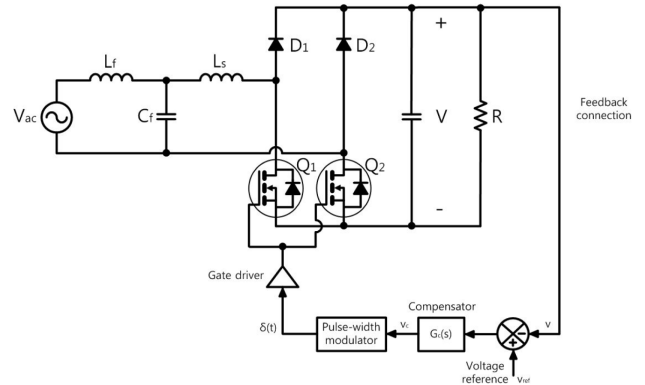


그림 8 기존의 브리지리스 DCM 제어  
Fig. 8 The conventional BPF DCM control

의 충분한 위상여유를 확보하고 비교기에서 보상된 전압을 톱니파와 비교하여 PWM(pulse width modulation)을 생성하여 스위치를 구동하게 된다. 그러나 왜곡의 정도를 나타내는 정수  $\alpha$ 로 인해 입력전압과 출력전압의 차가 크게 나지 않을 경우 입력전류의 왜곡현상을 초래하여 역률을 저하하고 THD를 증가시킨다

그림 9는 입력전류의 왜곡현상을 개선한 DCM 제어를 나타낸다. 기존의 DCM 제어에서 입력전압을 검출하고 정류하여 차동증폭기와 반전증폭기를 통해 출력된 신호와 출력전압을 검출하고 오차증폭기와 보상기를 통해 보상된 신호를 가산하여 PWM을 생성하여 스위치를 구동하게 된다. 고정 주파수로 시비율을 가변시켜 주면서 입력전압과 출력전압의 차가 크게 나지 않을 경우에도 입력전류가 왜곡되지 않고 거의 사인파를 유지하게 되어 역률을 개선하고 THD를 감소시킨다.

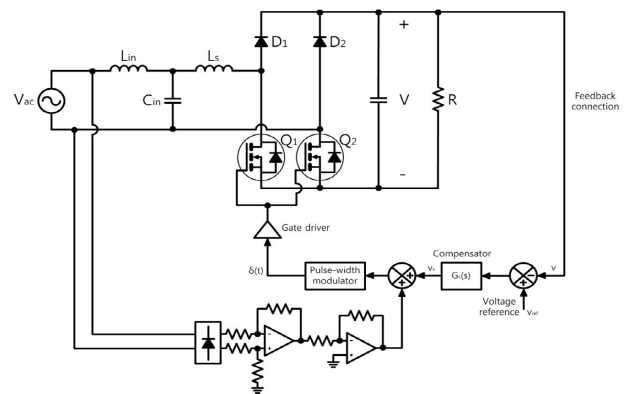


그림 9 제안하는 BPF DCM 제어  
Fig. 9 The proposed BPF DCM control

## 3. 모의실험 및 실험결과

### 3.1 브리지리스 PFC의 모의실험

제안한 회로에서는 입력전압을 AC 220[V]로 두고 브리지리스 부스트 PFC 회로의 출력전압을 DC 400[V]로 설계하

였다. 따라서 식 (7)으로부터 왜곡의 정도를 나타내는 정수  $\alpha$ 가 0.7775로 된다. 그림 10은 기존의 DCM 제어의 입력전압과 입력전류를 나타내고 PF는 95[%], THD는 31[%]가 된다. 그림 11은 제안한 DCM 제어의 입력전압과 입력전류를 나타내고 PF는 99.7[%], THD는 6.4[%]가 되어 제안한 시스템의 타당성 및 실효성을 보여주고 있다.

