



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

석사학위논문

모델예측 전류제어 기반
고효율 부스트 PFC 컨버터

고 현 준

제주대학교 대학원

에너지응용시스템학부 전기공학전공

2024년 2월

모델예측 전류제어 기반 고효율 부스트 PFC 컨버터

이 논문을 공학 석사학위 논문으로 제출함

고 현 준

제주대학교 대학원

에너지응용시스템학부 전기공학전공

지도교수 최 영 준

고현준의 공학 석사학위 논문을 인준함

2023년 12월

심사위원장 김 호 찬

위 원 진 영 규

위 원 최 영 준



High Efficiency Boost PFC Converter based on Model Predictive Current Control

HyeonJoon Ko

Faculty of Applied Energy System
Electrical Engineering Major
The Graduate School
Jeju National University

Abstract

Nowadays, electric vehicles (EVs) are gaining attention as an alternative to internal combustion engine vehicles that use traditional fossil fuels, driven by environmental regulations and the move towards decarbonization. Simultaneously, demand for EV charging devices is growing as a key component of the electric vehicle market. Especially for charging purposes, the onboard charger is equipped with an AC/DC converter, and the power factor correction (PFC) converters are used as AC/DC pre-regulators. The main purpose of a PFC converter is to reduce the input current harmonics and achieve a high power factor and high efficiency. Accordingly, research on current shaping and switching loss improvement is being actively conducted for the original purpose of PFC converters. However, the control method of the conventional boost PFC converter adopts a fixed switching frequency, so it is limited in improving the switching loss. In addition, distorted current occurs under distorted voltage, which degrades converter performance.

Therefore, this paper proposes a boost PFC converter based on model predictive current control to achieve both improved efficiency and robustness against voltage distortion. The control method of the conventional boost PFC converter adopts a fixed switching frequency, so it is limited in improving the switching loss. The proposed

method operates with a variable switching frequency because it predicts the inductor current based on a cost function and then controls it. When this method is applied, the switching frequency is reduced near the peak voltage where the current is the highest, so it is facilitated to improve efficiency. In addition, since it detects the frequency of the input voltage and generates a sine wave internally, it is robust against voltage distortion. The proposed method confirmed the facilitation of efficiency improvement compared to the conventional predictive current mode control. To verify the effectiveness of the proposed method, simulation and HIL (Hardware-In-the-Loop) tests are performed using PLECS RT-box. In addition, experiment is conducted by configuring an experimental setup of a 3.3kW boost PFC converter based on the SiC power module.

목 차

그림 목차	iv
표 목차	vi
I. 서 론	1
1.1 연구 배경	1
1.2 연구 목적	3
II. 단상 부스트 PFC 컨버터	5
2.1 기본 동작 원리	5
2.1.1 회로 해석 및 모델링	6
2.2 기존의 부스트 PFC 컨버터 제어 방법	10
2.2.1 피크전류 모드 제어	10
2.2.2 평균전류 모드 제어	12
2.2.3 예측전류 모드 제어	14
III. 제안하는 단상 부스트 PFC 컨버터 제어기법	17
3.1 모델예측 제어	18
3.2 모델예측 전류제어 기반 고효율 부스트 PFC 컨버터	20
3.3 모델예측 전류제어의 스위칭 주파수 감소 특성	24
IV. 시뮬레이션 및 검증결과	27
4.1 시뮬레이션 결과	27
4.2 검증결과	32
4.2.1 HIL test 결과	32
4.2.2 실험결과	34
4.2.3 결과 고찰	39
V. 결론	42
참고문헌	43

그림 목 차

Fig. 2.1	Single-phase boost PFC converter circuit	5
Fig. 2.2	Equivalent circuit of boost PFC converter: (a) switch on, (b) switch off	6
Fig. 2.3	Inductor voltage of boost PFC converter	8
Fig. 2.4	Overall control diagram of peak current mode control	10
Fig. 2.5	Basic operation principle of peak current mode control	11
Fig. 2.6	Overall control diagram of average current mode control	12
Fig. 2.7	Basic operation principle of average current mode control	13
Fig. 2.8	Basic operation principle of predictive current mode control	14
Fig. 2.9	Overall control diagram of predictive current mode control	16
Fig. 3.1	Finite Control set MPC concept.	18
Fig. 3.2	Overall control diagram of MPCC	23
Fig. 3.3	Internal control block diagram of MPCC	23
Fig. 3.4	Switching operation according to the cost function reflecting the change in inductor current	24
Fig. 4.1	MPCC based boost PFC converter circuit of PLECS	27
Fig. 4.2	Simulation results of PCMC based boost PFC converter: (a) inductor current waveform and (b) switching operation near the peak voltage	29
Fig. 4.3	Simulation results of MPCC based boost PFC converter: (a) inductor current waveform and (b) switching operation near the peak voltage	30
Fig. 4.4	Switching frequency of PCMC and MPCC in the switching frequency detection intervals	31
Fig. 4.5	Test setup of PLECS RT-boxes	32
Fig. 4.6	Waveforms of MPCC PFC: (a) 20% load, (b) 100% load.	33
Fig. 4.7	Waveforms of input current and output voltage under input voltage distortion conditions.	33
Fig. 4.8	Test setup for boost PFC converter experiments	34
Fig. 4.9	Experiment result waveform of MPCC method: (a) 25% load, (b) 100% load	35

Fig. 4.10	Waveforms of input current and output voltage at maximum input voltage ($264 V_{rms}$)	36
Fig. 4.11	Experiment waveform when load changes from 75% to 100%	36
Fig. 4.12	Efficiency comparison result when using MPCC and PCMC at various power levels	37
Fig. 4.13	Power factor comparison result of the input current when using PCMC and MPCC	38
Fig. 4.14	THD comparison result of Input current when using the MPCC and PCMC at various power levels	38
Fig. 4.15	Loss analysis result of PCMC and MPCC (25% laod)	40

표 목 차

Table 4.1 Electrical Parameters of the PFC converter.	28
Table 4.2 Experimental Components of the PFC converter	34

I. 서론

1.1 연구 배경

현재 전 세계 적으로 전기 자동차 보급 확대 및 다양한 전자 기기들의 증가로 인해 전기 에너지의 수요가 급증하고 있다. 이와 동시에 컴퓨터, 스위칭 전원 공급장치, 무정전 전원 공급장치, 전기 자동차 충전기 등과 같은 비선형 부하가 증가하고 있다. 이러한 비선형 부하의 증가로 인해 상당한 전류 고조파 발생한다 [1]. 전류 고조파가 전력계통에 주입되면 전자기기 오작동, 입력전압과 입력전류의 왜곡, 전고조파 왜율(Total Harmonic Distortion: THD)의 증가, 역률 및 효율 저하 등의 문제가 발생한다. 따라서 이러한 전류 고조파를 규제하기 위해 IEC-61000-3-2와 같은 국제 표준이 제정되었다 [2]. 이를 만족하기 위한 AC-DC 프리-레귤레이터로 역률 보정(Power Factor Correction: PFC) 컨버터가 채택되고 있다 [3-8].

PFC 컨버터는 입력전류를 입력전압과 동상에 가깝게 제어를 함으로써 고역률, 고효율, 낮은 THD 및 안정적인 출력을 제공함으로써 산업계에서 널리 사용하고 있다. PFC 컨버터의 토폴로지 중 부스트 PFC 컨버터는 다이오드 브리지 정류 회로와 부스트 컨버터가 결합한 간단한 구조로 가장 대표적인 토폴로지이다 [9-16].

이러한 부스트 PFC 컨버터의 기존제어 방법 중 피크전류 모드 제어, 평균전류 모드 제어, 예측전류 모드 제어가 존재한다.

피크전류 모드 제어는 인덕터 전류가 전류지령에 도달하면 스위칭을 정지시키고 다음 스위칭 주기에서 스위칭을 재개한다. 피크전류 모드 제어 방식은 상대적으로 구현이 간단하며, 필터 설계가 용이하다는 장점이 있다. 하지만 노이즈에 취약하고 듀티가 0.5이상이 되면 전류 발진이 발생해 별도의 기울기 보상 램프가 필요하다는 단점이 있다 [17-19].

평균전류 모드 제어는 부스트 PFC 컨버터의 제어 방법 중 가장 널리 사용된다 [20]. 인덕터 전류의 평균값을 전류지령 값에 추종하게 제어하기

때문에 노이즈에 강인하며 별도의 기울기 보상 램프가 필요하지 않다 [21]. 하지만 입력전압을 직접 검출하여 전류지령을 생성하기 때문에 전압 왜곡에 취약하다는 단점이 있다.

이를 극복하기 위해 입력전압 왜곡에도 강인한 예측전류 모드 제어가 연구되었다 [22-24]. 예측전류 모드 제어는 단일 역률 달성을 위한 모든 듀티비를 예측 알고리즘을 통해 생성한다. 또한, 입력 주파수를 직접 검출하는 방식으로 예측된 정현파를 생성하기 때문에 입력전압 왜곡에도 강인하다. 하지만 앞서 설명한 기존의 전류제어 방식은 모두 고정 스위칭 주파수 방식을 채택한다. 때문에, 스위칭 손실을 개선의 한계가 존재한다.

이러한 문제를 극복하기 위해 스위칭을 정지하여 효율을 개선하는 부분 스위칭 방식이 제안되었다 [25]. 그러나 부분 스위칭 방식은 입력전압 변동 및 부하 변동 등의 외란으로 인해 원하는 스위칭 정지 지점이 변하기 때문에 고조파 기준을 만족시키기 어렵다. 또한, 스위칭을 정지하기 위해서 출력전압이 입력전압의 첨두값 보다 낮아야 한다. 출력전압이 입력전압의 첨두값 보다 크면, 듀티가 양수가 되어 스위칭을 정지시킬 수 없기 때문이다. 따라서 이러한 입력 및 출력전압 관계로 인해 효율 개선에 한계가 있다.

기존 부분 스위칭 방식의 한계점을 극복하기 위해 영전압과 첨두전압 근처에서 스위칭을 멈추는 능동 부분 스위칭 방식이 제안되었다 [26]. 그러나 이 방법도 기존 부분 스위칭 방식과 마찬가지로 출력전압이 입력전압보다 크면 스위칭을 멈출 수 없다.

따라서 부스트 PFC 컨버터의 효율을 개선하기 위해 고정 스위칭 주파수 방식만이 아닌 가변 스위칭 주파수 방식 측면에서도 논의가 필요하다.

1.2 연구 목적

본 논문은 입력전압 왜곡에도 전류제어의 강인함과 스위칭 손실을 감소시키고 효율을 동시에 달성하기 위한 모델예측 전류제어(Model Predictive Current Control; MPCC)기반 부스트 PFC 컨버터를 제안한다.

모델예측 제어(Model Predictive Control; MPC) 기법은 시스템 모델을 선정하여 미래의 출력 변수를 예측하고 이를 최적화하여 얻어진 비용함수를 이용하는 제어기법이다. 시스템 모델은 예측 범위 내에서 플랜트의 다음 동작을 예측하기 위해 사용되며, 비용함수는 프로세서에 적용할 제어 동작을 선택하기 위해 사용된다. 제어 동작은 시스템 비용에 가중치를 주는 비용함수를 최소화하여 계산된다 [27-33]. 또한, MPC는 전류 제어기에 대한 설계 절차가 필요하지 않으며 별도의 펄스폭 변조(Pulse Width Modulation; PWM)가 필요하지 않다.

MPC 기법에서 전류를 제어하는 MPCC 방법은 시스템 모델을 기반으로 비용함수를 정의하여 부스트 PFC 컨버터의 인덕터 전류를 제어한다 [34]. 도출된 시스템 모델을 이용하여 스위치 on/off 시 미래 인덕터 전류값을 예측하고 전류지령 값과 비교한다. 여기서, 전류지령은 감지된 입력전압의 주파수를 기반으로 생성되므로 전압 왜곡에 강인하다. 또한, 다음 스위칭 한 주기의 전환은 스위치 on/off 비용함수 중 오차값을 최소화하는 최적의 비용함수로 결정된다. 따라서 한 주기마다 스위칭 on/off가 되는 고정 스위칭 주파수 방법과 달리 여러 구간에 걸쳐 스위치 on/off가 유지되기 때문에, 가변 스위칭 주파수 동작으로 수행된다. 특히, 입력전압의 침두값 부근에서 상대적으로 긴 기간 동안 스위치 on/off가 유지된다. 따라서 스위칭 주파수가 감소한다.

본 논문에서 제안한 MPCC 방식은 넓은 입출력 전압 범위, 부하 변동, 입력 전압 왜곡 등 다양한 외란 조건에서 우수한 PFC 성능을 보여준다. 특히, MPCC 방식은 스위칭 주파수가 고정된 기존의 제어 방식과 달리 고전류가 흐르는 입력 침두 전압 부근에서 스위칭 주파수가 감소된다. 따라서 별도의 제어 알고리즘 및 회로를 추가하지 않고도 부스트 PFC 컨버터의 전력 변환 효율이 향상된다.

본 방식의 유효성을 검증하기 위해 또 다른 예측제어 방법이자 입력전압 왜곡에 강인한 예측전류 모드 제어와 비교하였다. 본 방식에서 입력전압의 첨두값 부근의 스위칭 주파수가 감소하는 것을 시뮬레이션을 통해 확인하였다. 또한, 실험결과를 바탕으로 제어 성능과 전력 손실을 비교 분석하였다. 실험은 3.3kW 부스트 PFC 컨버터의 Imperix setup을 사용하여 수행하였다.

II. 단상 부스트 PFC 컨버터

2.1 기본 동작 원리

Fig. 2.1은 단상 부스트 PFC 컨버터의 회로를 보여주며 정류기와 부하 커패시터 사이에 부스트 컨버터가 삽입된 구조이다. 여기서 v_s 은 입력전압, i_s 는 입력전류, $|v_s|$ 은 정류기를 거친 입력전압, V_L 은 인덕터에 인가되는 전압, i_L 은 인덕터에 흐르는 전류, L 은 인덕터, S 는 MOS펫 스위치, D 는 부스트 다이오드, C 는 부하 커패시터, i_C 는 커패시터에 흐르는 전류, R 은 부하 저항, i_o 는 출력 전류, V_o 는 출력전압이다.

부스트 PFC 컨버터는 스위치 on 주기 동안 L 에 에너지가 축적되며 전류가 증가하게 되고 반대로, 스위치 off 주기 동안에는 L 에 축적된 에너지가 입력전압과 함께 부하 측으로 공급되며 승압 된 출력 V_o 을 얻게 된다. 이와 동시에 L 에 흐르는 전류는 고속의 스위칭 on/off 동작으로 인해 증감을 빠르게 반복하게 된다. 따라서 인덕터에 흐르는 평균전류 파형은 입력전압과 동일한 정현파의 형태를 가지게 된다. 즉, i_s 를 v_s 와 동일 위상으로 추종하게끔 고속의 스위치 on/off 동작으로 i_L 을 제어하여 고역률을 달성하게 된다. 따라서, 부스트 PFC 컨버터의 제어를 위해 회로 해석 및 모델링 과정이 필요하다.

