

Comparative Analysis of Current Controls for Boost PFC Converter under Light Load

Juil Kim*, Yeong-Jun Choi*

*Student, Dept. of Electrical Engineering, Jeju National University, Jeju, Korea

*Assistant Professor, Dept. of Electrical Engineering, Jeju National University, Jeju, Korea

[Abstract]

In this paper, the inductor current distortion in a boost PFC (Power Factor Correction) converter under light load is mathematically analyzed, and its reasons are defined. In the average current mode control under light load, the inductor current is discontinuous, resulting in an inaccurate inductor current average value being reflected in the current control. In predictive current mode control, the current ripple is relatively large compared to the inductor current, leading to severe current distortion. In addition, the switch is turned off near the peak of the inductor current when model predictive current control is applied. Inductor current distortion must be addressed because it leads to an increase in total harmonic distortion and a decrease in power factor. In this paper, the design procedure to mitigate the light load current distortion in boost PFC converter is selected based on the mathematical analysis. Finally, a comparative analysis of control methods under light load is performed using hardware-in-the-loop simulation.

▶ **Key words:** Boost PFC Converter, Current Control, Current Distortion, Light Load, THD

[요 약]

본 논문은 부스트 PFC (Power Factor Correction) 컨버터의 경부하시, 컨버터의 인덕터 전류 왜곡을 수학적으로 분석하고 원인을 정의한다. 경부하시 평균 전류 모드제어에서 인덕터 전류가 불연속적으로 도통하게 되어 부정확한 인덕터 전류 평균값이 전류 제어에 반영된다. 예측 전류 모드제어에서는 인덕터 전류에 비해 전류 리플이 상대적으로 커져 전류 왜곡이 심해진다. 또한 모델 예측 전류제어의 경우 인덕터 전류의 첨두치 부근에서 스위치가 OFF된다. 인덕터 전류 왜곡은 total harmonic distortion 증가와 역률 감소를 유발하기 때문에 반드시 해결되어야 한다. 본 논문은 수학적 분석을 기반으로 부스트 PFC 컨버터의 경부하시 전류 왜곡을 완화할 수 있는 설계 절차를 선정한다. 마지막으로 hardware-in-the-loop simulation을 사용하여 경부하시 제어 방법들을 비교분석했다.

▶ **주제어:** 부스트 PFC 컨버터, 전류 제어, 전류 왜곡, 경부하, THD

-
- First Author: Juil Kim, Corresponding Author: Yeong-Jun Choi
 - Juil Kim (kji2608@jejunu.ac.kr), Dept. of Electrical Engineering, Jeju National University
 - Yeong-Jun Choi (yeongjun.choi@jejunu.ac.kr), Dept. of Electrical Engineering, Jeju National University
 - Received: 2024. 05. 09, Revised: 2024. 06. 12, Accepted: 2024. 06. 12.

I. Introduction

비선형 부하의 수요가 증가하고 시스템의 전전화가 이루어지고 있다 [1]. 증가할수록, 배전 계통 내에서 전류 고조파 증가하게 되고, 전력 품질을 저하 시키는 주된 원인이다. 전력 품질의 향상을 위해 IEC-61000-3-2와 같은 국제 표준이 제정되어 고조파를 제한하고 있다 [2]. 고조파 규제를 만족하기 위해 AC/DC Pre-Regulators인 PFC (Power Factor Correction) 컨버터들이 사용된다. 최근 고조파 규제 충족과 전력변환 효율을 개선하기 위한 연구들이 수행되었다. 고조파 특성을 개선하기 위해, 왜곡된 전원 상황에서도 전류 성형의 강건성을 보장하는 기법으로 모델 예측 전류 제어 기법이 제안되었다 [4]. 또한, 효율 개선을 위해 일부 구간에서 스위칭을 멈추는 능동형 부분 스위칭 기법 [3]과 상(phase) 수를 증가시켜 인덕터 전류 리플을 상쇄시키는 인터리빙 기법이 제안되었다 [5].

일반적으로, 부스트 PFC 컨버터는 ACMC (Average Current Mode Control)를 사용한다 [6-7]. ACMC의 전류 도통 모드는 CCM (Continuous Conduction Mode) 으로 설계되지만, 영전압 부근에서 DCM (Discontinuous Conduction Mode)으로 전환되는 문제점이 발생한다. 이는 오차가 반영된 Duty 신호를 출력하여, 전류 왜곡이 발생하는 것을 의미한다 [8]. 또한 ACMC는 입력 전압을 직접 검출하여, 지령 전류를 생성한다. 이는 입력 전압의 왜곡이 지령 전류에 영향을 미치는 단점이 존재한다.

