

# 효율 최적화를 위한 단상 CCM-PFC 컨버터의 가변 주파수 제어 알고리즘

신희수, 채수용  
포항공과대학교

## Variable Frequency Control Algorithm in Single-Phase CCM-PFC Converters for Efficiency Optimization

Heesu Shin, Suyong Chae  
Pohang University of Science and Technology

### ABSTRACT

CCM(Continuous Conduction Mode) 부스트 PFC(Power factor Correction) 컨버터는 입력 순시 라인전압의 크기 변화에 따라 인덕터 순시 전류의 변화가 크게 나타난다. 이러한 변화는 전력밀도 향상을 고려한 CCM-PFC 컨버터에서 인덕턴스의 비선형적인 특성을 증가시키는 원인이 되며 시스템 손실 분석의 복잡성을 증가시킬 수 있다. 본 논문에서는 순시 전류가 변화하는 동적 상황에서 인덕턴스의 가변 특성을 부분선형화 기법을 사용하여 해석한다. 이를 기반으로 CCM-PFC 컨버터의 선형 구간마다 허용 스위칭 리플을 만족하는 최소 주파수 및 스위칭 주파수에 따른 손실을 평가한다. 선형 구간 별 손실 감소를 위해 인덕터 스위칭 리플 조건을 만족하는 효율 최적 주파수 선정으로 시스템 성능을 증가시키는 제어 알고리즘을 제안한다. 제안된 알고리즘은 1.2kW급 CCM-PFC 컨버터를 대상으로 MATLAB/Simulink 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

### 1. 서론

고효율 및 지속 가능한 전력망, 전기차 배터리 충전 및 전기 비행기의 보조 전원 장치 등 다양한 용도로 전력 전자 인터페이스의 필요성이 증가하고 있다.<sup>[1]</sup> 전력변환기의 전력 밀도를 높이는 것은 불필요한 손실을 줄이고 재료 사용을 최소화함으로써 비용 절감의 이점을 가져온다. 일반적으로 높은 스위칭 주파수는 전력 밀도를 보장해 주지만 동시에 큰 스위칭 손실을 발생시킨다.<sup>[2]</sup>

CCM-PFC 컨버터의 큰 전류 변동성은 전력 밀도와 효율을 동시에 고려한 설계를 어렵게 하며 코어의 부분 포화 현상은 컨버터의 손실 평가를 복잡하게 만드는 요인이다. 본 논문은 CCM-PFC 컨버터를 대상으로 인덕터 전류의 넓은 범위에서 변동하는 인덕턴스를 부분 선형화 하여 해석하고 구간별 손실을 추정한다. 추정된 손실과 인덕터 허용 전류 리플을 기반으로 부분 선형 구간별 시스템 손실이 감소하는 주파수를 선정하여 제어하는 알고리즘을 제안한다.

### 2. 본론

#### 2.1 PWA (Piecewise-Affine) Modeling

인덕터 코어의 부분 포화 영역의 사용은 높은 전력 밀도

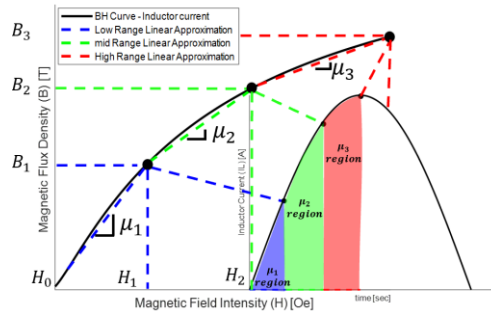


그림1 CCM-PFC 컨버터 인덕터의 부분 선형 아핀 모델링  
Fig.1 PWA(Piecewise-Affine) Modeling of the Inductor in a CCM-PFC Converter

달성을 위해 필수적이지만 코어의 투자율을 단순 선형 함수로 해석할 수 없게 만드는 요소이다. 부분 포화 영역에서 인덕터 동작을 재현할 수 있는 여러 비선형 모델이 제안되었지만 구현이 복잡하고 많은 연산량이 필요하다는 단점이 있다.