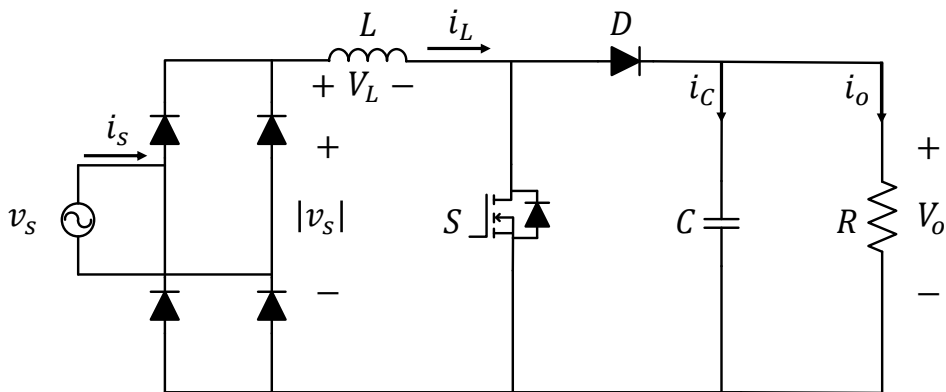


Fig. 2.1 Single-phase boost PFC converter circuit.

2.1.1 회로 해석 및 모델링 과정

부스트 PFC 컨버터 회로의 직관적인 분석의 편의를 위해 다음과 같은 가정을 한다.

- 1) 동작 모드는 연속전도 모드 (CCM)로 동작한다.
- 2) 스위칭 주파수는 입력 주파수보다 훨씬 높다.
- 3) 출력전압은 리플이 없는 DC 성분이다.
- 4) 인덕터, 커패시터 등의 기생저항 성분은 고려하지 않는다.

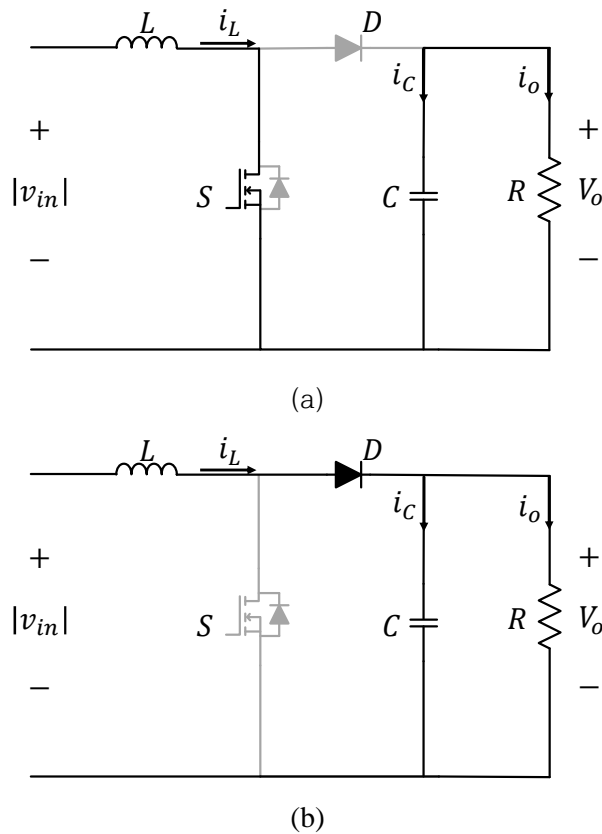


Fig. 2.2 Equivalent circuit of boost PFC converter:

(a) switch on, (b) switch off

Fig. 2.2는 부스트 PFC 컨버터의 (a) 스위치 on 상태 시, (b) 스위치 off 상태 시 등가회로를 보여준다.

스위치 on 상태 시 인덕터에 인가된 전압 V_L 과 커패시터에 흐르는 전류 i_C 는 식 (2.1)과 (2.2)로 나타낼 수 있다.

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} = |v_s| \quad (2.1)$$

$$i_C = C \frac{dV_o}{dt} = -\frac{V_o}{R} \quad (2.2)$$

마찬가지로, 스위치 off 상태 시는 식 (2.3)과 (2.4)와 같다.

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} = |v_s| - V_o \quad (2.3)$$

$$i_C = C \frac{dV_o}{dt} = i_L - \frac{V_o}{R} \quad (2.4)$$

Fig. 2.3에 보여주듯이 한 주기 T_s 에서 스위치 on 시와 off 시의 시비율은 듀티비 d_u 로 나타낸다. 스위치가 on 상태가 되면 $d_u T_s$ 로 나타내고, 스위치 off 상태가 되면 $(1-d_u)T_s$ 로 나타낸다. 여기서, 정상상태에서는 L 에 유입되는 자속과 한 주기 동안 유출되는 자속의 크기가 동일한 voltage-second balance가 성립된다. 따라서 식 (2.5) 와 같이 나타낸다.

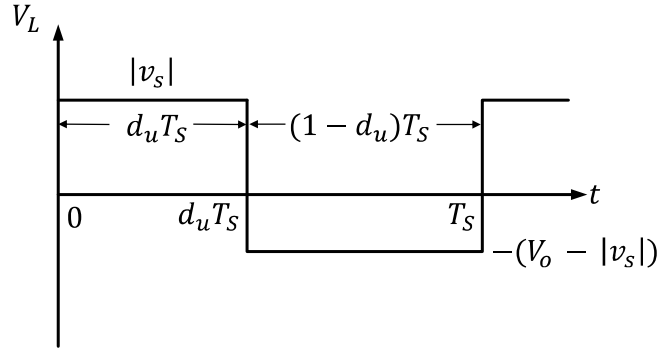


Fig. 2.3 Inductor voltage of boost PFC converter.

$$|v_s| d_u T_s = (V_o - |v_s|)(1 - d_u) T_s \quad (2.5)$$

결과적으로 부스트 PFC 컨버터의 듀티비는 다음과 같이 나타내며 $|v_s|$ 가 주기적으로 변동하기 때문에 듀티비 또한 함께 변동한다.

따라서 듀티비는 식 (2.6)과 같다.

$$d_u = 1 - \frac{|v_s|}{V_o} \quad (2.6)$$

단일 스위칭 기간동안의 평균 방정식은 식 (2.1)~(2.4)에 듀티비 d_u 를 대입하면 다음과 같다. 결과적으로 이러한 방정식은 voltage-second balance와 capacitor-charge balance로 인해 0이 되며 식 (2.7)과 (2.8)과 같다.

$$\langle L \frac{di_L}{dt} \rangle = 0 = d_u |v_s| + (1 - d_u)(|v_s| - V_o) = |v_s| - V_o - d_u V_o \quad (2.7)$$

$$\langle C \frac{dv_o}{dt} \rangle = 0 = -d_u \frac{V_o}{R} + (1 - d_u)(i_L - \frac{V_o}{R}) = (1 - d_u)i_L - \frac{V_o}{R} \quad (2.8)$$

선형화를 위해 식 (2.7)과 (2.8)에 교류 소신호 성분을 대입하여 정리하면 식 (2.9)과 (2.10)와 같다.

$$sLi_L = \hat{v}_i + \hat{v}_o(1-d_u) - \hat{d}_u V_o \quad (2.9)$$

$$sC\hat{v}_o = \hat{i}_L(1-d_u) + \hat{d}_u \hat{i}_L - \frac{\hat{v}_o}{R} \quad (2.10)$$

여기서 듀티비의 소신호 성분 \hat{d}_u 로부터 인덕터 전류의 소신호 성분 \hat{i}_L 을 나타내면 식 (2.11)의 전달함수를 도출할 수 있으며 \hat{i}_L 로부터 출력전압의 소신호 성분 \hat{v}_o 을 나타내면 식 (2.12)의 전달함수가 도출된다.

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}_u(s)} = \frac{(CV_o)s + 2(1-d_u)I_L}{(LC)s^2 + \frac{L}{R}s + (1-d_u)^2} \quad (2.11)$$

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{(1-d_u)V_o - (LI_L)s}{(CV_o)s + 2(1-d_u)I_L} \quad (2.12)$$

따라서 부스트 PFC 컨버터의 전류 제어기는 식 (2.11)의 전달함수를 사용하여 설계하며 전압 제어기는 식 (2.12)의 전달함수를 사용하여 설계한다.

2.2 부스트 PFC 컨버터의 기존 제어 방법

2.2.1 피크전류 모드 제어

부스트 PFC 컨버터의 피크전류 모드 제어에 대한 전반적인 제어 다이어그램은 Fig. 2.4와 같다. 폐루프 시스템은 외부 전압 루프와 내부 전류 루프를 포함한다. 전압 루프에서는 출력전압 V_o 와 출력전압 지령 $V_{o.ref}$ 의 차로 오차값 v_e 가 생성되며 이는 전압 제어기를 거쳐 출력 변수 v_c 를 생성한다. $|v_s|$ 가 $1/V_{pk}$ 블록을 거쳐 성형된 정현파와 전압 제어기의 출력 변수인 v_c 가 곱해져 전류지령 $i_{L.ref}$ 를 생성한다. 따라서 외부 전압 루프는 전류지령 $i_{L.ref}$ 를 내부 전류 루프에 제공하게 된다. 내부 전류 루프에서는 스위치 S 에 대한 스위칭 신호를 생성하기 위해 비교기를 통해 인덕터 전류 i_L 와 전류지령 $i_{L.ref}$ 을 비교한다.

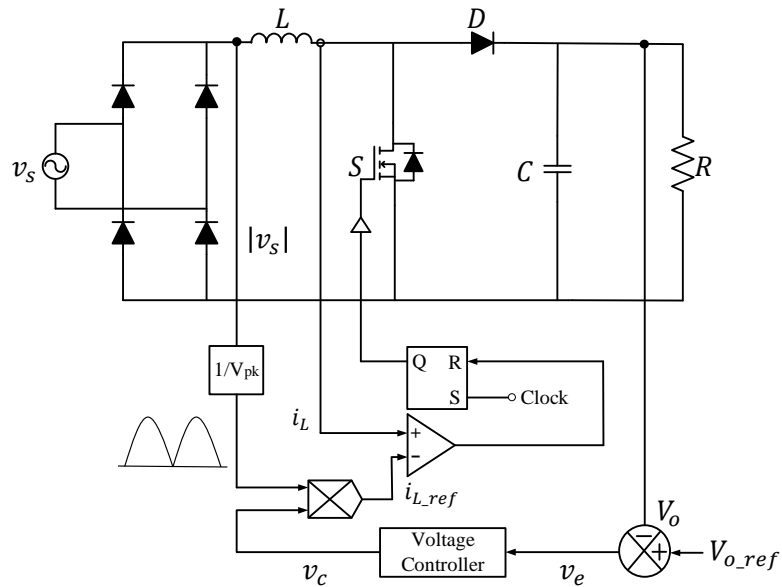


Fig. 2.4 Overall control diagram of peak current mode control.

스위치 S 는 clock에 의해 주기적으로 스위치 on 상태가 되며 비교기의 출력에 따라 스위치 off 상태가 된다.

따라서 Fig. 2.5에서 보여주듯이 부스트 PFC 컨버터의 피크전류 모드 제어 방법은 스위치 on 주기 동안 인덕터 전류는 상승하고 $i_{L,ref}$ 에 도달하면 스위치는 off가 되어 다음 clock이 올 때까지 인덕터 전류가 상승하게 된다.

이 방식은 구현이 비교적 간단하며 고정 스위칭 주파수 방식으로 필터 설계가 간단하다. 그러나 노이즈에 민감하며 입력전압을 축소하여 정현파를 생성하기 때문에, 입력전압 왜곡에 취약하다. 또한, 듀티비가 0.5보다 클 경우, 전류 발진이 발생하여 별도의 기울기 보상 회로가 필요하다는 단점이 있다 [17-19].

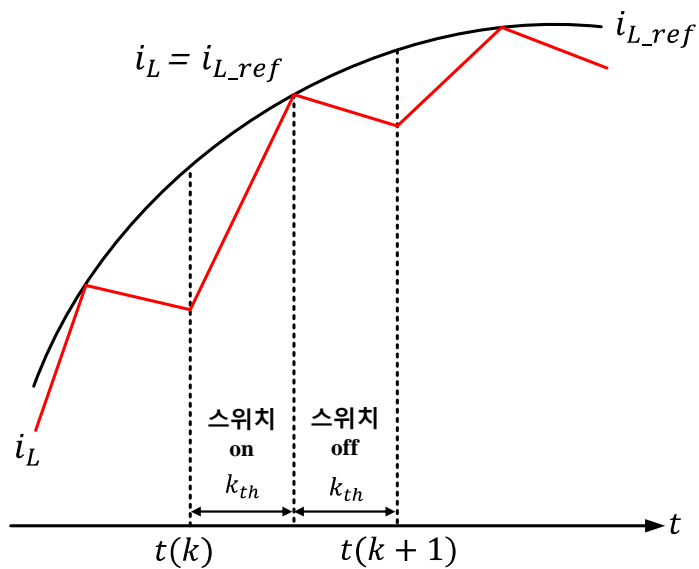


Fig. 2.5 Basic operation principle of peak current mode control.

2.2.2 평균전류 모드 제어

Fig. 2.6은 평균전류 모드 제어를 사용한 부스트 PFC 컨버터의 제어 다이어그램을 보여준다. 외부루프로 전압 제어기, 내부루프로 전류 제어기의 더블 루프 구조를 가지며 식 (2.10)과 (2.11)을 사용하여 각각 설계할 수 있다. 출력전압 지령 V_{o_ref} 와 출력전압 V_o 과의 차이로 오차변수 v_e 가 생성된다. 오차 변수는 전압 제어기를 거친 후 전압 제어기의 출력 변수 v_c 로 출력된다. v_c 는 입력전압으로부터 직접 생성된 정현파와 곱해져 인덕터 전류지령 i_{L_ref} 을 생성한다. i_{L_ref} 과 인덕터 전류 i_L 의 오차 i_e 는 전류 제어기의 입력이 되며 전류 제어기가 이를 보상하여 제어 변수 i_c 를 출력한다. 비교기는 출력된 i_c 와 톱니파를 비교하여 스위치 S에 인가될 스위칭 신호를 생성한다.