이를 극복하기 위해, PCMC (Predictive Current Mode Control)와 MPCC (Model Predictive Current Control)가 제안되었다 [9-10]. PCMC와 MPCC는 단일 역률을 달성하기 위해, 입력 전압과 동상인 지령 전류를 미리 생성하여 다음 주기에 반영한다. 이때 지령 전류는 전력 계통에서 검출한 주파수 기반으로 생성된다. 따라서 지령 전류가 입력 전압의 왜곡에 영향을 받지 않는다. 하지만 경부하시 PCMC는 예측 지령 전류 생성 시, 입력 전압과 Duty의 영향에 의해 전류 왜곡이 심화된다. 또한 MPCC는 경부하시 적용되는 인덕턴스와 스위칭 주파수가 낮아, 인덕터 전류의 침투치 부근에서 스위치가 계속 OFF 되는 문제점이 발생한다. 이로 인해 경부하시 제어가 되지 않는다.

또한, 예측전류 모드 제어기반 전류 제어시, 입력 전압이 0부근에서 인덕터 전류 왜곡이 일어나는 문제점이 발생한다 [11]. 이를 극복하기 위해, 전류 도통 모드를 CCM과 DCM을 동시에 구현하는 연구가 제안되었다 [12].

본 논문에서는 부스트 PFC 컨버터의 경부하시 인덕터 전류 왜곡의 원인을 정의하여 왜곡의 특성을 분석하고 그 경향성을 도출한다. 그 후 전류 왜곡을 완화할 수 있는 설계 절차를 선정하고, HILs (Hardware In the Loop simulation)를 통해 경부하시 전류 제어기법을 비교분석했다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 부스트 PFC 컨버터의 모델링에 대해 설명한다. 3장에서는 제어기들의 경부하시 한계점을 설명 후, 그에 대한 원인을 분석했다. 마지막으로 4장에서는 인덕터 전류 왜곡의 완화 조건을 HILs를 통해 비교 분석하여 유효성을 검증한다.

II. Boost PFC Converter Modeling

1. Boost PFC converter principle

Fig. 1은 부스트 PFC 컨버터 등가회로를 나타낸다. 부스트 PFC 컨버터 등가회로는 교류 입력 전원, 다이오드 브릿지 그리고 부스트 컨버터로 구성된다. 여기서 L 은 인덕터, D 는 다이오드, C 는 커패시터, R 은 저항, v_{ac} 는 입력 교류 전압, V_{in} 은 정류된 입력 전압, i_L 는 인덕터 전류, i_C 는 커패시터 전류, i_o 는 출력 전류, V_o 는 출력 전압이다.

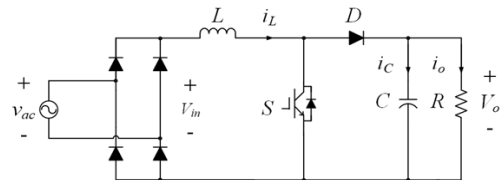


Fig. 1. Boost PFC converter circuit.

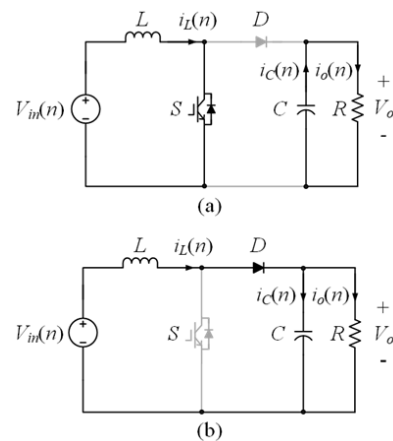


Fig. 2. Subcircuit: (a) switch ON, (b) switch OFF

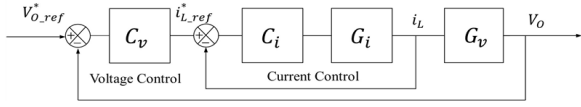


Fig. 3. Boost PFC converter control diagram

Fig. 2는 부스트 컨버터의 스위칭 상태에 따른 등가회로이다. Fig. 2(a)는 PFC 컨버터의 스위치 ON시 서브 회로, Fig. 2(b)는 PFC 컨버터의 스위치 OFF시 서브 회로이다. 이때의 인덕터 전압은 식(1)과 (2)로 표현된다.

$$L \frac{di_L(n)}{dt} = V_{in}(n) \quad (1)$$

$$L \frac{di_L(n)}{dt} = V_{in}(n) - V_o \quad (2)$$

2. Boost PFC converter controller design

2.1 Average current mode control

부스트 PFC 컨버터의 제어기는 Fig. 3에 나타냈듯이 내부 루프에 해당 하는 전류 제어기 C_i 와 플랜트 G_i , 외부 루프에 해당하는 전압 제어기 C_v 와 플랜트 G_v 로 이루어진 이중 루프로 구성된다. 식(3)과 (4)는 스위치 ON시 인덕터 전류 i_L 과 커패시터 전압 v_C 이다.

$$\frac{di_L(n)}{dt} = \frac{V_{in}(n)}{L} \quad (3)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = \frac{-V_o}{R} \quad (4)$$

식(5), (6)은 스위치 OFF 시 i_L 과 v_C 이다.