식 (1)의 부분 선형 아핀(Piecewise-Affine)함수의 일반식은 비선형 함수에 대해 정의역에서 n개  $x_i (i=1 \dots n)$  지점을 잡고 각 구간에서 선형 함수의 조합을 만들어 비선형 함수를 간단하게 표현하는 수학 기법이다.<sup>[3]</sup>

$$f(x) = \begin{cases} \alpha_1(x - x_1) + \beta_1 & x_1 < x \leq x_2 \\ \alpha_2(x - x_2) + \beta_2 & x_2 < x \leq x_3 \\ \vdots & \vdots \\ \alpha_{n-1}(x - x_{n-1}) + \beta_{n-1} & x_{n-1} < x \leq x_n \end{cases} \quad (1)$$

위 식에서  $\alpha_i, \beta_i (i=1, 2 \dots n-1)$ 는 각각 i번째 구간에서의 기울기와 절편을 의미한다.

$$B(x) = \begin{cases} \mu_1(H - H_1) + \sigma_1 & H_0 \leq x \leq H_1 \\ \mu_2(H - H_2) + \sigma_2 & H_1 \leq x \leq H_2 \\ \vdots & \vdots \end{cases} \quad (2)$$

넓은 전류 범위를 갖는 CCM-PFC 컨버터는 전류 동작점에 따라 코어의 포화 현상이 심화된다. 그림 1과 같이 전류 구간별로 코어의 투자율을 식 (2)로 부분 선형화 함으로써 포화 영역에서 인덕터의 동작을 선형 근사화 할 수 있다. 위 식에서  $\mu_i, \sigma_i$ 는 각각 i번째 구간에서의 투자율과 절편을,  $H_i$ 는 i번째 지점에서 자기장 강도를 의미한다.

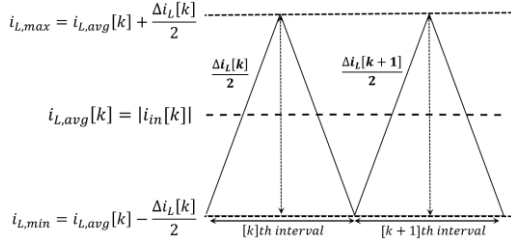


그림2 CCM-PFC 컨버터의 인덕터 리플 전류 파형  
Fig.2 The Waveform of the Inductor Ripple Current in a CCM-PFC Converter

## 2.2 CCM-PFC 컨버터의 손실계산

CCM-PFC 컨버터의 도통 손실을 계산하기 위해서는 인덕터 전류에 존재하는 저주파 성분과 고주파 스위칭 리플 성분에 대한 RMS 값을 계산해야 한다. 그림 2는 CCM-PFC 컨버터의 동작 인덕터 전류 파형을 나타내며, k번째 구간 인덕터 전류  $I_{L,rms}[k]$ 의 상승폭과 하강폭이 동일하다고 가정할 경우 식 (3)과 같이 표현할 수 있다. [4]

$$I_{L,rms}[k] = |i_{in}[k]| \sqrt{1 + \frac{1}{3} \left( \frac{V_{in}[k] D[k]}{2 i_{in}[k] L[k] f_{sw}} \right)^2} \quad (3)$$

여기에서  $D[k]$ 는 k번째 구간에서 듀티비를 의미하며  $V_{in}[k]$ ,  $i_{in}[k]$ 는 각각 k번째 구간에서 입력전압과 입력 전류를 의미한다.

$L[k]$ 는 k번째 구간에서 인덕턴스를 의미하지만 본 논문에서는 식 (2)에 적용된 투자율 모델을 이용하여, 임의 구간 내 인덕턴스를 일정하다고 가정한다.