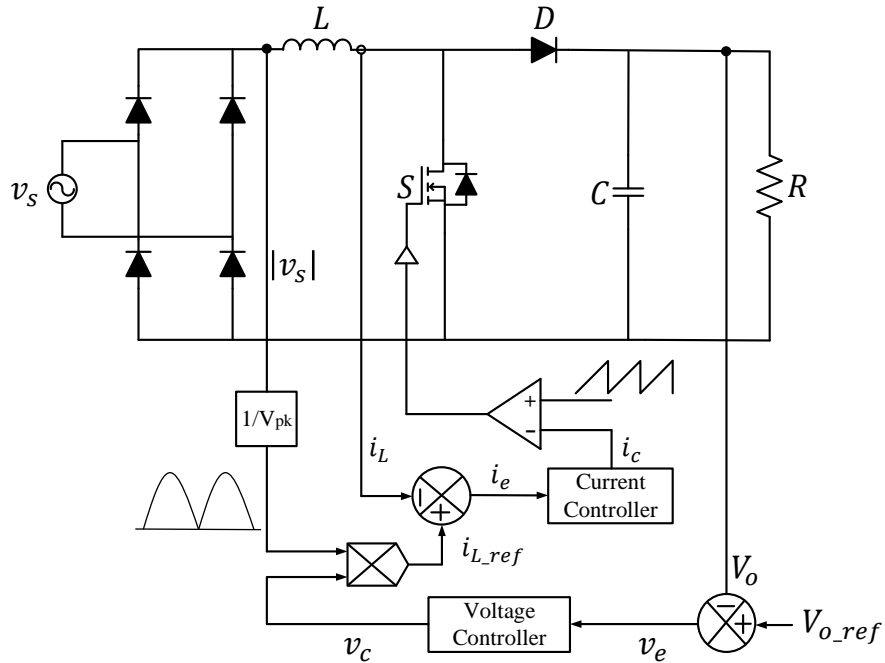


Fig. 2.6 Overall control diagram of average current mode control.

부스트 PFC 컨버터의 평균전류 모드 제어 방식은 Fig. 2.7과 같이 인덕터 전류의 평균값을 전류지령 $i_{L.ref}$ 에 추종하도록 스위칭 동작을 제어한다. 때문에, 이 방식은 피크전류 모드 제어와 달리 별도의 기울기 보상 회로가 요구되지 않으며 노이즈 및 외란에 강인하다. 또한, 고정 스위칭 주파수 방식으로 필터 설계가 간단하다.

하지만 평균전류 모드 제어 방식을 구현하기 위해 전류 및 전압 제어기 등 2개의 제어기가 필요하므로 제어기 설계가 상대적으로 복잡하다. 또한, 전류지령은 입력전압으로부터 직접 생성되기 때문에 입력전압 왜곡에 취약하다는 단점이 있다.

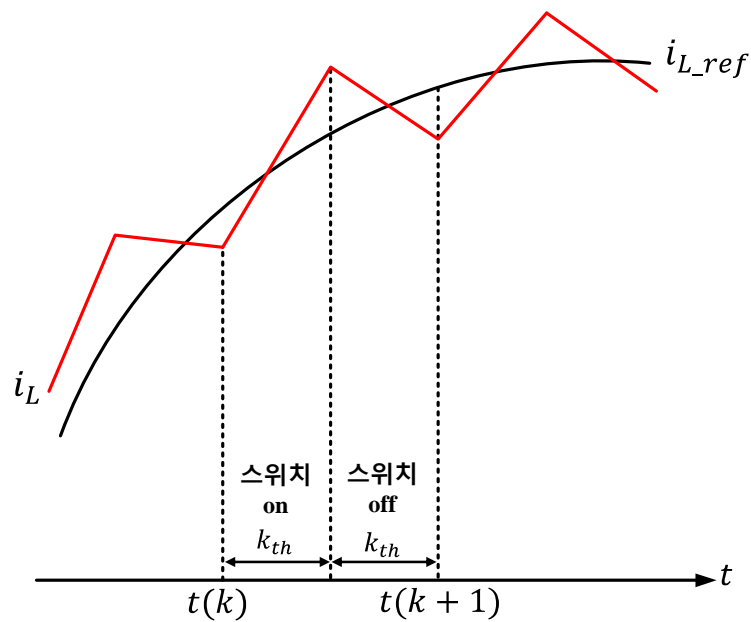


Fig. 2.7 Basic operation principle of average current mode control.

2.2.3 예측전류 모드 제어

앞서 언급한 피크전류 및 평균전류 모드 제어는 각각 노이즈에 취약하며 별도의 기울기 보상 회로의 필요성 및 제어기 설계가 복잡하다는 단점이 존재한다. 특히, 입력전압에서 전류지령을 직접 생성하기 때문에 왜곡된 입력전압 조건에서 부스트 PFC 컨버터의 제어 성능이 저하된다.

이를 극복하기 위해 예측전류 모드 제어(Predictive Current Mode Control; PCMC)가 제안되었다. PCMC는 노이즈에 강인하고 별도의 기울기 보상 회로가 요구되지 않으며 단일 전압 제어기만을 채택하므로 제어기 설계가 더 간단하다. 또한, 입력전압의 주파수를 직접 검출하여 전류지령을 생성하기 때문에 입력전압 왜곡에도 강인하다.

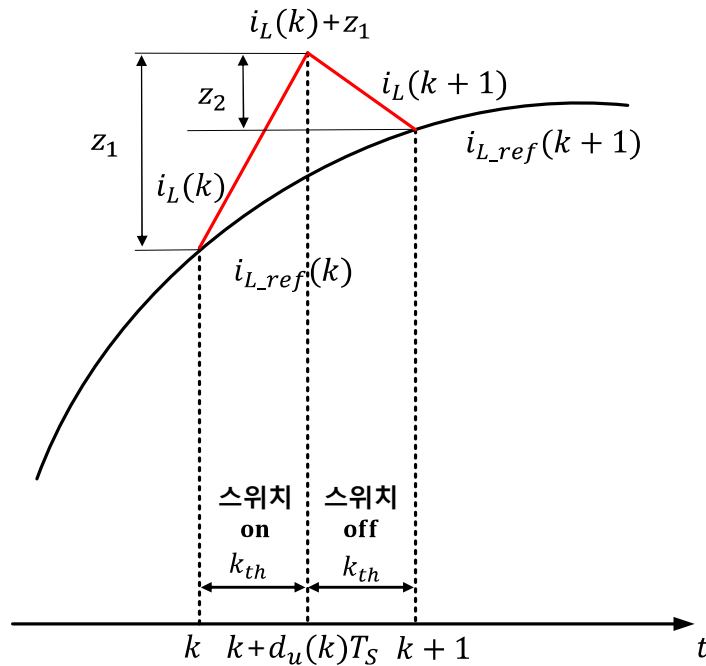


Fig. 2.8 Basic operation principle of predictive current mode control.

Fig. 2.8은 부스트 PFC 컨버터에 대한 PCMC 방법의 기본동작 원리를 보여준다. $i_L(k)$, $i_{L.ref}(k)$, $i_L(k+1)$, $i_{L.ref}(k+1)$, $d_u(k)$ 는 k 및 $k+1$ 시간에 인덕터 전류, 전류지령 및 듀티비이다. z_1 은 스위치 on 상태 시 인덕터 전류의 증가량이며 z_2 는 스위치 off 상태 시 인덕터 전류의 감소량이다. $k+1$ 시간에서는 $i_{L.ref}(k+1)$ 과 $i_L(k+1)$ 는 동일한 값이므로 식 (2.13)와 같이 나타낸다.

$$i_{L.ref}(k+1) = i_L(k+1) = i_L(k) + z_1 + z_2 \quad (2.13)$$

식 (2.1)과 (2.3)을 기반으로 k 시간의 인덕터 전류의 증가량과 감소량은 다음과 같이 식 (2.14)과 (2.15)로 나타낸다.

$$z_1(k) = \frac{|v_s(k)|d_u(k)T_s}{L} \quad (2.14)$$

$$z_2(k) = \frac{(|v_s(k)| - V_o(k))(1-d_u(k))T_s}{L} \quad (2.15)$$

여기서, 출력전압 $V_o(k)$ 이 전압지령 $V_{o.ref}(k)$ 을 잘 추종한다고 가정하여 식 (2.14)과 (2.15)를 식 (2.13)에 대입하면 듀티비 식 (2.16)로 나타낼 수 있다.

$$d_u(k) = \frac{V_{o.ref}(k) - |v_s(k)|}{V_{o.ref}(k)} + \frac{L}{T_s V_{o.ref}(k)} (i_{L.ref}(k+1) - i_L(k)) \quad (2.16)$$

Fig. 2.9은 부스트 PFC 컨버터에 대한 PCMC 방법의 전반적인 제어 다이어그램을 보여준다. 출력전압 지령 V_{o_ref} 과 출력전압 V_o 과의 차이로 오차 변수 v_e 가 생성된다. v_e 는 전압 제어기를 거친 후 전압 제어기의 출력 변수 v_c 로 출력된다. v_c 와 입력전압의 주파수를 검출하여 내부적으로 생성한 예측된 정현파인 $|\sin\omega_s t(k+1)|$ 와 곱하여 전류지령 $i_{L_ref}(k+1)$ 가 생성된다. 따라서 전기적인 매개 변수들은 예측 알고리즘을 통해 듀티비 $d_u(k)$ 로 출력된다. 출력된 듀티비는 PWM을 통해 스위치 S에 대한 스위칭 신호를 생성한다.

PCMC는 전압 제어기의 출력 변수 v_c 를 이용하여 듀티비 $d_u(k)$ 를 생성하므로 다른 PFC 제어 방식과 차이점이 있다. 또한, 입력전압의 주파수를 기반으로 예측된 정현파를 생성하므로 입력전압이 왜곡된 조건에서도 강인한 전류 성형 능력을 갖는다.

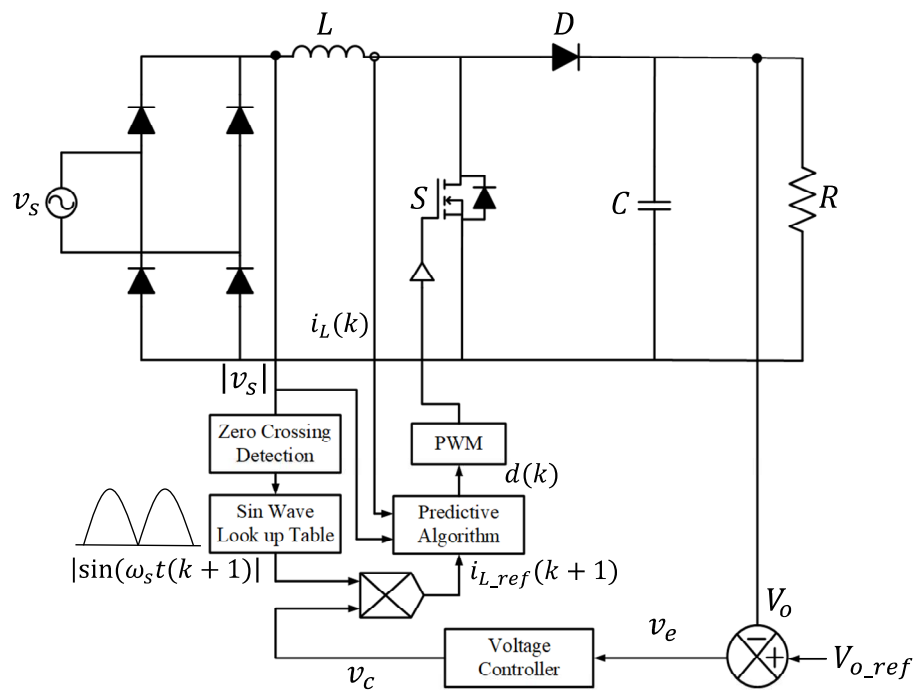


Fig. 2.9 Overall control diagram of predictive current mode control.

Ⅲ. 제안하는 부스트 PFC 컨버터 제어기법

앞서 설명한 부스트 PFC 컨버터의 기존 제어 기법에는 피크전류 모드 제어, 평균전류 모드 제어, 예측전류 모드 제어가 있다. 피크전류 모드 제어는 구현이 비교적 간단하며 필터 설계가 간단하지만 노이즈, 외란 및 입력전압 왜곡에 취약하다. 평균전류 모드 제어는 노이즈 및 외란 등에 강인하지만 피크전류 모드 제어와 마찬가지로 입력전압 왜곡에 취약하다. 이를 극복하기 위해 예측전류 모드 제어가 연구되었다. 예측전류 모드 제어는 노이즈에 강인하며 입력전압 왜곡에도 강인하다. 하지만 이 제어기법들 (피크전류 모드 제어, 평균전류 모드 제어, 예측전류 모드 제어)은 모두 고정 스위칭 주파수 방식을 채택한다. 때문에, 스위칭 손실 개선에 한계가 존재한다.

따라서 본 논문에서는 가변 스위칭 주파수이면서 고효율 및 입력전압 왜곡에도 강인한 부스트 PFC 컨버터의 MPCC기법을 제안한다.

3.1 모델예측 제어

MPC 기법은 샘플링 시간에 걸쳐 시스템 변수의 미래 동작을 예측하기 위해 시스템 모델을 고려한다. 이러한 예측은 비용함수를 기반으로 평가된 후 비용함수를 최소화하는 최적의 비용함수 값을 선택하여 미래의 제어 동작을 선정한다. 이 방식은 많은 양의 계산이 필요하다는 단점이 있지만, 전력 컨버터에는 유한한 수의 스위칭 상태가 있으므로 MPC 계산량 문제는 단순화될 수 있으며, 스위칭이 가능한 상태에 대해서만 시스템 동작을 예측하는 것으로 계산량이 감소된다. 이 방식을 FCS-MPC (Finite Control Set MPC)라고 하며 광범위한 전력 컨버터 및 구동 애플리케이션의 제어에 적용되고 있다 [35-44].

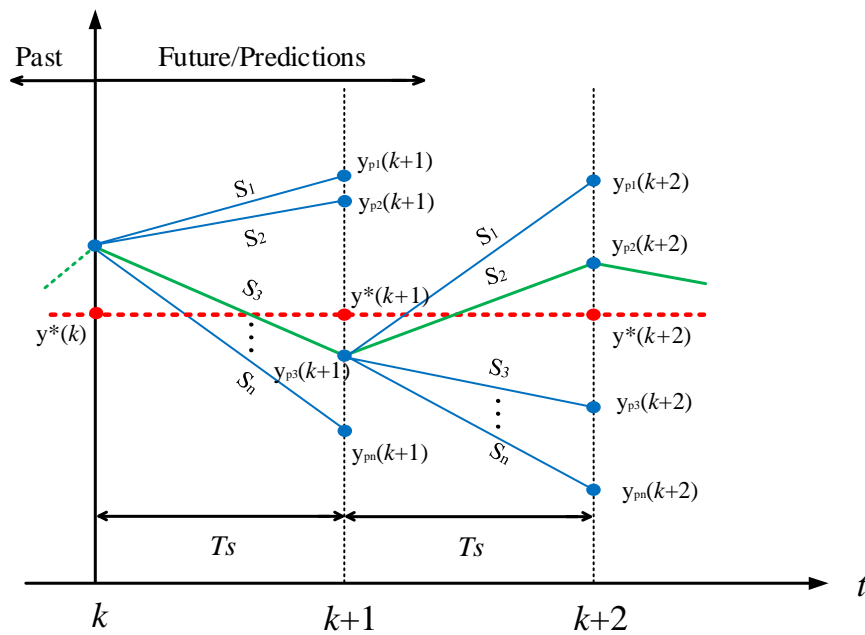


Fig. 3.1 Finite Control Set MPC concept.