$$\frac{di_L(n)}{dt} = \frac{V_{in}(n) - V_o}{L} \quad (5)$$

$$\frac{dv_C}{dt} = i_L - \frac{V_o}{R} \quad (6)$$

식(5), (6)을 평균화를 하면 식(7), (8)이다. 여기서 d' 는 $1-d$ 이고, $\langle \rangle_{T_s}$ 는 한 주기인 T_s 동안의 평균이다.

$$\frac{d \langle i_L(n) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{V_{in}(n)}{L} - d' \frac{\langle V_o \rangle_{T_s}}{L} \quad (7)$$

$$\frac{d \langle v_C(n) \rangle_{T_s}}{dt} = -\frac{\langle V_o \rangle_{T_s}}{L} + d' \langle i_L(n) \rangle_{T_s} \quad (8)$$

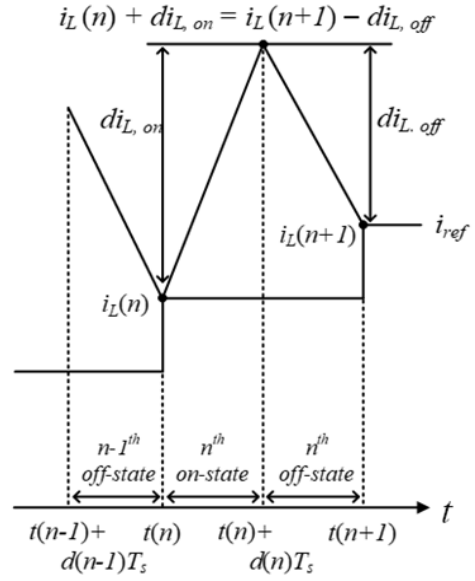


Fig. 4. Principle of predictive current mode control

식(7), (8)에 각 요소들의 섭동성분을 대입하여 정리하면 G_v 의 전달함수는 식(9)와 같다. 또한 식(7)에서 식(9)와 같은 방식으로 전류 제어기 플랜트의 전달함수를 식(10)와 같이 유도한다 [6]. 여기서 $\hat{V}_o(s)$, $\hat{i}_L(s)$ 그리고 $\hat{d}(s)$ 는 각각 출력 전압, 인덕터 전류 그리고 Duty의 섭동성분이다.

$$\frac{\hat{V}_o(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{(1-d(n))V_o + (LI_L)s}{(CV_o)s + 2(1-d(n))I_L} \quad (9)$$

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{(CV_o)s + 2(1-d(n))I_L}{(LC)s^2 + \frac{L}{R}s + (1-d(n))^2} \quad (10)$$

2.2 Predictive current mode control

Fig. 4는 PCMC의 원리를 나타낸다. $i_L(n)$ 는 n 번째 주기의 인덕터 전류, $i_L(n+1)$ 은 $n+1$ 번째 인덕터 전류, $di_{L,on}(n)$ 는 스위치 ON시 인덕터 전류 리플, $di_{L,off}(n)$ 는 스위치 OFF시 인덕터 전류 리플, $d(n)$ 는 Duty, f_{sw} 는 스위칭 주파수이다. PCMC는 식(11)과 같이 현재 주기의 상태로 다음주기의 전류를 예측하는 제어기법이다. 식(12)는 스위치 ON 상태, n 번째 인덕터 전류 리플을 나타낸다. 식(13)은 스위치 OFF 상태, n 번째 인덕터 전류 리플이다. 식(12)와 (13)에서 $1/f_{sw}$ 는 샘플링 타임과 같다. 식(14)는 n 번째 주기의 Duty를 나타낸다. 여기서 입력 전압과 출력 전압은 T_s 동안 일정하다고 가정한다.

$$i_L(n+1) = i_L(n) + di_{on}(n) + di_{off}(n) \quad (11)$$

$$di_{L,on}(n) = \frac{V_{in}(n)d(n)}{Lf_{sw}} \quad (12)$$

$$di_{L,off}(n) = \frac{(V_{in}(n) - V_o)(1-d(n))}{Lf_{sw}} \quad (13)$$

$$d(n) = 1 - \frac{V_{in}(n)}{V_o} \quad (14)$$

2.3 Model predictive current control

MPCC는 PCMC기반으로 스위치 ON/OFF시 인덕터 지령 전류와 인덕터 전류의 오차를 비용함수로 정의한다. ON시 비용함수와 OFF시 비용함수를 비교하여 전류오차가 최소가 되도록 스위칭 상태가 결정된다. 모델 예측 전류제어의 n+1번째 인덕터 전류를 구하기 위해서, 식(3)과 (5)에 나타난 스위치 ON/OFF시 전압방정식을 포워드 오일러 방정식에 적용하면 식(15)와 (16)과 같다.

$$i_{L,on}(n+1) = i_L(n) + \frac{V_{in}(n)}{Lf_{sw}} \quad (15)$$

$$i_{L,off}(n+1) = i_L(n) + \frac{V_{in}(n) - V_o(n)}{Lf_{sw}} \quad (16)$$

식(17)에서 g_{on} 은 ON시 비용함수이고, 식(18)에서 g_{off} 은 OFF시 비용함수이다.