### 2.2.1 인덕터 손실

인덕터 손실에서 도통 손실  $P_{DCR}[k]$ 과 코어 손실  $P_{Core}[k]$ 은 주요한 요소이다. 코어 손실을 정밀히 계산하기 위해 인덕터 전류에 포함된 입력 전압 주파수의 2차 고조파 성분  $2f_{line}$ 과 스위칭 리플 성분  $f_{sw}$ 을 고려해야 한다. [1] 식 (4)는 도선에 의한 도통손실을 나타내며 식 (5)는 코어손실을 나타낸다.

$$P_{DCR}[k] = I_{L,rms}^2[k] r_{DCR} \quad (4)$$

$$P_{Core}[k] = A_e I_e \left\{ f \left( \sqrt{2} I_{L,rms}, 2f_{line} \right) + f \left( i_{L,avg}[k] + \Delta i_L[k], f_{sw} \right) \right\} \quad (5)$$

위 식에서  $A_e, I_e$ 는 각각 코어 단면적과 자기 경로를 의미하며  $\sqrt{2} I_{L,rms}$ 는 인덕터 전류 저주파 성분의 최대값이다.  $i_{L,avg}[k]$ ,  $\Delta i_L[k]$ 는 각각 k번째 구간에서 인덕터 평균 전류와 리플 전류의 크기를 의미한다.

### 2.2.2 MOSFET 손실

MOSFET에서 발생하는 총 손실은 도통 손실  $P_{sw,rds}[k]$ 과 스위칭 손실  $P_{sw}[k]$ 의 합으로 나타낼 수 있다.

$$P_{sw,rds}[k] = D[k] I_{L,rms}^2[k] r_{ds,on} \quad (6)$$

$$P_{sw}[k] = 0.5 I_{L,avg}[k] V_o f_{sw} (t_{on} + t_{off}) \quad (7)$$

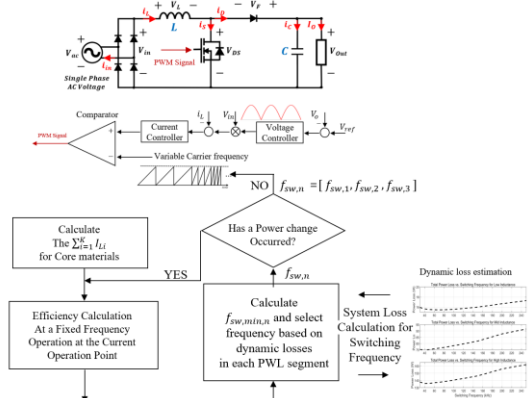


그림3 제안하는 제어 알고리즘의 순서도  
Fig.3 Proposed Algorithm Flowchart

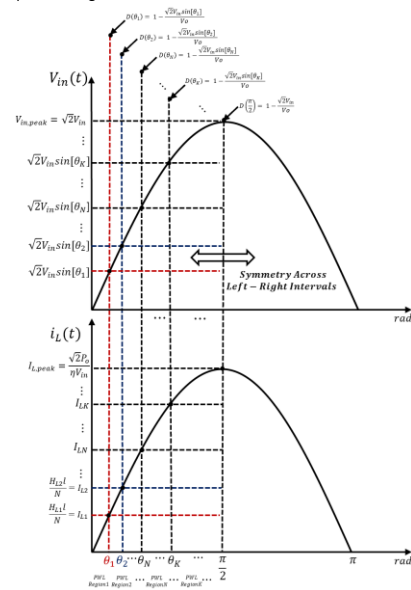


그림4 출력전력에 따른 부분선형 구간별  $\theta_n$  계산법  
Fig.4 Calculation of  $\theta_n$  in Partial Linear Segments According to Output Power

위 식에서  $r_{ds,on}$ 은 MOSFET의 온 상태 드레인-소스 저항을 의미한다. MOSFET의 온 시간  $t_{on}$ 과 오프 시간  $t_{off}$ 에 의해 발생하는 스위칭 손실은 출력전압  $V_o$ 와 인덕터 평균 전류  $I_{L,avg}$  및 스위칭 주파수  $f_{sw}$ 의 함수로 표현된다.