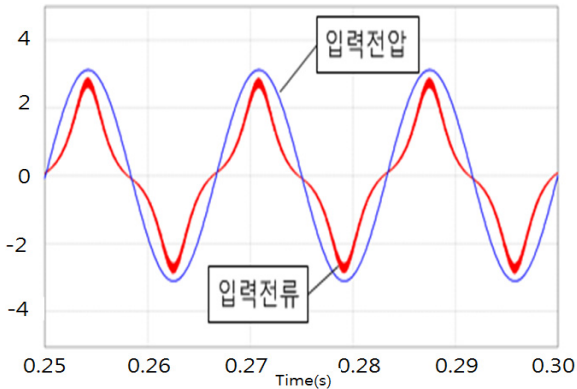


그림 10 기존의 BPF DCM 제어를 적용한 입력전압과 입력전류

Fig. 10 The input voltage and input current of the conventional DCM control

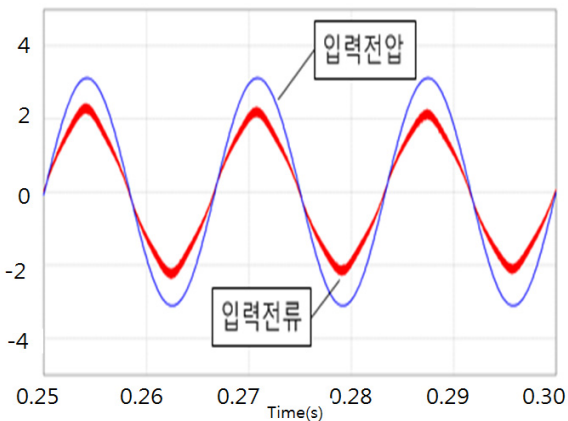


그림 11 제안된 DCM 제어의 입력전압과 입력전류

Fig. 11 The input voltage and current of the proposed DCM control

### 3.2 브리지리스 PFC의 실험

제안한 시스템의 실효성 및 타당성을 실험적으로 입증하기 위하여 300[W]급의 브리지리스 부스트 PFC 회로를 제작하여 실험을 하였다. 표 1은 제안한 시스템의 파라미터를 나타낸다.

그림 12는 입력전압 AC 220[V]일 때 기존의 DCM 제어기로 동작 시 브리지리스 부스트 PFC 회로의 실험 파형이다. 첫 번째 파형은 AC 220[V]의 입력전압을 나타내고 두 번째 파형은 입력전류, 세 번째 파형은 출력전압, 네 번째 파형은 출력전류를 나타낸다. 입력전류가 입력전압의 위상과 동일하지만 왜곡된 현상이 나타남을 확인할 수 있다.

표 1 브리지리스 부스트 PFC 회로의 파라미터

Table 1 The parameter of bridgeless boost PFC circuit

Parameter	Value
입력전압 ( $V_{ac}$ )[V]	220
출력전압 ( $V_{PFC}$ )[V]	400
입력필터 인덕턴스( $L_f$ )[ $\mu$ H]	600
입력필터 커패시턴스 ( $C_f$ )[ $\mu$ F]	680
인덕턴스 ( $L_s$ )[ $\mu$ H]	150
스위칭 주파수[kHz]	40
출력 커패시턴스[ $\mu$ F]	410

그림 13은 입력전압 AC 220[V]일 때 개선된 DCM 제어기로 동작 시 브리지리스 부스트 PFC 회로의 실험 파형이다. 첫 번째 파형은 AC 220[V]의 입력전압을 나타내고 두 번째 파형은 입력전류로 1.663[A]의 실효값을 갖는다. 세 번째 파형은 DC 406[V]의 출력전압을 나타내고 네 번째 파형은 출력전류로 0.8905[A]의 평균값을 나타낸다. 입력전류가 기존의 DCM 제어로 동작할 때보다 개선되었음을 실험 파

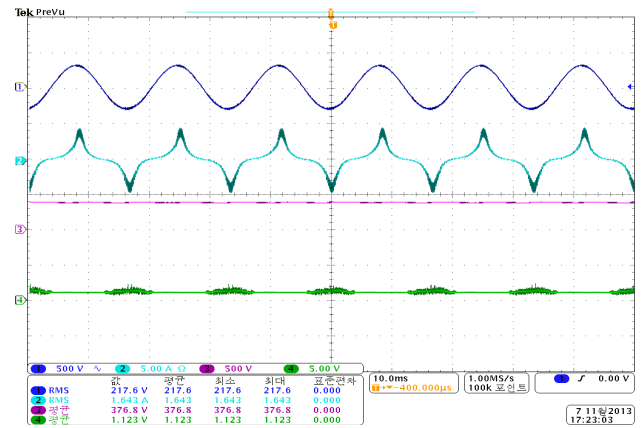


그림 12 기존의 DCM BPF DCM 제어가 적용된 회로파형

Fig. 12 The waveform of DCM BPF DCM with the conventional controller

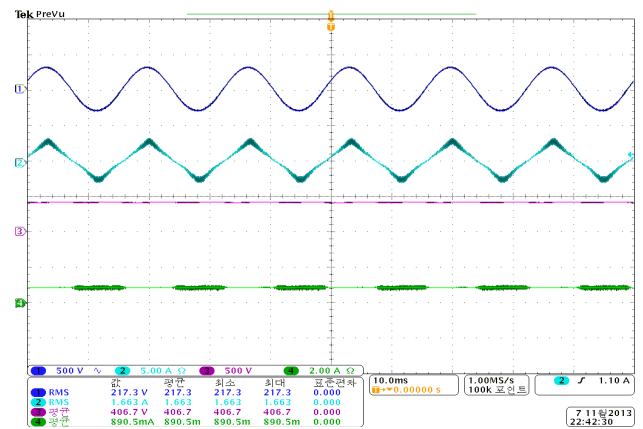


그림 13 제안한 제어기를 적용한 BPF DCM 회로 파형

Fig. 13 The waveform of DCM BPF DCM with the proposed controller

형으로 확인할 수 있다. PF는 98[%], THD는 14[%]가 측정되었다.