$$g_{on} = |i_{ref}(n+1) - i_{L,on}(n+1)| \quad (17)$$

$$g_{off} = |i_{ref}(n+1) - i_{L,off}(n+1)| \quad (18)$$

최종적으로 g_{on} 과 g_{off} 를 비교하여 식(19)와 같이 스위칭 상태가 결정된다.

$$S = \begin{cases} ON, & g_{on} \leq g_{off} \\ OFF, & g_{on} > g_{off} \end{cases} \quad (19)$$

III. Analysis and Solution for Current Distortion under Light Load

1. Current distortion of average current mode control

일반적으로 ACMC는 전류 도통 모드를 CCM으로 설계한다. 하지만 경부하시 입력 전류가 낮은 구간에서 인덕터 전류가 DCM으로 동작하여 전류 왜곡이 발생한다.

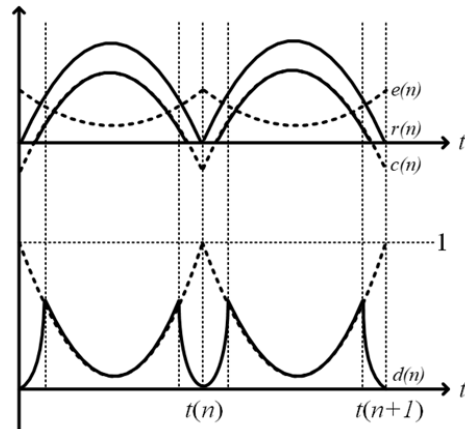


Fig. 5. Duty Error waveform

이는 입력 전류의 비선형 특성으로 단일 역률을 보장하지 못하는 것을 의미한다. 또한 인덕터 전류가 DCM 동작하여, 평균 전류 값을 정확하게 계산하기 어렵다. 그 결과 인덕터 전류가 스위칭 주기가 끝나기 전에 0으로 된다. 즉, 스위칭 ON시 중간 지점에서 샘플링을 하지 못하여, 정확한 인덕터 전류의 평균을 구할 수 없다 [13-14].

또한, ACMC에서 $d(n)$ 은 Fig. 5에 보이듯이, $r(n)$ 이 0으로 되는 지점에서 오차가 발생한다. 이는 식(20)에서 알 수 있듯이, 센싱 신호 $r(n)$ 과 지령 신호 $c(n)$ 의 오차 $e(n)$ 이 발생한다. 그 결과 오차가 반영된 $d(n)$ 이 출력되는 문제가 발생한다 [8].

$$e(n) = r(n) - c(n) \quad (20)$$

2. Current distortion of predictive current mode control

PCMC 적용 시, 식(12)와 (13)에서 확인할 수 있듯이 인덕터 전류 리플은 $V_{in}(n)$, $d(n)$, L 그리고 f_{sw} 로 표현된다. $V_{in}(n)$ 과 $d(n)$ 은 변경할 수 없기 때문에 고정 요소로 정의하고, L 과 f_{sw} 은 가변 요소로 정의한다.

$V_{in}(n)$ 은 시간에 따른 주기성을 고려하면 식(20)처럼 표현된다. 여기서 V_m 은 입력 전압의 최대치이다. 식(14)에 식(21)을 대입하면 식(22)으로 표현된다. $d(t)$ 은 $V_{in}(t)$ 과 V_o 의 관계임을 고려하면 $di_{L,on/off}$ 는 입력 전압에 지배적으로 영향을 받는다. 따라서 $d(t)$ 을 $V_{in}(t)$ 의 대한 식으로 정리하면 식(23)과 (24)가 된다.

$$di_{L,off}(t) = -|V_m \sin \omega t| \left(1 - \frac{|V_m \sin \omega t|}{V_o}\right) \frac{1}{L f_{sw}} \quad (24)$$

$V_{in}(t)$ 이 인덕터 전류 왜곡에 끼치는 영향을 분석하기 위해, 고정요소 $V_{in}(t)$ 와 $d(t)$ 의 곱인 $M(t)$ 를 식(25)과 같이 정의한다.

$$M(t) = V_m \sin \omega t \left(1 - \frac{V_m \sin \omega t}{V_o}\right) \quad (25)$$

Fig. 6(a)는 스위치 ON시 $V_{in}(t)$ 와 $d(t)$ 를 나타내고 Fig. 6(b)는 $M(t)$ 이다. Fig. 7(a)는 스위치 OFF시 $V_{in}(t)$ 와 $d(t)$ 를 나타내고 Fig. 7(b)는 $M(t)$ 이다.