### 2.2.3 풀 브릿지 정류기, 부스트 다이오드 손실 및 커패시터 ESR 손실

Boost 컨버터의 Bridge 다이오드, Free-wheeling 다이오드 및 출력 커패시터에서의 손실  $P_{FD}[k]$ ,  $P_{BD}[k]$ ,  $P_{esr}[k]$ 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P_{FD}[k] = 2V_F |i_{in}[k]| \quad (8)$$

$$P_{BD}[k] = V_F (1 - D[k]) |i_{in}[k]| \quad (9)$$

$$P_{esr}[k] = (1 - D[k]) I_{L,rms}^2[k] - I_o^2 |r_{esr} \quad (10)$$

위 식에서  $V_F$ 는 다이오드의 순방향 전압강하를

의미하며  $r_{esr}$  은 커패시터의 등가 직렬 저항(ESR, Equivalent Series Resistance),  $I_o$  는 출력 전류를 의미한다.

CCM-PFC 컨버터의 총 손실은 식(4)–(10)의 합으로 표현할 수 있다.

### 2.3 제안하는 알고리즘

일반적으로 CCM-PFC 컨버터의 전력밀도와 효율 사이에는 trade-off가 존재한다. 하지만 소자 파라미터와 전류 구간에 따라 스위칭 주파수를 낮추어도 손실 특성이 악화되는 구간이 존재할 수 있다. 그림 3에 제안하는 알고리즘은 동작지점 별 인덕턴스의 포화 특성을 고려하여 전류 리플은 허용 범위 이하로 유지하면서 시스템 효율은 높여주는 주파수를 선정하여 제어한다.

주파수 선정을 위해 코어 재료 특성을 고려한 인덕턴스의 PWA 모델링이 요구되며 구간 별 자기장 강도는 경계 구간 인덕터 전류를 결정한다. 본 논문에서는 magnetics 사에 kool Mu 77083A7 토로이드 코어를 대상으로 표 1과 같이 3구간에서 선형화 하여 시뮬레이션을 진행하였다.

그림 4와 같이 CCM-PFC 컨버터의 역률을 1로 가정하면 효율  $\eta$  과 출력 전력  $P_o$  에 따라 저주파 인덕터 전류의 크기가 결정된다. 식 (11)에 의해 최대 전류 범위 내 각 경계구간에서 인덕터 전류의 경계구간 각도  $\theta_n$  를 알 수 있다.

$$\theta_n = \sin^{-1}\left(\frac{I_{L,n}}{I_{L,peak}}\right) \begin{cases} 1 \leq n \leq k \\ 0 \leq \theta_n \leq \frac{\pi}{2} \end{cases} \quad (11)$$

$$\Delta i_{L,n} = \frac{\sqrt{2}V_m \sin(\theta_n)}{L_n f_{sw}} \left(1 - \frac{\sqrt{2}V_m \sin(\theta_n)}{V_{out}}\right) \quad (12)$$

식 (12)에 따라 경계구간에서 허용 전류 리플을 만족하는 최소 주파수  $f_{sw,min,n}$  를 선정하고 각 PWA 구간에서 스위칭 주파수에 따른 손실을 분석하여 손실을 감소시키는  $f_{sw,min}$  이상의  $f_{sw,n}$  을 선정한다.

표 1 Kool Mu 77083A7 PWA 모델링

Table 1 Kool Mu 77083A7 PWA Modeling

Inductor Current [A]	0–8.56	8.56–18.35	18.35–30
Inductance [ $\mu$ H]	578.6	304.87	157.53

### 2.4 시뮬레이션 결과

본 알고리즘 검증을 위해 1.2kW급 CCM-PFC 컨버터를 대상으로 MATLAB/Simulink 시뮬레이션을 진행하였다.