그림 14는 입력전압이 AC 220[V] 일 때 입력전류의 고조파를 분석한 그래프를 나타낸다. 제2고조파는 1.017[%], 제3고조파는 14.931[%], 제5고조파는 3.252[%], 제7고조파는 0.375[%], 제9고조파는 0.648[%], 제11고조파는 0.668[%], 제13고조파는 0.337[%]가 측정되었다.

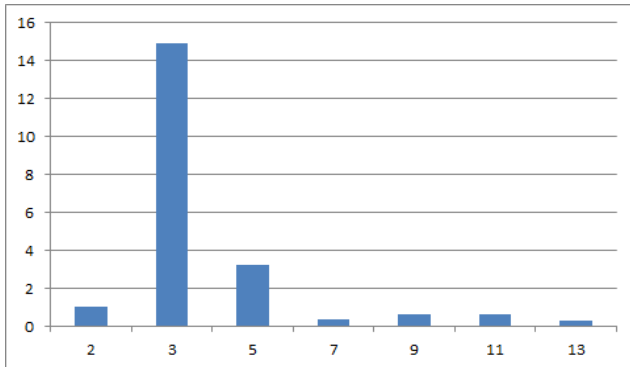


그림 14 입력전류의 고조파 분석 그래프  
Fig. 14 The harmonic spectrum of the input current

#### 4. 결 론

전력산업에서 역률의 문제는 저전력 소비와 고효율과 더불어 점차로 관심이 증가되고 있으며 더불어 최근에 이에 대한 연구가 활발히 진행 중에 있다. 본 논문에서는 브리지리스 부스트 PFC 회로와 간단한 제어기를 제안하였다. 제안된 브리지리스 부스트 PFC로 인하여 전력용 반도체 스위치의 도통 손실을 저감할 수 있으며 따라서 높은 효율을 기대하고 DCM으로 동작 시 초래되는 입력전류의 왜곡현상을 개선할 수 있다. 그러므로 제안된 PFC는 일반적인 전원회로, 충전기용 전원회로 및 LED 조명용 구동회로 등에 적용되어 전력품질향상에 기여할 수 있다.

#### 감사의 글

이 논문은 2013학년도 인하공업전문대학 교내연구비 지원에 의하여 연구되었음

#### References

- [1] M. M. Jovanovic and Y. Janf, "State-of-the-Art, Single-Phase, Active-Power-Correction Techniques for High-Power Application-An Overview," IEEE Trans. on Ind. Electron., Vol. 52, No.3, pp. 701-708, 2005.
- [2] Saravanan. S, Usha Rani and Vargheese, "Bridgless Discontinuous Conduction Mode SEPIC Power Factor Correction Rectifier", Int. Journal of Automation and Power Engineering., pp 61-66, 2012
- [3] Kai Yao, Xinbo Ruan, Xiaojing Mao, and Zhihong

Ye, "Variable-Duty-Cycle Control to Achieve High Input Power Factor for DCM Boost PFC Converter", IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL.58, NO.5, pp. 1858, 2011.5.

- [4] D. S. L. Simonnetti, J. Sebastian, and J. Uceda, "The discontinuous conduction mode Spic and Cuk power factor preregulators:Analysis and design", IEEE Trans. Ind. Electorn., vol. 44, no. 5, pp. 630-537, Oct. 1997.
- [5] M. R. Sahid, A. H. M. Yatim, et al., "A bridgeless Cuk PFC converter", IEEE Applied Power Electronics Colloquium(IAPEC), pp. 81-85, 2011.
- [6] Yungtaek Jang and Milan M. "Bridgeless Buck PFC Rectifier", Appl. Power Electron. Conf. and Exposition(APEC), pp. 23-29, 2010

### 저 자 소 개



#### 나 재 두 (羅 在 斗)

1970년 10월 10일생. 1994년 인천대학교 전기공학과 졸업. 1996년 인하대학교 전기공학 졸업(석사). 2008년 영국 The University of Birmingham EECE 졸업(공학박), 2008.3.- 현재 인하공업전문대학 전기정보과 부교수  
Tel : 032) 870-2195  
Fax : 032) 870-2507  
E-mail : jdna@inhatc.ac.kr



#### 이 용 근 (李 龍 根)

1960년 11월 6일생. 1985년 인하대학교 전기공학과 졸업. 1989년 미국 University of Missouri-Columbia 전기공학 졸업(석사). 1993년 동 대학원 졸업(공학박). 1995. 3 - 현재 인하공업전문대학 전기정보과 정교수.  
Tel : 032)870-2196  
Fax : 032) 870-2507  
E-mail : leeyong@inhatc.ac.kr