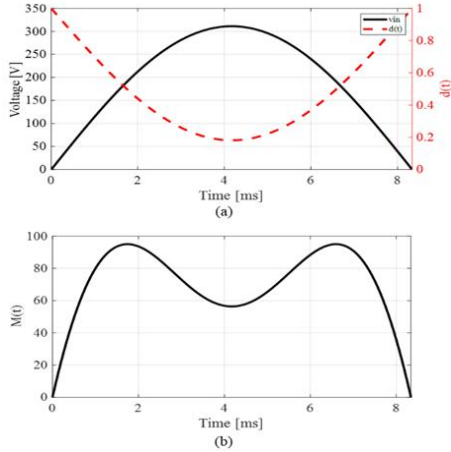


Fig. 6. Current distortion cause: ON state
(a) $V_{in}(t)$, $d(t)$, (b) $M(t)$

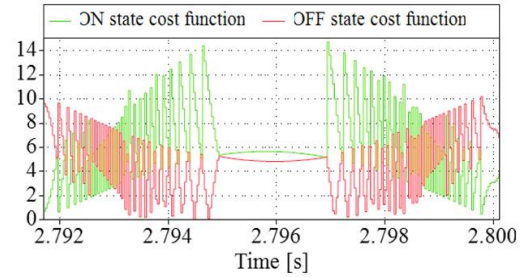


Fig. 8. Waveform of cost function error

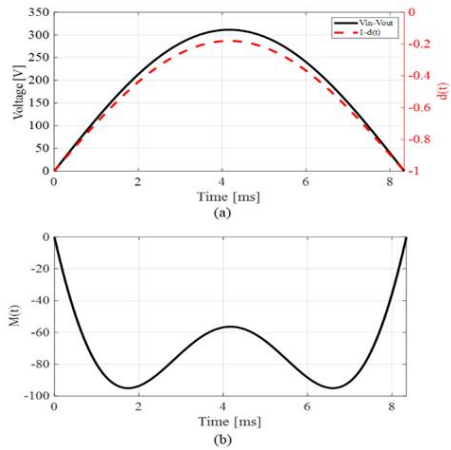


Fig. 7. Current distortion cause: switch OFF
(a) $V_{in}(t)$, $d(t)$, (b) $M(t)$

$$V_{in}(t) = |V_m \sin \omega t| \quad (21)$$

$$d(t) = 1 - \frac{|V_m \sin \omega t|}{V_o} \quad (22)$$

$$di_{L,on}(t) = |V_m \sin \omega t| \left(1 - \frac{|V_m \sin \omega t|}{V_o}\right) \frac{1}{L f_{sw}} \quad (23)$$

3. Current distortion of model predictive current control

부스트 PFC 컨버터에 MPCC를 적용하는 경우, 경부하시 L 과 f_{sw} 이 작으면 인덕터 전류가 원활히 제어되지 않는 문제점이 발생한다. Fig. 8은 경부하시 MPCC의 한 주기 비용 함수이다. 경부하시 L 과 f_{sw} 를 다른 전류제어와 같은 값으로 하면, MPCC의 인덕터 전류가 원활히 제어되지 않는다. 그 결과 Fig. 8과 같이 인덕터 전류의 첨두치 부근에서 OFF 시 비용함수가 ON시 비용함수보다 작은 상태로 유지된다. 따라서 인덕터 전류가 첨두치부근에서 0으로 유지 되어 제어되지 않는 문제점이 존재한다. 추가적으로 식(26)에서 α 는 스위치 ON/OFF시 인덕터 전류 리플 비율이다. 지령 전류가 일정한 경우 α 를 식(27)으로 표현한다 [5].

$$|di_{L,on}(n)| = \alpha |di_{L,off}(n)| \quad (26)$$

$$\alpha = \frac{V_{in}(n)}{V_{in}(n) - V_o} \quad (27)$$

MPCC는 α 에 따라 스위칭 주파수가 가변한다. 첨두치를 제외한 구간 ($0 < \alpha < 1$)의 경우, 스위칭 주파수는 유지되고, 첨두치 구간 ($1 \leq \alpha$)의 경우 스위칭 주파수는 감

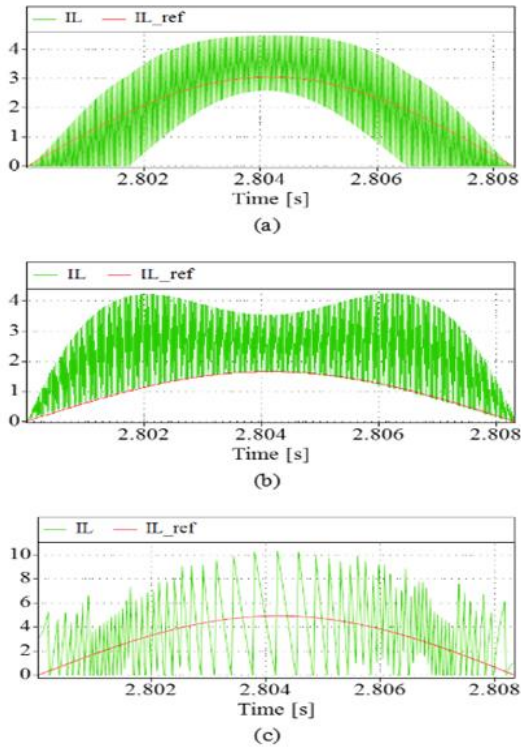


Fig. 9. Case 1 simulation result: (a) average current mode control (b) predictive current mode control (c) model predictive current control