표 2 시뮬레이션 파라미터

Table 2 Simulation Parameter

		Inductor Parameter	
$V_{in}$	85 [V]	$A_e$ Cross section area	214 [mm <sup>2</sup> ]
$C$	900.9 [ $\mu$ F]	$l_e$ Path length	98.4 [mm]
$V_{out}$	400 [V]	$N$ truns	64
MOSFET	IPB65R045C7	Diode	GSIB2580

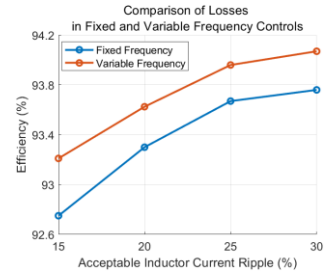


그림5 인덕터 전류 스위칭 리플 vs 효율  
Fig.5 Inductor Current Switching Ripple Versus Efficiency

출력 전력 1.2kW 급에서 제안하는 알고리즘을 적용했을 때,  $I_{L,peak} \approx 21$ [A] 가 되며  $21\sin[\theta_1, \theta_2, \theta_3] = [8.56 \ 18.56 \ 21]$  을 만족하는  $[\theta_1, \theta_2, \theta_3] = [0.137\pi, 0.338\pi, 0.5\pi]$  가 된다. 역률을 1로 가정하고 허용 인덕터 전류 리플을 25%로 하여  $f_{sw,min,n}$  을 계산한 결과는 구간별로 [35kHz, 55kHz, 100kHz] 가 되며  $f_{sw,min,n} = f_{sw,n}$  이 된다. 그림 5는 1.2kW에서 전류 리플 허용에 따른 고정 주파수 제어와 제안하는 제어 알고리즘의 효율을 비교한 결과이다.

### 3. 결론

본 논문에서는 CCM-PFC 컨버터를 대상으로 인덕터의 부분 포화 영역을 PWA 모델링하여 동적 상황에서 손실을 평가한다. 손실 평가와 허용 전류 리플을 기반으로 각 선형 구간의 손실을 감소시키기 위한 주파수를 선정하는 제어 알고리즘을 제안한다. 본 알고리즘은 1.2kW급 CCM-PFC를 대상으로 허용 전류 리플 30% 조건에서 고정 주파수 제어 효율 대비 0.46%의 효율 개선을 달성하였다. 제안하는 알고리즘은 고전력 어플리케이션에서 더 높은 효율 개선을 달성할 것으로 기대한다.

이 논문은 2024년도 정부(산업통상자원부)의 재원으로 한국에너지기술평가원의 지원을 받아 수행된 연구임(RS-2023-00234707, 전력계통 안정화를 위한 연료전지 및 수전해 계통 연계 운영기술 개발)

### 참고문헌

- [1] J. Lu, A. Mallik and A. Khaligh, "Dynamic Strategy for Efficiency Estimation in a CCM-Operated Front-End PFC Converter for Electric Vehicle Onboard Charger," in *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 3, no. 3, pp. 545–553, Sept. 2017
- [2] J. W. Kolar *et al.*, "PWM Converter Power Density Barriers," *2007 Power Conversion Conference - Nagoya*, Nagoya, Japan, 2007, pp. P-9-P-29, doi: 10.1109/PCCON.2007
- [3] Muhammad Mansoor, Michael Stadler, Michael Zellinger, Klaus Lichtenegger, Hans Auer, Armin Cosic, Optimal planning of thermal energy systems in a microgrid with seasonal storage and piecewise affine cost functions, *Energy*, Volume 215, Part A, 2021
- [4] L. Huber, Y. Jang and M. M. Jovanovic, "Performance Evaluation of Bridgeless PFC Boost Rectifiers," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 3, pp. 1381–1390, May 2008