Fig. 3.1은 FCS-MPC의 기본 개념을 나타낸다. k 시간에서의 전력 컨버터 또는 구동 제어의 동작은 예측 변수들인 $y_p(k+1)$ 가 원하는 지령 값 $y^*(k+1)$ 에 최대한 근접한 제어 동작인 $y_{p3}(k+1)$ 를 선택하는 것으로 정의한다. 여기서, 비용함수는 지령 값과 선택된 예측 변수값의 차이의 크기로 구할 수 있으며 식 (3.1)과 같이 나타낸다.

$$g = |y_{p3}(k+1) - y^*(k+1)| \quad (3.1)$$

따라서 n 개의 예측 변수로 비용함수를 평가하면 서로 다른 n 개의 비용함수가 발생하며 최소의 비용함수가 되는 값으로 제어 동작이 선택된다. 결국, FCS-MPC는 선택적인 제어 동작으로 인해 가변적인 동작을 갖게된다.

3.2 모델예측 전류제어 기반 고효율 부스트 PFC 컨버터

앞 절에서 설명한 MPC를 기반으로 인덕터 전류를 모델로 하는 부스트 PFC 컨버터에 MPCC를 적용할 수 있다. 본 방식을 적용할 시 별도의 PWM이 요구되지 않으며, 입력전압 왜곡에도 강인하다. 또한, 입력 첩두 전압 부근에서 스위칭 주파수가 감소하여 효율 개선에도 용이하다.

MPCC 기반 부스트 PFC 컨버터의 설계 과정은 다음과 같다. 부스트 PFC 컨버터의 스위치 on/off시 인덕터 전압 방정식인 식(2.1)과 (2.3)을 L 로 나누어주면 다음과 같이 식 (3.2)와 (3.3)으로 나타낼 수 있다.

$$\frac{V_L(k)}{L} = \frac{di_L(k)}{dt} = \frac{|v_s(k)|}{L} \quad (3.2)$$

$$\frac{V_L(k)}{L} = \frac{di_L(k)}{dt} = \frac{|v_s(k)| - V_o(k)}{L} \quad (3.3)$$

예측모델은 포워드 오일러 방정식을 사용하여 얻을 수 있으며, 식 (3.4)와 같이 나타낸다.

$$\frac{di_L(k)}{dt} = \frac{i_L(k+1) - i_L(k)}{T_s} \quad (3.4)$$

식(3.2)와 (3.3)을 (3.4)에 대입하면 다음과 같이 스위치 on/off 시 예측 모델 식 (3.5)의 $i_{L.on}(k+1)$ 과 식 (3.6)의 $i_{L.off}(k+1)$ 를 얻을 수 있다.

$$i_{L.on}(k+1) = i_L(k) + \frac{|v_s(k)|}{L} T_s \quad (3.5)$$

$$i_{L.off}(k+1) = i_L(k) + \frac{|v_s(k)| - V_o(k)}{L} T_s \quad (3.6)$$

MPCC 방법의 비용함수는 전류지령을 추종하는 목표를 가지고 있으며 예측 모델과 전류지령 차이의 절댓값으로 나타낸다.

따라서 부스트 PFC 컨버터의 스위치 on/off 시 비용함수 g_{on} 과 g_{off} 는 식 (3.7)과 (3.8)로 나타낸다.

$$g_{on} = |i_{L_{ref}}(k+1) - i_{L_{on}}(k+1)| \quad (3.7)$$

$$g_{off} = |i_{L_{ref}}(k+1) - i_{L_{off}}(k+1)| \quad (3.8)$$

여기서, $i_{L_{ref}}(k+1)$ 는 전류지령이다. 전류지령은 입력 주파수를 직접 검출하여 내부적으로 예측된 정현파를 생성한 후, 이를 전압 제어기의 출력 변수와 곱하여 생성된다. 전류지령은 식 (3.9)와 같이 나타낸다.

$$i_{L_{ref}}(k+1) = v_c |\sin(\omega_s t(k+1))| \quad (3.9)$$

여기서, v_c 는 전압 제어기의 출력 변수이며 $|\sin(\omega_s t(k+1))|$ 는 입력전압의 주파수를 갖는 정현파이다. v_c 는 시간에 따라 변하지 않는 DC 성분이며 전류지령의 크기를 결정한다. $|\sin(\omega_s t(k+1))|$ 는 예측된 정현파이며 전류지령의 형태를 결정한다.

다음 샘플링 주기에서 스위치 on/off 시 발생하는 오차를 나타내는 비용함수 (3.7)과 (3.8)을 비교하여 다음 샘플링 주기의 스위칭 동작을 결정하는 g_{opt} 를 도출하면 식 (3.10)과 같다.

$$g_{opt} = \begin{cases} g_{on} \leq g_{off}, & S = 1 \\ g_{on} > g_{off}, & S = 0 \end{cases} \quad (3.10)$$

Fig. 3.2는 MPCC 기반 부스트 PFC 컨버터의 전반적인 제어 다이어그램을 보여준다. 외부제어 루프는 전압 제어기, 내부제어 루프는 MPCC를 포함한다. 전압 제어기는 이전 제어들과 마찬가지로 출력전압 지령 V_{o_ref} 과 출력전압 V_o 과의 차이로 오차변수 v_e 를 생성한다. v_e 는 전압 제어기를 거친 후 전압 제어기의 출력 변수 v_c 로 출력된다. v_c 와 입력전압의 주파수를 검출하여 내부적으로 생성한 예측된 정현파인 $|\sin(\omega_s t(k+1))|$ 와 곱하여 전류지령 $i_{L_ref}(k+1)$ 가 생성된다. 생성된 $i_{L_ref}(k+1)$ 는 MPCC 블록의 입력이 되며 결과적으로 최적의 비용함수 g_{opt} 가 선정된다. 식 (3.9)와 같이 g_{opt} 로 별도의 PWM 없이 스위치 S에 대한 스위칭 신호를 직접 생성한다.

Fig. 3.3은 MPCC의 내부 제어 블록 다이어그램을 보여준다. g_{on} 과 g_{off} 는 예측모델 값과 전압 제어기에서 얻은 $i_{L_ref}(k+1)$ 의 차이의 절댓값으로 정의된다. 결과적으로 식(3.10)의 최적화된 비용함수 g_{opt} 의 선정을 통해 스위칭 동작이 수행된다.

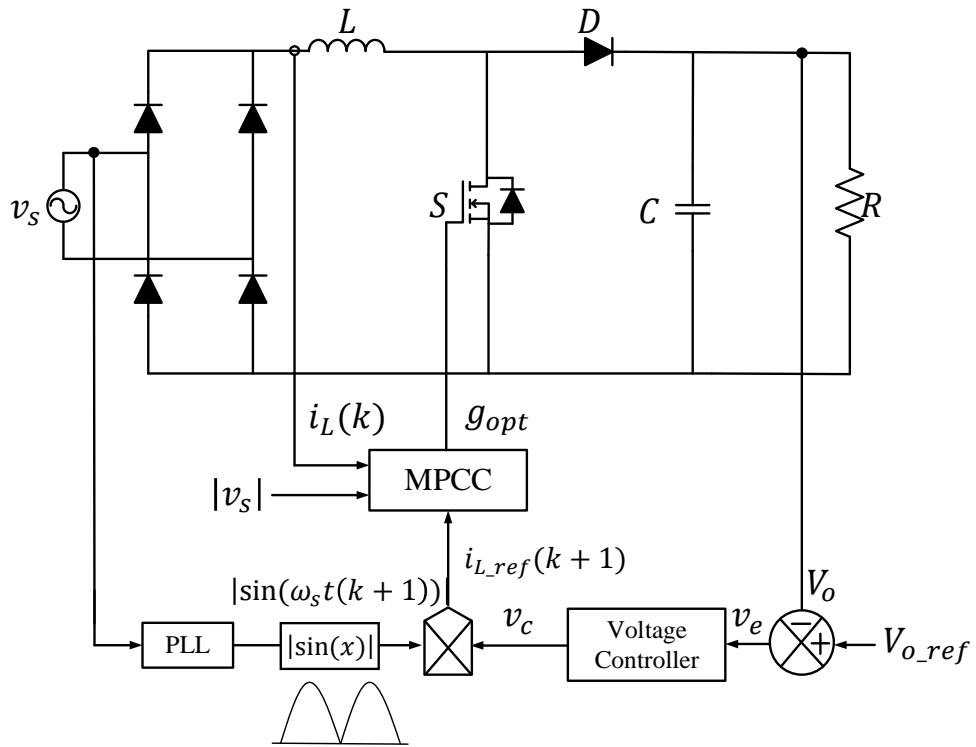


Fig. 3.2 Overall control diagram of MPCC.

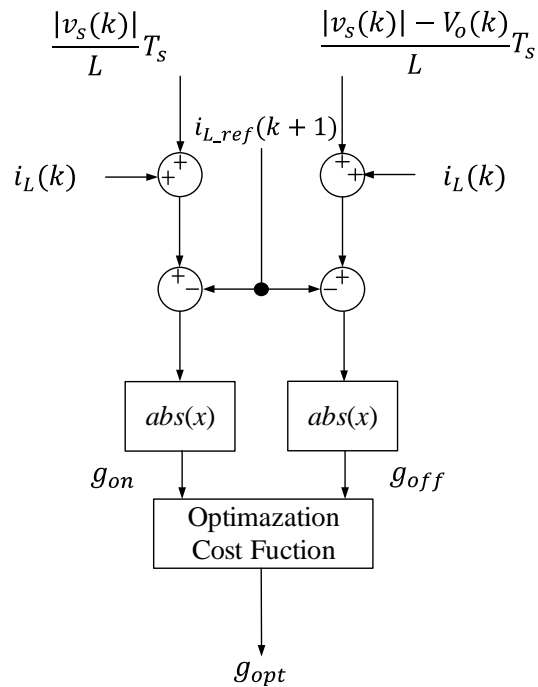


Fig. 3.3 Internal control block diagram of MPCC.

3.3 모델예측 전류제어의 스위칭 주파수 감소 특성

Fig. 3.4는 인덕터 전류의 변화를 반영한 비용함수 값의 변화에 따른 부스트 PFC 컨버터의 스위칭 동작을 나타낸다. 스위치 on/off 시 인덕터 전류의 증가량은 Δi_{L1} 로, 감소량은 Δi_{L2} 로 표현되며 식 (3.11)과 (3.12)로 나타낸다.

$$\Delta i_{L1} = \frac{|v_s(k)|}{L} T_s \quad (3.11)$$

$$\Delta i_{L2} = \frac{|v_s(k)| - V_o(k)}{L} T_s \quad (3.12)$$

식 (3.11)에서 알 수 있듯 입력전압이 첨두값 부근에 가까워질수록 Δi_{L1} 의 크기는 증가한다. 반대로 식(3.12)에서 입력전압이 첨두값 부근에 근접할수록 Δi_{L2} 의 크기는 감소한다.

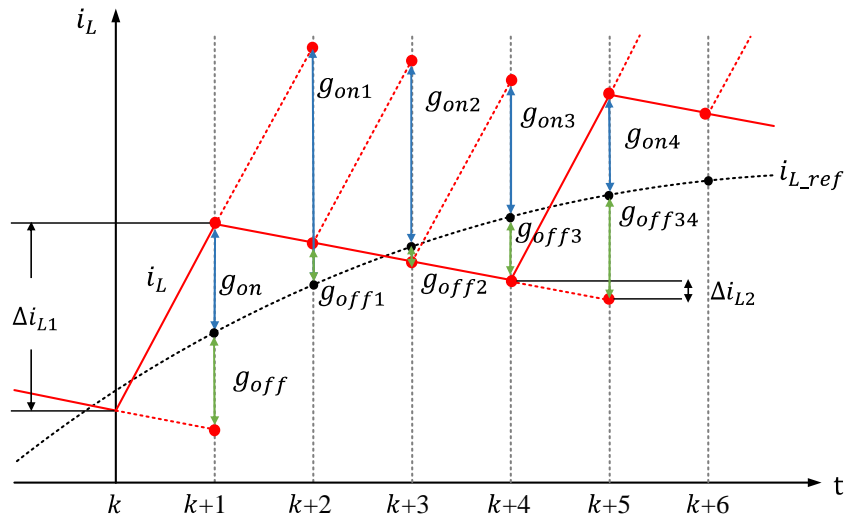


Fig. 3.4 Switching operation according to the cost function reflecting the change in inductor current.

Fig. 3.4에서 k 시점의 인덕터 전류 i_L 에 Δi_{L1} 과 Δi_{L2} 를 각각 더한 값으로 $k+1$ 시점에서의 인덕터 전류를 예측할 수 있으며 두 가지의 선택 가능한 값으로 나타낼 수 있다. 여기서 예측된 인덕터 전류와 전류지령 값의 차이의 크기는 비용함수이며 g_{on} 과 g_{off} 중 최소가 되는 g_{on} 이 선택되어 스위치 on 상태로 동작한다. 마찬가지로, $k+2$ 시점에서 두 개의 예측된 인덕터 전류값이 나타나며 비용함수 g_{off1} 이 선택되어 스위치 off 상태로 동작한다. 여기서 스위치 off 상태의 비용함수는 스위치 on 상태의 비용함수보다 작은 $k+4$ 구간까지 유지된다.

따라서 제안하는 방식은 고정 스위칭 주파수 방식과 달리 매 샘플링 시간마다 스위치 상태를 판단하고 $|v_s(k)|$ 및 $V_o(k)$ 에 따라 일정 주기 동안 스위칭 상태를 유지한다.

스위치 on/off 동안 i_L 의 증가 및 감소량은 식 (3.13)으로 나타내며 여기서 β 는 Δi_{L1} 과 Δi_{L2} 사이의 비율이다.

$$|\Delta i_{L1}| = \beta |\Delta i_{L2}| \quad (3.13)$$

전류지령 $i_{L.ref}(k+1)$ 가 일정하게 유지된다고 가정하면 식 (3.13)은 (3.14)와 같고 β 에 대해 다시 나열하면 식 (3.15)와 같다.

$$|v_s(k)| = \beta ||v_s(k)| - V_o(k)| \quad (3.14)$$

$$\beta = \frac{|v_s(k)|}{||v_s(k)| - V_o(k)|} \quad (3.15)$$

따라서 β 가 1보다 큰 기간 동안 비용함수에 영향을 주어 스위칭 상태를 변경하려면 $|\Delta i_{L1}|$ 의 값이 $\beta|\Delta i_{L2}|$ 보다 커야한다. 즉, $[\beta+1]$ 기간 동안 스위치 off 상태가 유지된다. 이 관계는 식 (3.7), (3.8), (3.10), (3.13)을 통해서도 확인된다.