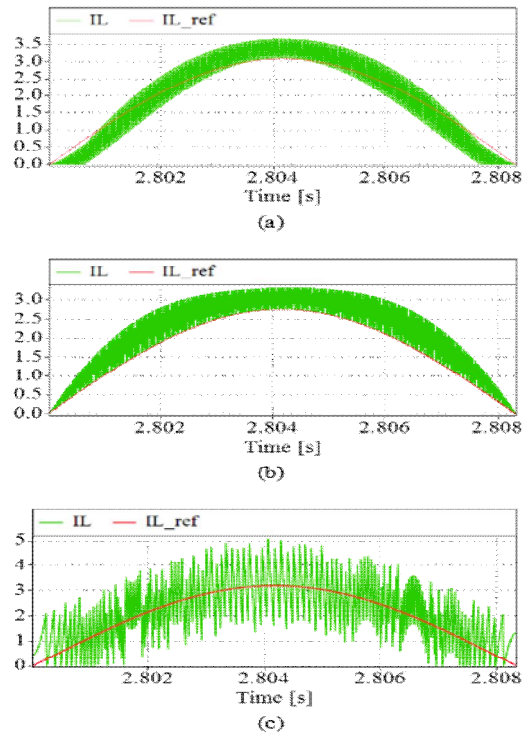


Fig. 10. Case 2 simulation result: (a) average current mode control (b) predictive current mode control (c) model predictive current control

소했다. MPCC의 특성으로 첨두치 부근에서 다른 전류제어보다 스위칭 주파수가 낮아, 인덕터 전류 리플이 커지는 단점이 존재한다.

4. Improve inductor current distortion

PCMC와 MPCC는 L 과 f_{sw} 작은 경우, 인덕터 전류 왜곡이 발생하거나 제어가 원활히 되지 않는 문제를 앞서 정의했다. f_{sw} 는 MCU(Micro Controller Unit)의 연산 처리 시간으로 인하여 증가시키는데 한계가 있다. 따라서 L 의 선정 방안으로 제시하겠다. 인덕터는 전류 리플 $I\%$ 을 고려하여, 인덕터 첨두치 대비 인덕터 리플을 통해 산정한다. 식(28)은 인덕터 산정 식이다 [15].

기존의 인덕터 산정 방안은 입력 전압 실효치 v_{in_rms} 을 통해서 계산한다.

$$L = \frac{v_{in_rms} v_{in}}{2 I\% P_{out} f_{sw} \eta} \left(1 - \frac{\sqrt{2} v_{in_rms}}{V_{out}} \right) \quad (28)$$

기존의 v_{in_rms} 를 대신하여, 입력 전압 $V_m \sin \omega t$ 으로 대입하여, 인덕터 산정 방안을 제안한다. 식(29)는 $V_m \sin \omega t$ 이 적용된 인덕터 산정 방안 식이다.

$$L = \frac{v_{in} V_m \sin \omega t}{2 \sqrt{2} I\% P_{out} f_{sw}} \left(1 - \frac{V_m \sin \omega t}{V_{out}} \right) \quad (29)$$

제안한 인덕터 산정 방안을 적용 시 인덕터 전류 왜곡 특성의 원인 $M(t)$ 성분이 포함된다. 이는 인덕터 전류 왜곡 성분이 고려된, 인덕터 산정 방안은 경부하지 인덕터 왜곡을 완화할 수 있다.

IV. Simulation Result

인덕터 전류 왜곡을 완화하기 위해 앞서 수행한 분석에 기반하여 부스트 PFC 컨버터의 설계 절차를 선정한다. 그 후 HILs를 사용하여 경부하지 전류제어 방법들에 따른 전류 왜곡을 비교분석했다. Table 1은 부스트 PFC 컨버터의 파라미터이고, Table 2는 설계 절차 별 시뮬레이션의 케이스이다.

Fig. 9는 case 1의 시뮬레이션 결과이고, Fig. 10은 case 2의 시뮬레이션 결과이고, Fig. 11은 case 3의 시뮬레이션 결과이다.

Table 1. Parameters of boost PFC converter

Symbol	Quantity	Value
P	Rated Power	500 W
V_{in}	Input Voltage	220 V_{rms}
V_{out}	Output Voltage	380 V_{dc}
C	Output Capacitance	380 μF
L	Inductance	Depend on simulation case
f_{sw}	Switching Frequency	

Table 2. Simulation case

	Inductance	Switching Frequency
Case 1	1mH	30kHz
Case 2	2mH	50kHz
Case 3	3mH	100kHz