예를 들어 β 값이 3.1이라면, 스위치 on 상태 시 변화량은 스위치 off 상태 시 변화량보다 3.1배 더 크다. 따라서 1번의 스위칭 기간은 4번의 샘플링 기간과 같다. 반대로, β 가 1보다 작은 경우, $|\Delta i_{L2}|$ 이 $|\Delta i_{L1}|$ 보다 크기 때문에 스위치 on 상태는 $[(1/\beta)+1]$ 기간 동안 유지된다.

결론적으로, β 가 1일 때 스위칭 주파수가 가장 높으며, 반대로 β 가 1보다 증가하거나 감소하면, 스위칭 주파수는 감소한다. 특히, 고전류가 흐르는 입력전압의 첨두 부근에서는 β 값이 가장 크기 때문에 스위칭 주파수가 감소하여 스위칭 손실 개선에 용이하다.

IV. 시뮬레이션 및 검증 결과

4.1 시뮬레이션 결과

본 절에서는 제안된 MPCC 기반 부스트 PFC 컨버터의 입력전압의 첨두 부근에서 스위칭 주파수가 감소함을 시뮬레이션을 통해 검증한다. 시뮬레이션은 PLECS version 4.7.3을 사용하였으며, Fig. 4.1과 같이 부스트 PFC 컨버터의 회로를 구성하였다. 또한, 제안한 방법과 [22]–[24]에 제시된 PCMC 방법과 비교하여 β 값에 따른 구간을 나누어 스위칭 주파수를 검출하였다.

시뮬레이션 매개변수는 Table 4.1에 제시되어 있다.

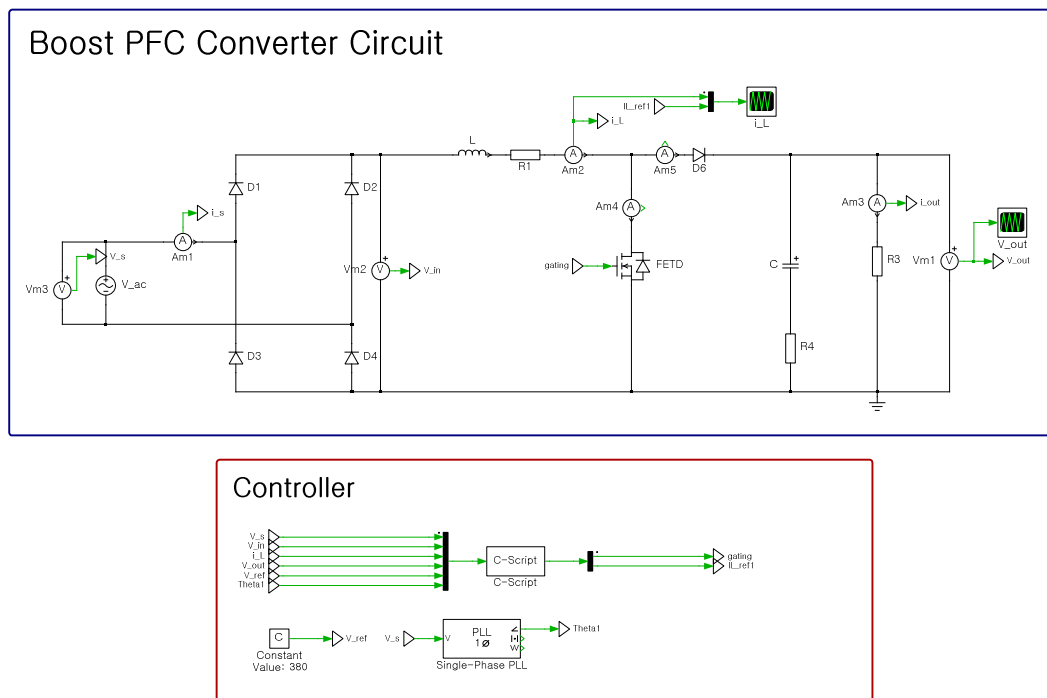
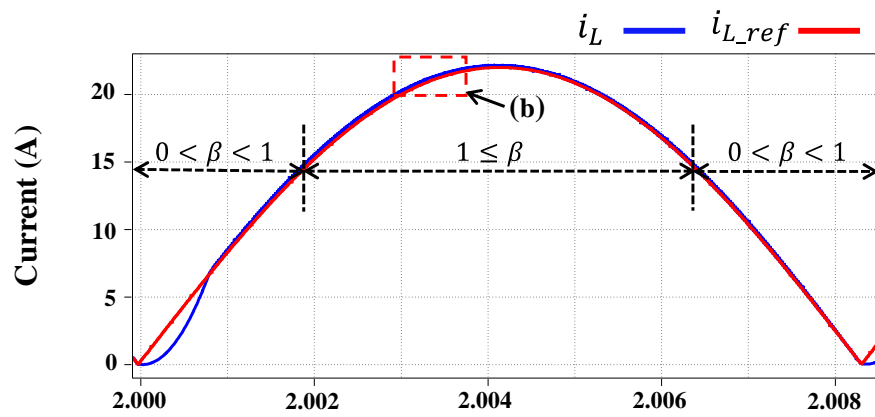


Fig. 4.1 MPCC based boost PFC converter circuit of PLECS

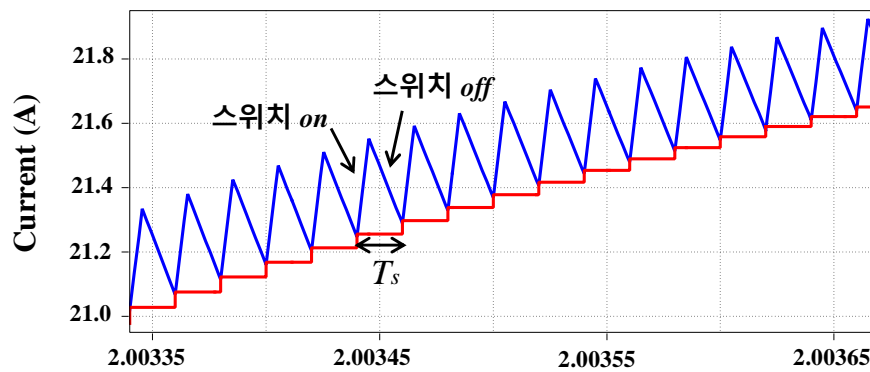
Table 4.1 Electrical Parameters of the PFC converter.

Symbol	Quantity	Value [Unit]
v_s	RMS input voltage	220 [V]
V_o	Output voltage	380 [V]
f_s	Input frequency	60 [Hz]
f_{samp}	Sampling frequency	50 [kHz]
L	Boost inductor	5 [mH]
C	Load capacitor	1500 [μ F]

Fig. 4.2의 (a)는 PCMC 기반 부스트 PFC 컨버터의 한 주기 인덕터 전류 파형을 나타내고, (b)는 입력전압의 첨두값 부근에서의 스위칭 동작을 나타낸다. (a)에서는 앞 절에서 설명한 바와 같이 인덕터 전류의 한 주기 구간을 $0 < \beta < 1$ 과 $1 \leq \beta$ 구간으로 나눈다. 고정 스위칭 주파수 방식을 사용하는 PCMC는 β 값에 상관없이 샘플링 주기마다 스위치 on/off로 동작한다. (b)는 인덕터 전류의 첨두값 부근에서의 확대된 파형과 함께 고정 스위칭 주파수에서 동작하는 PCMC를 보여준다.



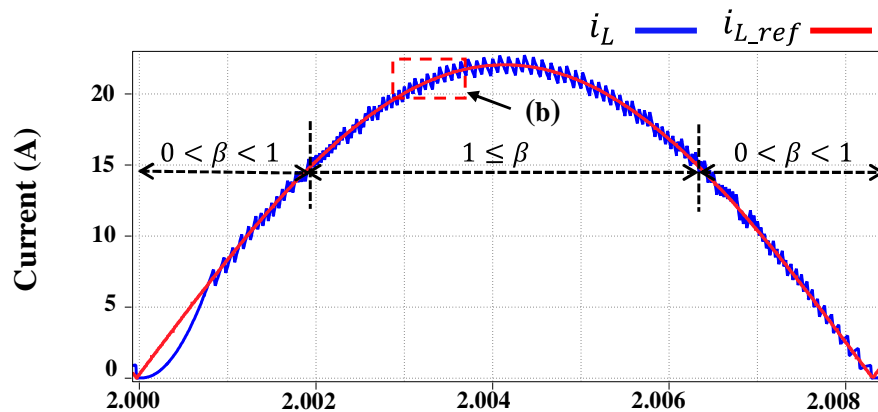
(a)



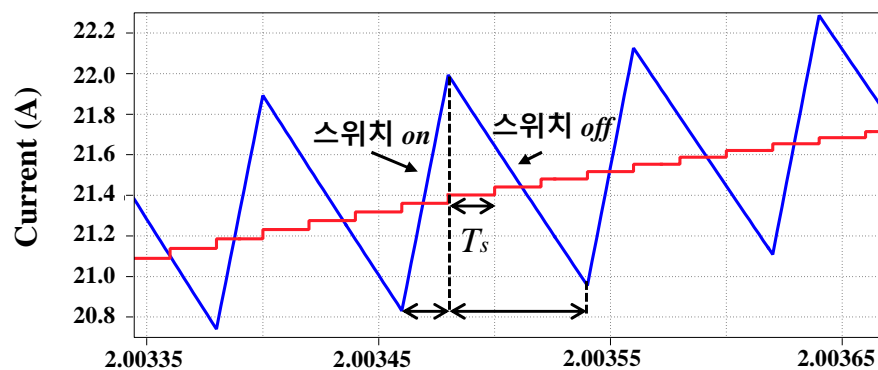
(b)

Fig. 4.2 Simulation results of PCMC based boost PFC converter: (a) inductor current waveform and (b) switching operation near the peak voltage

Fig. 4.3의 (a)는 MPCC 기반 부스트 PFC 컨버터의 한 주기 인덕터 전류 파형을 나타내고, (b)는 입력전압의 첨두 부근에서의 스위칭 동작을 나타낸다. (a)에서 가변 스위칭 주파수 방식을 사용하는 MPCC는 β 값에 따라 스위치 on/off 주기가 변하게 된다. (b)는 인덕터 전류의 첨두 부근을 확대한 파형이며 이 부근에서 β 값은 3.75로, 스위치 동작은 한 샘플링 주기 동안 스위치 on 상태가 되며 세 번의 샘플링 주기 동안 스위치 off 상태를 유지한다. 또한, (b) 구간에서 MPCC의 전류 리플률은 6.1%, PCMC의 전류 리플률은 1.88%이다. MPCC가 상대적으로 높은 전류 리플률을 보여주지만, 고조파 기준을 만족하는 수치이며 회로에 큰 영향을 미치지 않는다.



(a)



(b)

Fig. 4.3 Simulation results of MPCC based boost PFC converter:
(a) inductor current waveform and (b) switching operation near the peak voltage.

Fig. 4.4은 입력전압의 한주기 동안 MPCC 와 PCMC의 세 번의 샘플링 주기의 평균 스위칭 주파수 값을 보여준다. 인덕터 전류의 초기에는 cusp 왜곡이 발생하여 스위칭 값이 매우 낮게 나타난다. cusp 왜곡 구간을 제외하면 PCMC는 입력전압의 한주기 동안 스위칭 주파수가 50kHz로 유지되는 것을 보여준다. PCMC는 샘플링 주기마다 하나의 스위칭 주기가 반복되는 고정 스위칭 주파수 방식을 채택하므로 β 의 영향을 받지 않는다. 그러나 스위칭 주파수가 가변적인 MPCC 방식은 β 값에 따라 스위칭 주파수가 변화한다. 가장 높은 스위칭 주파수는 25kHz로 나타났으며 $\beta = 1$ 인 부근에서 검출된다. cusp 왜곡 구간을 제외하고 가장 낮은 스위칭 주파수는 7kHz로 검출되었다. 이는 β 값이 1 이상으로 증가하거나 감소하는 구간에서 스위칭 주파수가 감소하는 것을 의미한다.

결과적으로 β 의 영향을 받지 않는 PCMC 방식은 50kHz의 스위칭 주파수를 나타냈으며 β 의 영향을 받는 MPCC 방식은 평균 14kHz의 스위칭 주파수를 나타내었다.

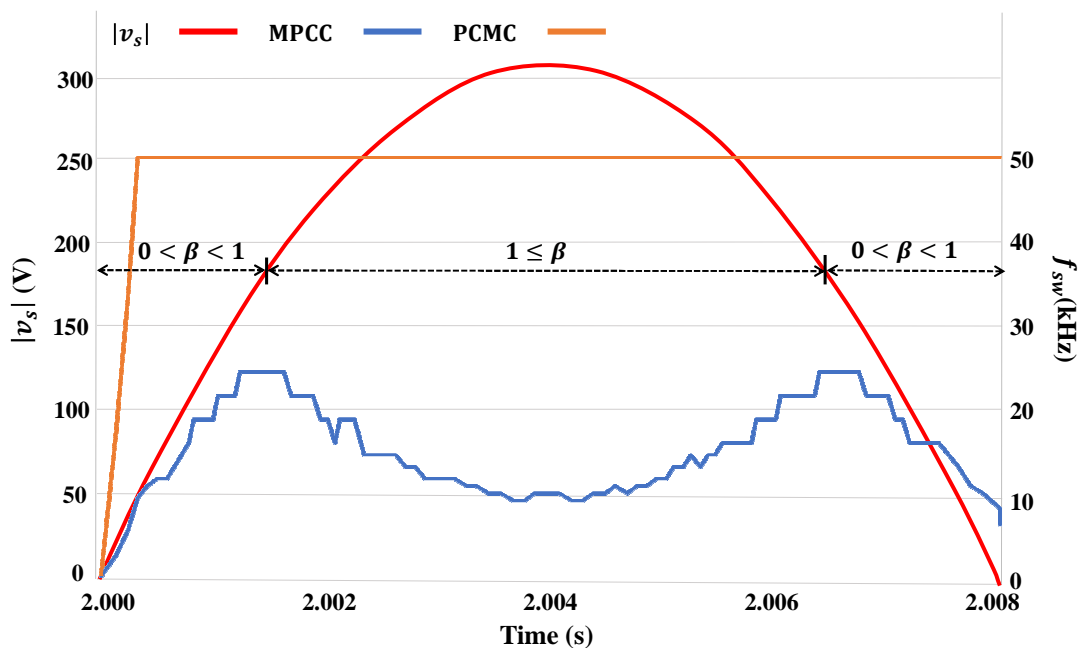


Fig. 4.4 Switching frequency of PCMC and MPCC in the switching frequency detection intervals.

4.2 검증결과

4.2.1 HIL test 결과

본 절에서는 제안된 방법을 검증하기 위해 HIL(Hardware In the Loop) test를 수행한다. 테스트 장비는 Fig. 4.5에 나와 있으며 두 개의 RT-Box와 오실로스코프로 구성된다. 두 개의 RT-Box 중 하나는 부스트 PFC 컨버터가 포함된 플랜트 역할을 한다. 또 다른 RT-Box는 제어기 역할을 하며 플랜트의 출력 신호를 감지하고 제어 신호를 출력하여 플랜트로 다시 전달한다. 실험 조건은 시뮬레이션 조건과 동일하다.