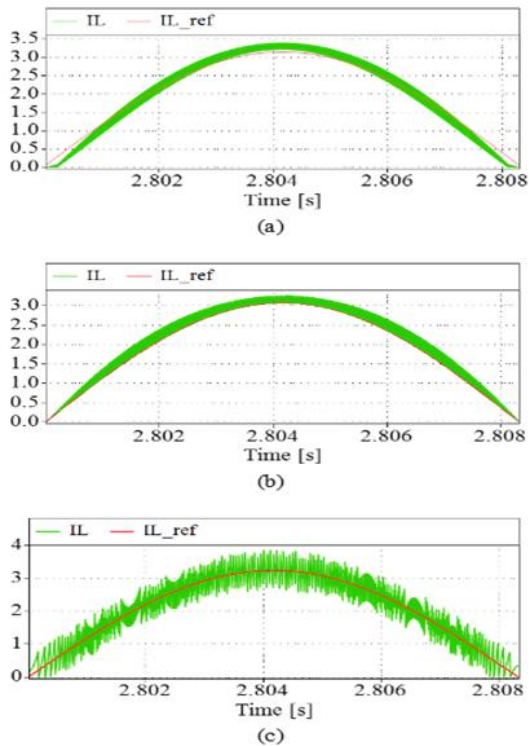


Fig. 11. Case 3 simulation result: (a) average current mode control (b) predictive current mode control (c) model predictive current control

Table 3은 ACMC의 인덕터 전류와 인덕터 전류 리플을 case 별 결과이고, Table 4는 PCMC의 인덕터 전류 왜곡의 심화 구간, 첨두치 구간, 그리고 인덕터 전류의 최대치를 case별 결과이다. Table 5는 MPCC의 인덕터 전류와 인덕터 전류 리플을 측정된 결과이다.

case1 경우에서 ACMC는 PCMC, MPCC의 제어 보다 인덕터 전류 리플이 작고, THD 또한 가장 낮게 측정되었다. 그러나 case2와 case3에서는 PCMC제어에서 가장 작

은 인덕터 전류와 인덕터 전류 리플을 측정되었고, THD면에서도 가장 우수한 성능을 나타냈다. MPCC제어의 경우 경부하시 제어가 되지 않는 경우가 발생하며, 인덕터 전류 리플과 THD가 높은 수치로 측정되어 성능이 떨어지는 결과를 보였다.

Table 3. Simulation results of ACMC

	Inductor Current	Inductor Current Ripple
Fig. 9	4.48A	3.14A
Fig. 10	3.68A	0.97A
Fig. 11	3.40A	0.35A

Table 4. Simulation results of PCMC

	Distortion/Peak Current Ripple	Peak Current
Fig. 9	3.01A/1.88A	4.23A
Fig. 10	0.89A/0.57A	3.32A
Fig. 11	0.66A/0.19A	3.26A

Table 5. Simulation results of MPCC

	Inductor Current	Inductor Current Ripple
Fig. 9	6.91A	6.91A
Fig. 10	5.03A	3.54A
Fig. 11	3.86A	1.16A

Fig. 12는 case 1부터 3까지의 THD의 결과이다. case 별 시뮬레이션 결과를 종합해보면, L 과 f_{sw} 가 증가할수록 인덕터 전류의 왜곡이 감소하고, THD가 감소했다. 또한, 모델예측전류제어가 가장 경부하시 왜곡에 취약하였으며, 예측전류모드제어가 가장 강인하다.

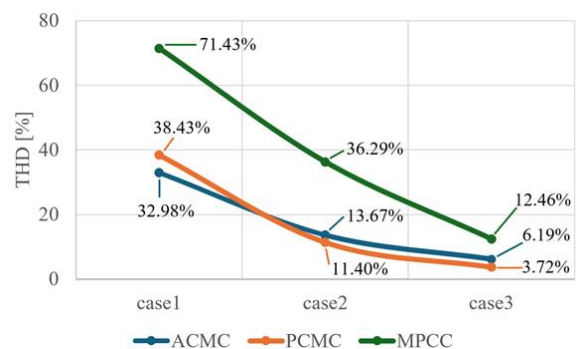


Fig. 12. THD comparison of 500W

V. Conclusions

본 논문에서는 부스트 PFC 컨버터의 경부하 시 인덕터 전류 왜곡 문제의 원인을 정의하고 수학적으로 분석한다.

또한 인덕터 전류 왜곡을 최소화하기 위한 컨버터 설계 절차 선정 후 전류제어 방법들을 HILs를 통해 비교분석했다. ACMC에서 전류 리플은 약 1.08A 만큼 감소했다. PCMC에서는 전류 왜곡 심화지점의 최대 전류 리플이 약 2.35A, 1.69A 만큼 감소했다. 모델 예측 전류제어의 경우 최대 전류 리플이 약 5.75A 만큼 감소했다. 마지막으로 ACMC의 THD는 26.79% 만큼 감소하고, PCMC의 THD는 34.71% 만큼 감소하고, MPCC의 THD는 58.97%만큼 감소하였다. 부스트 PFC 컨버터의 전류제어 방법들을 비교분석한 결과, PCMC를 적용한 경우 경부하시 전류 리플과 THD가 모두 가장 낮게 측정됐다.

본 논문에서 경부하시 PCMC제어기법이 가장 우수한 결과로 나타났다. 그러나 경부하의 THD가 다른 부하 보다 낮은 특징이 있다. 따라서 향후 연구에는 인덕터와 스위칭 주파수를 이용한 왜곡 완화 방법 이외에도, 경부하시 왜곡을 완화할 수 있는 제어기법이나 토폴로지 연구가 필요하다.