Fig. 4.6는 부스트 PFC 컨버터의 (a) 20% 부하 및 (b) 100% 부하에 대한 파형을 보여준다. 두 경우 모두 입력전류 i_s 는 입력전압 v_s 를 잘 추종하며 동일한 위상을 갖는다.

Fig. 4.7는 왜곡된 입력전압 조건에서의 입력전류 i_s 과 출력전압 V_{out} 의 파형을 보여준다. 입력 주파수를 검출하여 예측된 정현파를 기반으로 전류지령이 생성되기 때문에 입력전류는 왜곡된 입력전압을 반영하지 않으며 전류제어의 견고함을 보여준다.

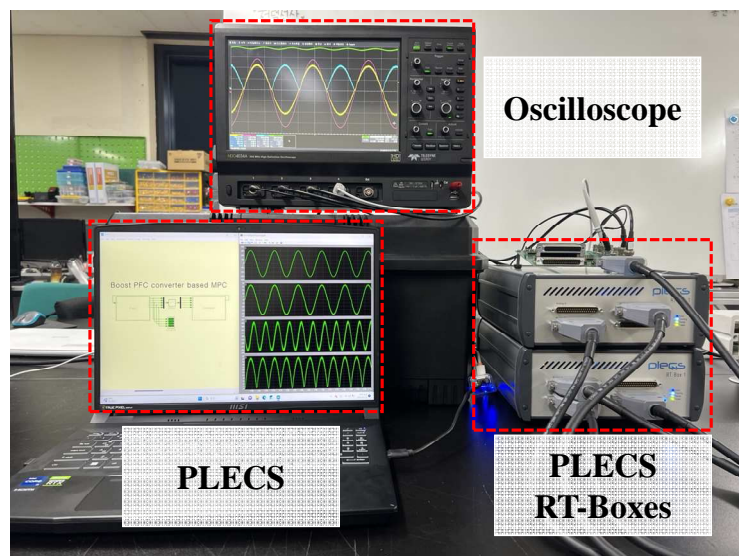
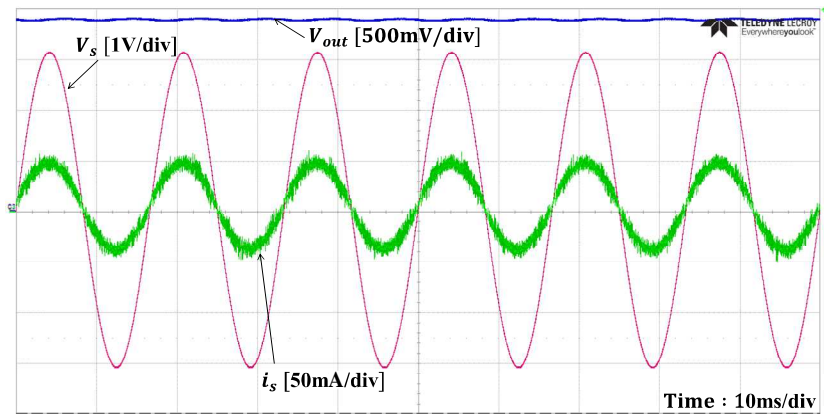
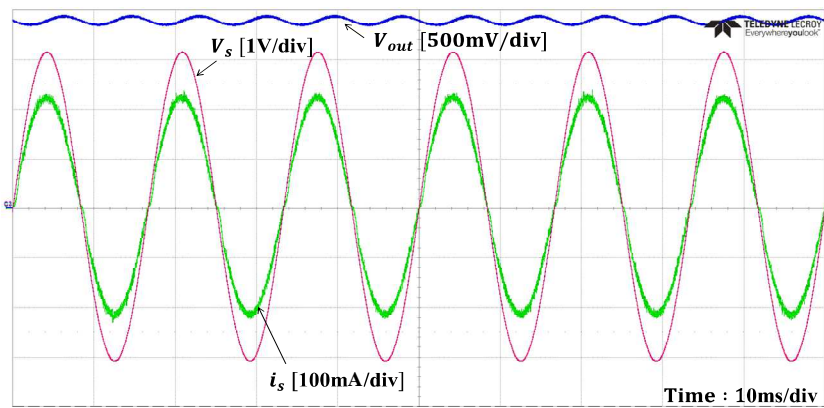


Fig. 4.5 Test setup of PLECS RT-boxes.



(a)



(b)

Fig. 4.6 Waveforms of MPCC PFC: (a) 20% load and (b) 100% load.

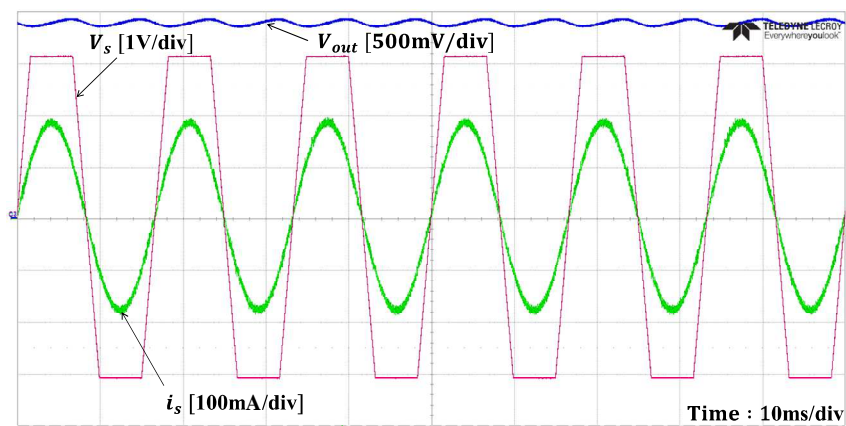


Fig. 4.7 Waveforms of input current and output voltage under input voltage distortion conditions.

4.2.2 실험 결과

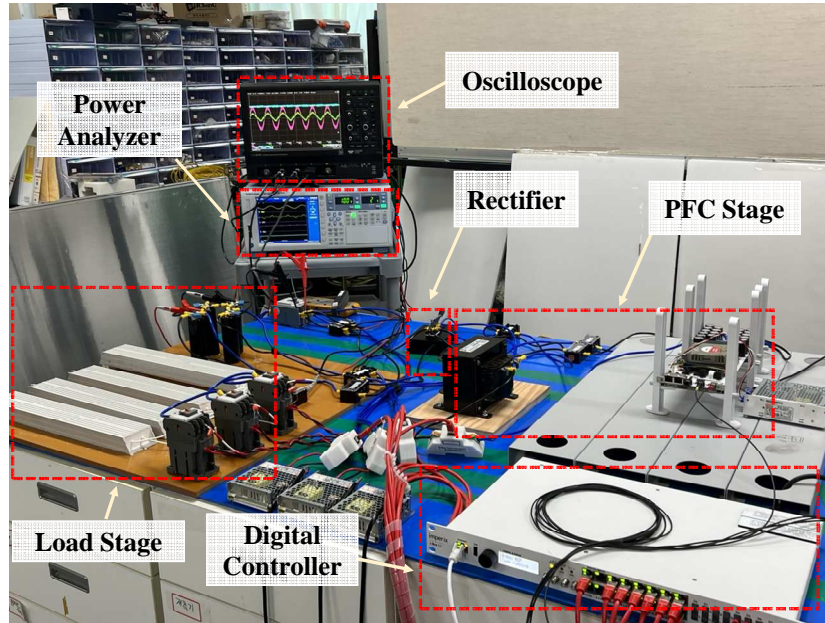


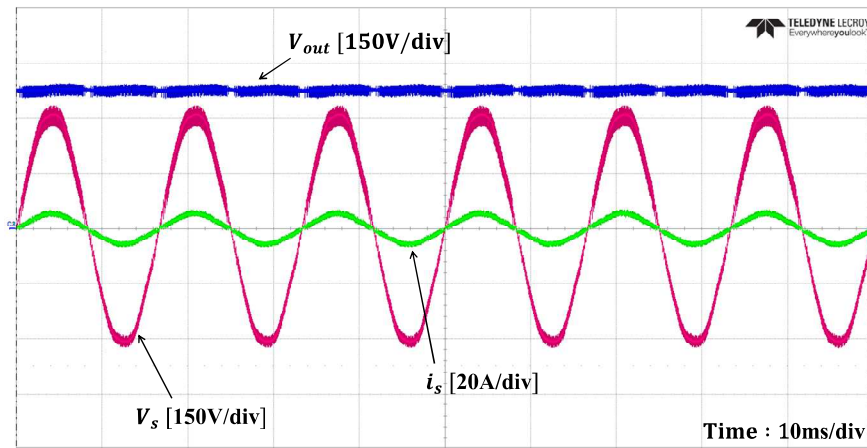
Fig. 4.8 Test setup for boost PFC converter experiments.

Table 4.2 Experimental Components of the PFC converter.

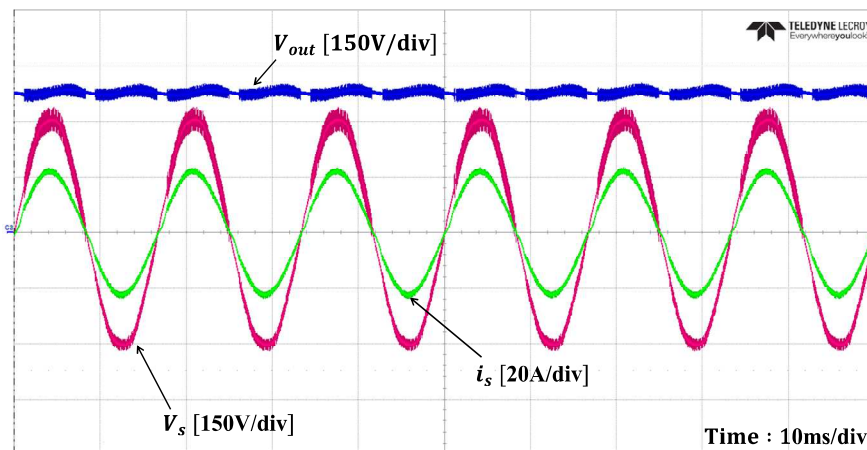
Stage	Components	Specification
Rectifier	Bridge Rectifier	600V, 60A, VBE 60-60A
PFC	Half-Bridge SiC Power Module (MOSFET&Diode)	800V, 24A, PBE8024 (1200V, 36A, C2M0080120D)
	Boost Inductor	5mH, 195G30
Load	Load capacitor	330 μ F, 500V, ALS30A331DF500
	Resistor	180 Ohm, CJP1000J180RJ
Controller	Digital Controller	Imperix : B-Box RCP 3.0

제안된 방법의 타당성을 검증하기 위해 Fig. 4.8과 같이 Imperix 전력 모듈을 기반으로 한 3.3kW 부스트 PFC 컨버터의 실험 셋업을 구성하여 실험을 수행한다. 실험 구성요소는 Table 2에 나타나 있으며 전기적 매개변수는 Table 1과 같다.

Fig. 4.9은 부스트 PFC 컨버터에 MPCC를 적용한 경우 (a) 25% 부하와 (b) 100% 부하에서의 실험 결과 파형을 보여준다. HIL test 결과와 마찬가지로 입력전류는 25% 및 100% 부하에서도 입력전압을 잘 추종한다. 또한, 출력전압은 380V의 안정적인 출력을 나타낸다.



(a)



(b)

Fig. 4.9 Experiment result waveform of MPCC method: (a) 25% load, (b) 100% load.

Fig. 4.10는 최대입력전압에서의 입력전압, 전류 및 출력전압을 보여주며, 전류제어의 견고성을 보여준다.

Fig. 4.11은 부하가 75%에서 100%로 변동될 때의 입력전압 파형과 출력전압 파형을 보여준다.

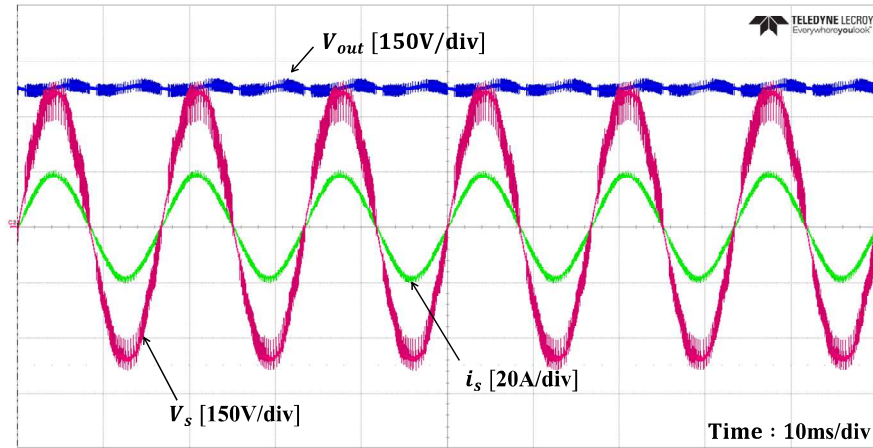


Fig. 4.10 Waveforms of input current and output voltage at maximum input voltage ($264 V_{rms}$).

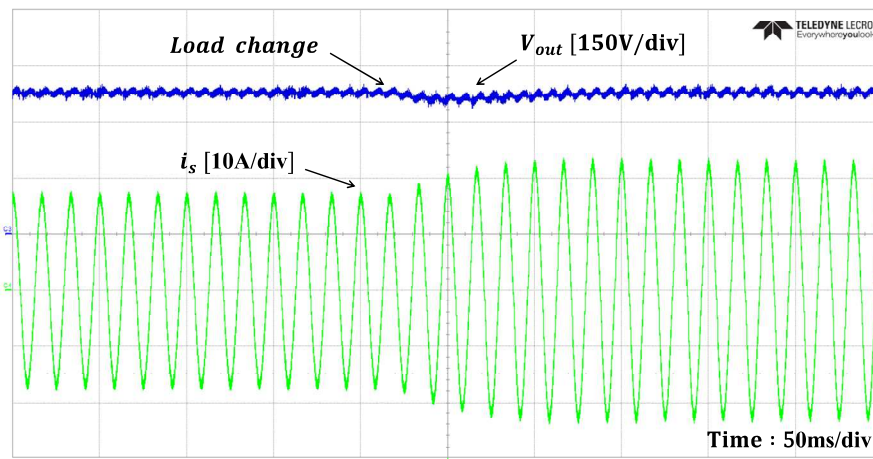


Fig. 4.11 Experiment waveform when load changes from 75% to 100%.

Fig. 4.12의 녹색 선에서 볼 수 있듯이 MPCC는 PCMC에 비해 전부하에서 효율이 향상되었다. 특히 50% 부하에서 0.351%, 100% 부하에서 0.254%로 가장 큰 차이를 보였다.

Fig. 4.13는 MPCC와 PCMC를 적용한 전부하에서의 역률을 보여준다. 25% 부하에서 역률은 PCMC보다 상대적으로 낮다. MPCC 방법의 특성상 입력전압의 첨두 부근에서 스위칭 동작 횟수가 감소할수록 전류 파형이 불규칙해지고 대칭성이 떨어지는 경향이 있다. 따라서 입력전압과 전류사이의 위상각인 변위역률 (displacement factor)가 상대적으로 낮은 것으로 분석된다.

전부하에서 MPCC와 PCMC의 THD는 Fig. 4.14에 나타나 있다. MPCC는 전부하에서 PCMC보다 낮은 THD를 나타낸다. 또한 THD는 100% 부하에서 증가하는 것을 볼 수 있는데, 이는 전력 및 인덕터가 증가함에 따라 cusp 왜곡 기간이 길어지기 때문이다 [45].

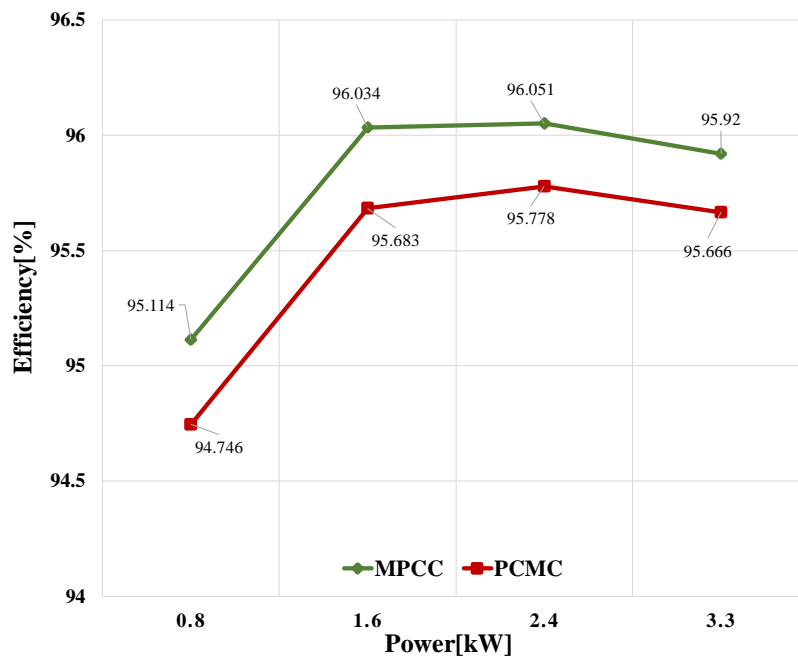


Fig. 4.12 Efficiency comparison result when using MPCC and PCMC at various power levels.

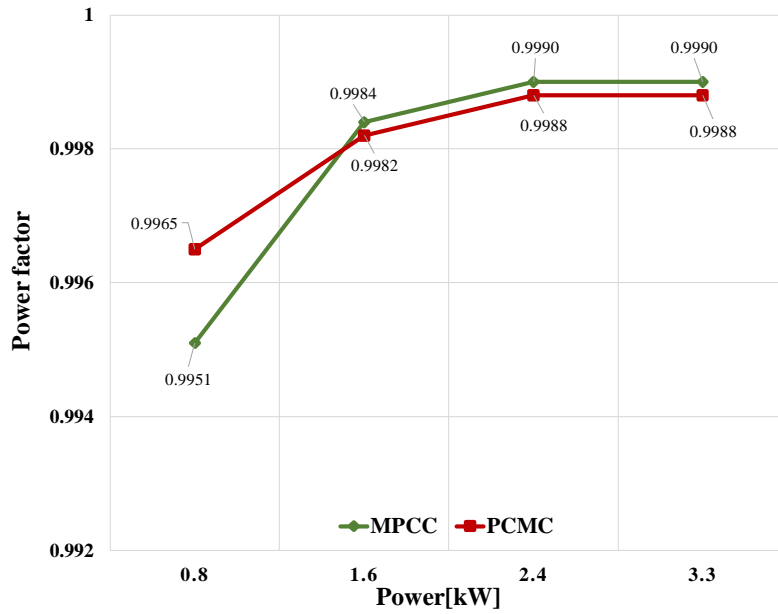


Fig. 4.13 Power factor comparison result of the input current when using PCMC and MPCC.

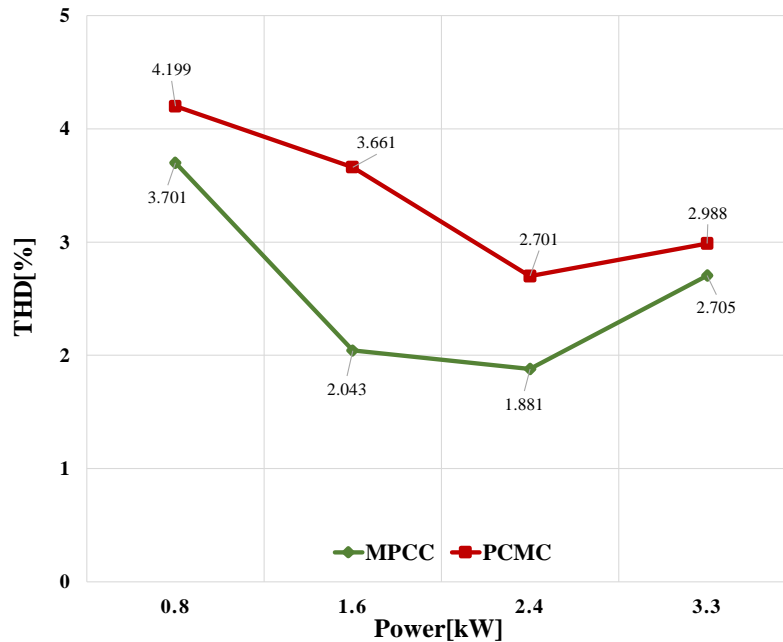


Fig. 4.14 THD comparison result of Input current when using the MPCC and PCMC at various power levels.

4.2.3 결과 고찰

본 절에서는 기존의 PCMC와 제안한 MPCC의 전력 손실을 비교하기 위해 [46-48]에서 제시한 방법을 이용하여 전력 손실을 분석한다.

손실 분석에 사용한 식은 다음과 같다.

$$P_{m.con} = R_{DS(on)} I_{D,rms}^2 \quad (4.1)$$

$$P_{m.sw} = (E_{on} + E_{off}) f_{sw} \quad (4.2)$$

$$P_{D.sw} = E_{rr} f_{sw} \quad (4.3)$$

$$P_{D.con} = I_{F,rms}^2 R_d + I_{F,avg} V_{FO} \quad (4.4)$$

$$P_{L.con} = I_{L,rms}^2 DCR \quad (4.5)$$

$$P_{L.con} = I_{C,rms}^2 ESR \quad (4.6)$$

$P_{m.con}$ 은 MOSFET의 전도손실을 나타내며 $R_{DS(on)}$ 은 드레인-소스 저항, $I_{D,rms}$ 는 RMS 드레인 전류이다. $P_{m.sw}$ 은 MOSFET의 스위칭 손실을 나타내고, E_{on} 과 E_{off} 는 스위치 on/off 시 손실 에너지이다. 다이오드 손실인 $P_{D.sw}$ 은 역회복 손실이며 $P_{D.con}$ 은 다이오드의 전도손실이다. E_{rr} 은 역회복 에너지이다. $I_{F,rms}$ 는 RMS 포워드 전류, R_d 는 다이오드의 등가 저항, $I_{F,avg}$ 는 평균 포워드 전류, V_{FO} 는 포워드 전압강하이다. $I_{L,rms}$ 는 브리지 다이오드를 통해 흐르는 RMS 전류이다. $P_{L.con}$ 및 $P_{C.con}$ 은 부스트 인덕터와 부하 커패시터의 전도손실이며 DCR은 인덕터의 DC 저항이며, ESR은 부하 커패시터의 등가 직렬 저항이다.

본 논문에서 사용된 전력 장치는 Table 2에 나열되어 있다. 실험에 사용된 스위칭 장치는 다음과 같다. Imperix 전력 모듈에 포함된 SiC MOSFET을 스위치로 사용하고, 부스트 다이오드는 하프 브리지 모듈의 사용하지 않는 스위치의 역병렬 다이오드로 사용하였다.

(4.1)~(4.6)을 이용하여 계산한 결과를 Fig. 4.15에 나타내었다. 브리지 다이오드의 경우 전도 손실만 고려하고 (4.4)의 식을 사용하였다.

Fig. 4.15는 부스트 PFC 컨버터의 25% 부하에서 MPCC와 PCMC의 손실을 보여주며, 회로 주요 소자들 외 기타 기생 성분 손실은 고려하지 않았다. 그림에서 다이오드 전도 손실이 상대적으로 높다는 것을 알 수 있다. 전도 손실이 증가한 이유는 동기 정류 동작 없이 역병렬 다이오드만을 사용하여 순방향 전압이 증가했기 때문이다 [49]. 같은 이유로 역병렬 다이오드의 저항도 증가한다. 다이오드 브리지 정류기의 전도 손실은 전체 손실에서 높은 비율을 차지하므로 전체 효율에 영향을 미친다. PCMC와 MPCC의 손실을 비교해 보면, 스위칭 주파수의 영향을 받지 않는 브리지 정류기, 모스펫, 다이오드, 부하 커패시터 및 인덕터의 전도 손실은 각각 비슷한 값을 나타낸다. 그러나 스위칭 주파수의 영향을 받는 모스펫과 다이오드의 스위칭 손실은 상대적으로 큰 차이를 보인다. 따라서 MPCC는 PCMC에 비해 스위칭 손실이 개선된다.

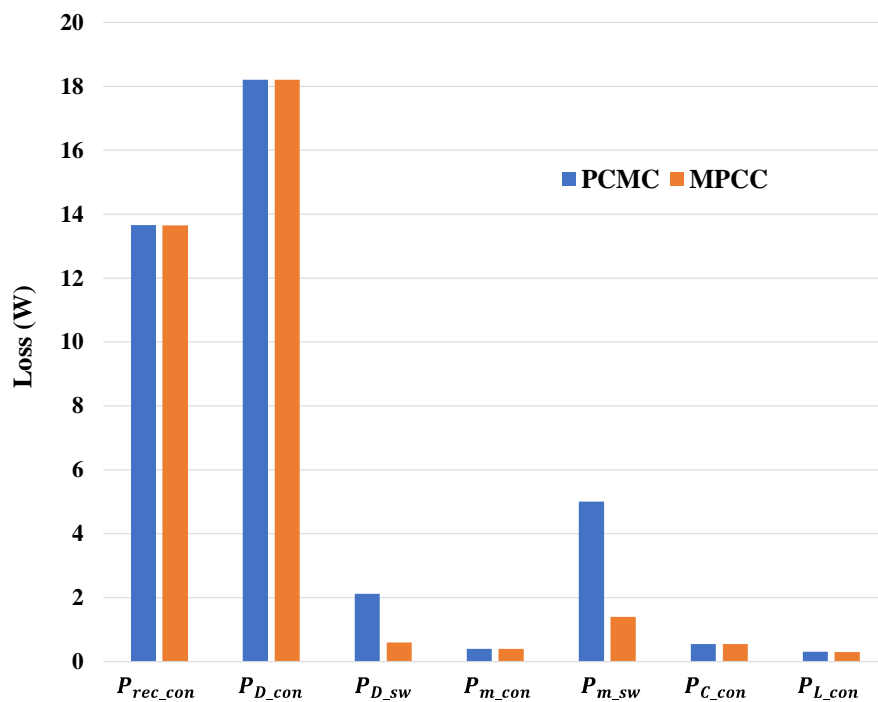


Fig. 4.15 Loss analysis result of PCMC and MPCC (25% load).

실험에 사용된 전력 모듈인 PEB 8024는 SiC 모스펫을 사용하므로 스위칭 손실이 상대적으로 낮다. 하지만 산업계에서 널리 사용되고 있는 Si 모스펫 및 IGBT를 사용하면 효율 향상이 더욱 높을 것으로 분석된다.

V. 결론

본 논문은 향상된 효율과 입력전압 왜곡에 대한 견고성을 모두 달성한 모델예측 전류제어를 기반으로 하는 부스트 PFC 컨버터를 제안한다. 모델예측 전류제어는 모델을 기반으로 다음 주기의 전류를 추정하여 인덕터 전류와 지령전류 간의 오차를 최소화하는 최적의 비용함수를 선정하여 컨버터를 제어한다. 내부적으로 생성된 전류지령은 입력 주파수를 검출하여 생성되며 왜곡된 입력전압의 영향을 받지 않으므로 입력전류는 왜곡되지 않은 정현파의 형태가 된다. 따라서 제안한 방식은 왜곡된 입력전압 조건에서도 강인한 성능을 나타낸다. 또한, 추가적인 회로나 복잡한 알고리즘 없이 스위칭 주파수가 감소해 효율을 개선할 수 있는 장점이 있다. 특히, $\beta = 1$ 부근에서 스위칭 주파수가 높게 나타나며 β 가 1보다 높거나 낮은 구간에서 스위칭 주파수는 낮게 나타났다. 순간 스위칭 주파수는 가장 높았을 때와 낮을 때는 25kHz, 7kHz이며 평균 스위칭 주파수는 14kHz로 나타났다. 역률은 전부하에서 0.995 이상의 고역률을 달성하였으며 50% 이상 부하에서는 상대적으로 더 높은 역률을 나타냈다. 입력전류 THD는 전부하에서 예측전류 모드 제어보다 모델예측 전류제어에서 더 낮게 나타난다. 제안된 방법은 PFC가 전기자동차 고전압 배터리 충전기, 에어컨 시스템, 서버 전원 공급장치 등과 같은 애플리케이션의 프리-레귤레이터 단에 사용하기 적합하다. 또한, Si MOSFET 및 IGBT와 같은 스위칭 손실이 높은 소자에 적용될 시 효율 개선 효과가 더욱 높아진다.

본 논문에서 제안한 방식은 샘플링 주파수에 따라 스위칭 주파수가 변동되는 특징이 있으며, 이로 인해 전류 리플의 크기에 영향을 미친다. 따라서 향후에는 샘플링 주파수에 따른 전류 리플의 크기가 회로에 어떠한 영향을 미치는지에 대한 연구가 필요하다. 나아가 전체 전력 컨버터 시스템에서 제안한 방식은 PFC 단에 해당하기 때문에, 추가로 부하 단에 배터리와 같은 DC-DC 단을 구성하여 연구를 수행해야 할 필요가 있다.