ACKNOWLEDGEMENT

This research was supported by the 2024 scientific promotion program funded by Jeju National University

REFERENCES

- [1] M. Lee and J. -S. Lai, "Fixed-Frequency Hybrid Conduction Mode Control for Three-Level Boost PFC Converter," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 7, pp. 8334-8346, July 2021, DOI: 10.1109/TPEL.2020.3042157.
- [2] AN 1273 Compliance Testing Standards IEC 1000-3-2 (EN 61000-3-2) and IEC 1000-3-3 (EN 61000-3-3), 2000.
- [3] Y. -J. Choi, T. -J. Kim and R. -Y. Kim, "An Active Partial Switching Method in Tertiary Loop for a High-Efficiency Predictive Current-Mode Control PFC Converter," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, no. 10, pp. 7818-7828, Oct. 2018, DOI: 10.1109/TIE.2018.2807379.
- [4] H. -G. Koh, H. -J. Ko and Y. -J. Choi, "A MPCC-Based Variable Sampling Time Interleaving Method for a Two-Phase Totem-Pole Bridgeless Boost PFC Converter," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 104295-104304, 2023, DOI: 10.1109.
- [5] H. -J. Ko, H. -G. Koh and Y. -J. Choi, "A Model Predictive Current Control Method for Achieving a High Efficiency and High Robustness Boost PFC Converter Operation," in *IEEE Access*, vol. 11, pp. 142754-142763, 2023, DOI: 10.1109/ACCESS.2023.3343124.
- [6] K. Mahmud and L. Tao, "Power factor correction by PFC boost topology using average current control method," 2013 IEEE Global High Tech Congress on Electronics, Shenzhen, China, 2013, pp. 16-20, DOI: 10.1109/GHTCE.2013.6767232.
- [7] Jian Sun, D. M. Mitchell, M. F. Greuel, P. T. Krein and R. M. Bass, "Averaged modeling of PWM converters operating in discontinuous conduction mode," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 16, no. 4, pp. 482-492, July 2001, DOI: 10.1109/63.931052.
- [8] W. M. Pastorello Filho and A. J. Perin, "A new approach of boost current control applied in power factor correction," APEC '99. Fourteenth Annual Applied Power Electronics Conference and Exposition. 1999 Conference Proceedings (Cat. No.99CH36285), Dallas, TX, USA, 1999, pp. 1136-1142 vol.2, DOI: 10.1109/APEC.1999.750511.
- [9] Wanfeng Zhang, Guang Feng, Yan-Fei Liu and Bin Wu, "A new predictive control strategy for power factor correction," Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03., Miami Beach, FL, USA, 2003, pp. 403-409 vol.1, DOI: 10.1109/APEC.2003.1179245.
- [10] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann and J. Rodriguez, "Model Predictive Control—A Simple and Powerful Method to Control Power Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1826-1838, June 2009, DOI: 10.1109/TIE.2008.2008349.
- [11] Jian Sun, "On the zero-crossing distortion in single-phase PFC converters," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 19, no. 3, pp. 685-692, May 2004, DOI: 10.1109/TPEL.2004.826491.
- [12] Y. Zhang, J. Liu and C. Zhang, "A simple switched capacitor compensator to minimize zero-crossing distortion in single-phase PFC converters," 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, Jeju, Korea (South), 2011, pp. 749-755, DOI: 10.1109/ICPE.2011.5944666.
- [13] S. F. Lim and A. M. Khambadkone, "A Simple Digital DCM Control Scheme for Boost PFC Operating in Both CCM and DCM," in *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 47, no. 4, pp. 1802-1812, July-Aug. 2011, DOI: 10.1109/TIA.2011.2153815.
- [14] K. De Gussemé, D. M. Van de Sype, A. P. M. Van den Bossche and J. A. Melkebeek, "Input-Current Distortion of CCM Boost PFC Converters Operated in DCM," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, no. 2, pp. 858-865, April 2007, DOI: 10.1109/TIE.2007.892252.
- [15] J. Turchi, D. Dalal, P. Wang, and L. Jenck, *Power Factor Correction(PFC) Handbook*, On Semiconductor, April, 2014.

Authors



Juil Kim received the B.S Degree in 2022 from Jeju National University, Jeju, Korea. I am Currently working toward M.S. degree at the Department of Electrical Engineering, Jeju National University.

His research interests include modeling and control of power conversion circuits including power factor correction converter.



Yeong-Jun Choi received the B.S. and Ph.D. degrees in Electrical Engineering from Hanyang University, Seoul, Korea, in 2013 and 2019, respectively. From 2018 to 2020, he was a senior researcher with Korea.

Electric Power Corporation Research Institute. Since 2020, he has been with Jeju National University, where he is currently an Assistant Professor with Department of Electrical Engineering. His research interests include modeling and control of power conversion circuit including power converter system for renewable energies, battery energy storage systems, resonant converter and power factor correction converter.