참 고 문 헌

- [1] S. K. Sahoo and H. R. Jariwala, "A new power factor correction technique using PFC boost converter," 2012 11th International Conference on Environment and Electrical Engineering, pp. 819-823, May 2012.
- [2] Electromagnetic compatibility (EMC) Part 3-2: Limits - Limits for harmonic current emissions (equipment input current ≤ 16 A per phase), IEC61000-3-2 Std., 2005.
- [3] M. K. H. Cheun, M. H. L. Chow, Y. M. Lai, and K. H. Loo, "Effects of imperfect sinusoidal input currents on the performance of a boost PFC pre-regulator," Journal of Power Electronics, vol. 12, No. 5, pp. 689-698, Sep. 2012
- [4] J. W. Kim, J. H. Yi, and B. H. Cho, "Enhanced variable on-time control of critical conduction mode boost power factor correction converters," Journal of Power Electronics, vol. 14, No. 5, pp. 890-898, Sep. 2014.
- [5] C. L. Nguyen, H. H. Lee, and T. W. Chun, "A Simple Grid-Voltage-Sensorless Control Scheme for PFC Boost Converters," Journal of Power Electronics, vol. 14, no. 4. The Korean Institute of Power Electronics, pp. 712-721, Jul. 2014.
- [6] B. Zhu, S. Sun, Y. Jia, "High-Performance Control Simulation of PFC Converter for Electric Vehicle Charger", Journal of Control Science and Engineering, vol. 7 pages, Mar. 2023.
- [7] N. N. Esfetanaj, Y. Saad, O. A. Sakaria, H. Wang and P. Davari, "Differential Model EMI Filter Analysis for Interleaved Boost PFC Converters Considering Optimal Phase Shifting," 2020 22nd European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'20 ECCE Europe), pp. 1-10, 2020.

- [8] S. Rahman, Y. Kosesoy, M. A. Ozdemir, O. Simsek, M. T. Aydemir and A. Chub, "Design and Practical Implementation of a Parallel-Switched Power Factor Correction Boost Converter," 2021 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), pp. 395-400, Aug. 2021.
- [9] 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, pp. 16-20, Nov. 2013.
- [10] H. Zhang, H. Li, J. Mao, C. Pan and Z. Luan, "Model-Free Control of Single-Phase Boost AC/DC Converters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 37, no. 10, pp. 11828-11838, Oct. 2022.
- [11] E. Roshandel, B. Derakhshanian and A. Mahmoudi, "Optimal Digital Controller for Power Factor Correction of the Switching Power Supplies," 2021 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT Asia), pp. 1-5, Dec. 2021.
- [12] H. Zhang, X. K. Ma, B. L. Xue, W. Z. Liu, "Study of intermittent bifurcations and chaos in boost PFC converters by nonlinear discrete models", Chaos, Solitons & Fractals, Volume 23, Issue 2, Pages 431-444, 2005.
- [13] J. P. M. Figueiredo, F. L. Tofoli and B. L. A. Silva, "A review of single-phase PFC topologies based on the boost converter," 2010 9th IEEE/IAS International Conference on Industry Applications - INDUSCON 2010, pp. 1-6, Nov. 2010.
- [14] S. Wall and R. Jackson, "Fast controller design for single-phase power factor correction systems," IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 44, no. 5, pp. 654-660, Oct. 1997.
- [15] L. Roggia, F. Beltrame, J. E. Baggio, and J. R. Pinheiro, "Digital current controllers applied to the boost power factor correction converter with load variation," IET Power Electronics, vol. 5, no. 5, pp. 532-541, May 2012.

- [16] M. Orabi and T. Ninomiya, "Step-One in Pre-regulator Boost Power Factor-Correction Converter Design," *Journal of Power Electronics*, vol. 4, no. 1, pp. 18-27, Jan. 2004.
- [17] J. P. Gegner and C. Q. Lee, "Linear peak current mode control: a simple active power factor correction control technique for continuous conduction mode" in *Proc. IEEE PESC*, pp. 23-27, Jun 1996.
- [18] L. Rossetto, G. Spiazzi, and P. Tenti, "Control techniques for power factor correction converters," in *Proc. IEEE PEMC*, pp. 1310–1318, Sept. 1994.
- [19] R. W. Erickson and D. Maksimovic, "Current-Programmed Control," in *Fundamental of Power Electronics*, 3rd ed. Denver, CO, USA, pp. 738-745, Springer, 2020.
- [20] A. El Aroudi and M. Orabi, "Stabilizing Technique for AC–DC Boost PFC Converter Based on Time Delay Feedback," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 57, no. 1, pp. 56-60, Jan. 2010.
- [21] L. Dixon, "Average current mode control of switching power supplies" in *Unitrode Power Supply Design Seminar Handbook*, NH, Merrimack:Unitrode Corp., 1990.
- [22] W. Zhang, G. Feng, Y. F. Liu and B. Wu, "A new predictive control strategy for power factor correction," *Eighteenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03.*, vol.1, pp. 403-409, Feb. 2003.
- [23] H. Z. Azazi., E. E. El-Kholy, S. A. Mahmoud, and S. S. Shokralla, "DSP-based control of boost PFC AC-DC converters using predictive control", *Trans. Journal of Engineering and Science*, vol. 11, pp. 23- 33, Apr 2011.
- [24] J. Chen, A. Prodic', Robert W. Erickson, and Dragan Maksimovic', "Predictive Digital Current Programmed Control," *IEEE Trans. Power electronics*, vol. 18, no.1, pp. 411-419, Jan. 2003.
- [25] T. Takahashi, and Y. Li, "High frequency partial boost power factor correction control circuit and method", Aug. 2006.

- [26] 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.
- [27] C. Bordons and C. Montero, "Basic Principles of MPC for Power Converters: Bridging the Gap Between Theory and Practice," in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 9, no. 3, pp. 31-43, Sept. 2015.
- [28] D. Q. Mayne, "Model predictive control: Recent developments and future promise," *Automatica*, vol. 50, no. 12, pp. 2967–2986, Dec. 2014.
- [29] S. Vazquez et al., "Model Predictive Control: A Review of Its Applications in Power Electronics," in *IEEE Industrial Electronics Magazine*, vol. 8, no. 1, pp. 16-31, Mar. 2014.
- [30] C. Xia, T. Liu, T. Shi and Z. Song, "A Simplified Finite-Control-Set Model-Predictive Control for Power Converters," in *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 10, no. 2, pp. 991-1002, May 2014.
- [31] P. Cortés, A. Wilson, S. Kouro, J. Rodriguez and H. Abu-Rub, "Model Predictive Control of Multilevel Cascaded H-Bridge Inverters," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 57, no. 8, pp. 2691-2699, Aug. 2010.
- [32] 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, Jun. 2009.
- [33] B. Feng and H. Lin, "Finite Control Set Model Predictive Control of AC/DC Matrix Converter for Grid-Connected Battery Energy Storage Application," *Journal of Power Electronics*, vol. 15, no. 4, pp. 1006–1017, Jul. 2015.

- [34] A. G. Bartsch, C. J. Meirinho, Y. R. de Novaes, M. S. M. Cavalca and J. de Oliveira, "Analysis of predictive control for boost converter in power factor correction application," 2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), pp. 1-8, Nov. 2016.
- [35] R. Vargas, U. Ammann, J. Rodríguez, and J. Pontt, "Reduction of switching losses and increase in efficiency of power converters using predictive control," in Proc. IEEE PESC, Jun. 15–19, pp. 1062–1068, 2008.
- [36] R. Vargas, U. Ammann, J. Rodríguez, and J. Pontt, "Predictive strategy to reduce common-mode voltages on power converters," in Proc. IEEE PESC, Jun. 15–19, pp. 3401–3406, 2008.
- [37] R. Vargas, M. Rivera, J. Rodríguez, and J. Espinoza, "Predictive torque control with input PF correction applied to an induction machine fed by a matrix converter," in Proc. IEEE PESC, Jun. 15–19, pp. 9–14, 2008.
- [38] P. Correa, J. Rodriguez, I. Lizama and D. Andler, "A Predictive Control Scheme for Current-Source Rectifiers," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 5, pp. 1813-1815, May 2009.
- [39] R. Vargas, P. Cortes, U. Ammann, J. Rodriguez, and J. Pontt, "Predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 5, pp. 2697–2705, Oct. 2007.
- [40] R. Lin, S. -D. Huang, G. -Z. Cao and C. Wu, "Model-Predictive-Control-Based Speed Control Strategies of Permanent Magnet Synchronous Motors," 2023 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), pp. 1-7, Jun. 2023.
- [41] Z. Leng and Q. Liu, "A simple model predictive control for Buck converter operating in CCM," 2017 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), Pilsen, Czech Republic, pp. 19-24, Sept. 2017.

- [42] K. Qian, Y. Xu, M. Fan, H. Wang and Y. Yang, "Model Predictive Control of Current Source Inverter for PMSM Drive," 2023 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), pp. 1-6, Jun. 2023.
- [43] Y. Wang, J. Zhang and G. Liu, "Model Predictive Control of Matrix Converter-based Flywheel Energy Storage System," 2021 IEEE International Conference on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE), pp. 819-824, Nov. 2021.
- [44] R. Surus, L. J. Niewiara, T. Tarczewski and L. M. Grzesiak, "Finite control set model predictive current control for reluctance synchronous motor," 2022 IEEE 20th International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), pp. 235-242, Sept. 2022.
- [45] D. Paschedag and M. Ferdowsi, "Elimination of zero-crossing distortion in a power factor correction circuit," 2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 4049-4052, Sept. 2012.
- [46] S. Tiwari, S. Basu, T. M. Undeland and O. M. Midtgård, "Efficiency and Conducted EMI Evaluation of a Single-Phase Power Factor Correction Boost Converter Using State-of-the-Art SiC Mosfet and SiC Diode," in IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 55, no. 6, pp. 7745-7756, Dec. 2019.
- [47] S. Mao, R. Ramabhadran, J. Popovic and J. A. Ferreira, "Investigation of CCM boost PFC converter efficiency improvement with 600V wide band-gap power semiconductor devices," 2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), pp. 388-395, Jan. 2015.
- [48] S. Abdel-Rahman, F. Stückler, and K. Siu, "PFC boost converter design guide," Infineon application note, vol. 2, 2016.
- [49] Rohm, "SiC power devices and modules," Application Note, Kyoto, Japan, Jun. 2013.

감사의 글

대학원 입학 전, “내가 석사를 할 수 있을까?”라는 많은 걱정과 고민 끝에 현규형과 손을 잡고 교수님 방문을 두드린게 엇그제 같은데 어느새 2년 반 동안의 석사과정을 마치고 학위 논문을 제출하게 되었습니다. 공부보다는 노는 것을 더 좋아하는 저를 졸업에 이를 수 있도록 지난 시간 동안 도움을 주신 분들이 많습니다. 이 기회를 빌려 그분들께 감사의 말씀을 전합니다.

먼저 대학원 생활에 있어 다양한 경험과 전력전자 분야에 대한 지식을 쌓게 해주신 최영준 교수님께 진심으로 감사의 말씀을 드립니다. 현규형과 문을 두드려 찾아뵈었을 때 “두 분은 공부 잘하시잖아요?”라고 하신 말씀이 아직까지도 기억이 납니다. 교수님의 냉철하고도 친근했던 지도 덕분에, 많은 경험을 하고 연구를 할 수 있었습니다. 그뿐만 아니라, 인생에 대한 좋은 조언도 해주셔서 정말 많은 도움이 되었습니다. 다시 한번 감사드립니다. 또한, 더 좋은 논문이 될 수 있도록 학위 논문에 관심을 가지고 심사해 주신 김호찬 교수님, 진영규 교수님께 진심으로 감사드립니다.

학위논문을 작성하는데 시간을 주시며 배려해주신 한국자동차연구원 이백행 수석님, 곽수진 부문장님께 감사의 말씀을 전합니다. 앞으로 누구보다 일을 열심히, 잘 하는 연구원이 되겠습니다. 감사합니다.

많은 시간을 함께하며 도움을 주셨던 연구실 분들께 감사의 말씀을 전합니다. 우선 대학원 생활에 많은 노하우와 조언을 해주신 친근한 형 같은 진홍이 형, 항상 뭐하냐고 물어보시던 승현이 형, 성격이 시원시원하신 명석이 형, 항상 일찍 오시는 아선 누나에게 감사하다는 말씀을 드리고 싶습니다.

연구실 생활에서 지루하지 않게 같이 생활했던 형들, 동기, 후배분들께도 감사하다는 말씀을 전하고 싶습니다. 우선, 고현 브라더스의 머리 현규 형, 형 덕분에 화도 나고 싸우기도 하고 했지만, 형이 없었으면 대학원 생활은 아주 지루했을 거야. 그리고 정신이 갈팡질팡 할 때 채찍 때리며 잘 잡아줘서 고맙다. 연구실 후배이자 친구인 주일아, 덕분에 많이 웃을 수 있었다. 그리고 요즘 스트레스 많이 받고 있는 것 같은데 이제부터 시작이다. 빨리 그 긴 머리 뺄

밀고 파이팅 하자! 연구실 에이스 지훈이 형, 첫인상과 지금의 이미지는 많이 다르지만 지금이 더 친근해서 좋네. 대학원 생활 동안 이런저런 노하우 많이 알려줘서 고마워.

연구실 창완이 형, 형석이 형, 요섭이 형, 응웬 부족한 저를 옆에서 잘 챙겨줘서 고맙습니다. 그리고 연구실 후배 정헌이, 태석이, 현진이, 희정이 지금도 열심히 하고 있지만, 앞으로 더 열심히 해서 원하는 목표를 이루길 바랄게.

전력 계통연구실 동기이자 친구인 영민아, 너는 석사과정을 결정하고, 나는 고민하고 있었을 때 결정을 쉽게 해줘서 고맙네. 그때가 벌써 3년 전이네. 시간 참 빠르다. 대학원 생활을 같이하면서 내가 많은 도움은 못 주었지만 재밌었잖아? 그리고 우리가 친구인지 거의 20년인데 앞으로도 좋은 인연 쪽 이어가자. 제주도 빨리 내려와라. 그리고 마찬가지로 범석아, 네가 있어서 남은 대학원 생활이 지루하지 않았다. 대학원 시절 동안 영민 너, 나 이렇게 많이 놀러 갔잖아. 이 추억은 평생 잊지 못할 것 같다. 너도 좀 있으면 졸업을 앞두고 있구나. 앞으로도 파이팅 하자!

학교 이외 오대기 친구들 수홍이, 진호, 민협이, 주현이, 광덕이 대학원 생활 동안 학교 밖에서 많은 격려와 힘을 줘서 정말 고맙다. 앞으로도 더 좋은 인연 이어 나가자.

마지막으로 가족분들께 감사의 인사를 드립니다. 제가 대학교 이후로 공부를 또 하게 될 줄 꿈에도 모르셨던 아버지, 어머니께 감사의 마음을 담아 이 논문을 바칩니다. 26년 평생을 효도와는 거리가 멀었던 저를 아껴주시고 사랑해 주셔서 감사합니다. 이 은혜 잊지 않고 평생 갚으면서 살겠습니다. 그리고 툭툭 대면서 도와줄 건 다 도와주는 형, 손주 걱정밖에 없는 할머니 모두 정말 감사하고 사랑합니다.

여기에 모두 쓰지는 못하지만, 그동안 저를 잘 챙겨주시고 도움을 주신 모든 친지 분들과 지인분들께 감사의 인사를 드리며 글을 마칩니다. 감사합니다.