

## 모델예측제어기법들로 제어되는 3상 AC/DC 컨버터 동작 특성 및 직류 커패시터 상태 관계 분석 연구

Investigation of Relationship between DC-link Capacitor Condition and Performance of Three-phase AC/DC Converters Controlled by Model Predictive Control Methods

---

저자 (Authors)	김동연, 김재창, 곽상신 Dongyeon Kim, Jae-Chang Kim, Sangshin Kwak
출처 (Source)	<a href="#">전기학회논문지 70(4)</a> , 2021.4, 626-640 (15 pages) <a href="#">The transactions of The Korean Institute of Electrical Engineers 70(4)</a> , 2021.4, 626-640 (15 pages)
발행처 (Publisher)	<a href="#">대한전기학회</a> The Korean Institute of Electrical Engineers
URL	<a href="http://www.dbpia.co.kr/journal/articleDetail?nodeId=NODE10545031">http://www.dbpia.co.kr/journal/articleDetail?nodeId=NODE10545031</a>
APA Style	김동연, 김재창, 곽상신 (2021). 모델예측제어기법들로 제어되는 3상 AC/DC 컨버터 동작 특성 및 직류 커패시터 상태 관계 분석 연구. <a href="#">전기학회논문지</a> , 70(4), 626-640.
이용정보 (Accessed)	중앙대학교 165.***.103.27 2021/07/05 11:41 (KST)

---

### 저작권 안내

DBpia에서 제공되는 모든 저작물의 저작권은 원저작자에게 있으며, 누리미디어는 각 저작물의 내용을 보증하거나 책임을 지지 않습니다. 그리고 DBpia에서 제공되는 저작물은 DBpia와 구독계약을 체결한 기관소속 이용자 혹은 해당 저작물의 개별 구매자가 비영리적으로만 이용할 수 있습니다. 그러므로 이에 위반하여 DBpia에서 제공되는 저작물을 복제, 전송 등의 방법으로 무단 이용하는 경우 관련 법령에 따라 민, 형사상의 책임을 질 수 있습니다.

### Copyright Information

Copyright of all literary works provided by DBpia belongs to the copyright holder(s) and Nurimedia does not guarantee contents of the literary work or assume responsibility for the same. In addition, the literary works provided by DBpia may only be used by the users affiliated to the institutions which executed a subscription agreement with DBpia or the individual purchasers of the literary work(s) for non-commercial purposes. Therefore, any person who illegally uses the literary works provided by DBpia by means of reproduction or transmission shall assume civil and criminal responsibility according to applicable laws and regulations.

# Investigation of Relationship between DC-link Capacitor Condition and Performance of Three-phase AC/DC Converters Controlled by Model Predictive Control Methods

모델예측제어기법들로 제어되는 3상 AC/DC 컨버터 동작 특성 및 직류 커패시터 상태 관계 분석 연구

Dongyeon Kim · Jae-Chang Kim · Sangshin Kwak

김동연\* · 김재창\* · 곽상신†

## Abstract

In this paper, six model predictive control techniques developed so far to be used to operate a three-phase active rectifier are classified. In addition, their input and output electrical performance are compared and analyzed. The six model predictive control techniques are largely classified into voltage-based (VOC) and direct power control (DPC) methods. In addition, VOC and DPC are classified into a basic control method and a modified control method divided into a vector selection method and an offset voltage injection method, respectively. The electrical characteristics of the input and the output side of the three-phase active rectifier operated by these six types of model prediction control algorithms are compared. In particular, the change of characteristics according to the variation of capacitance and equivalent series resistor (ESR) of the output DC link capacitor is investigated and analyzed. As a result, it is confirmed that the performance change of the three-phase active rectifier is greater due to the increase in the ESR than the decrease in the capacitance of the output DC link capacitor. In addition, it is confirmed that in both the basic and modified algorithms, the DPC-based model predictive control algorithm shows better performance in both the input current total harmonic distortion (THD) and the output voltage fluctuation in terms of increase of ESR and reduction of capacitance of capacitor than the VOC-based model predictive control technique. In the capacitor loss, the DPC-based control techniques show higher efficiency than the VOC-based control algorithm.

## Key Words

Three-phase active AC/DC converter, Model predictive control methods, DC-link capacitor conditions

## 1. 서론

3상 교류-직류 전력변환기는 모터 드라이브 응용 및 급속 배터리 충전기를 비롯한 다양한 전력 변환 응용 분야에서 직류 전원 공급 장치를 위하여 사용되고 있다[1,2]. 스위칭 소자로써 다이오드 및 사이리스터를 이용하는 3상 정류기는 많은 고조파를 포함하는 입력 전류를 생성함으로써 입력 전류에 큰 전고조파왜곡 (Total Harmonic Distortion: THD)을 만들고 이는 낮은 역률과 낮은 품질의 입력 전류 특성을 가진다[1,3]. 정류기가 높은 고조파를 발생시키는 경우 주변 전기 시스템 작동에 부정적인 영향을 주게 되고, 큰 무효 전력 역시 전력 계통상의 전류를 증가시켜 계통의 손실을 증가시키게 된다. 이러한 낮은 역률과 높은 THD를 가지는 입력 전류의 문제점

은, 절연형 게이트 바이폴라 트랜지스터 (Insulated Gate Bipolar Transistor: IGBT)를 스위칭 소자로 사용하는 3상 교류-직류 컨버터 (active AC-DC converter)를 사용하여 해결될 수 있다[4,5]. 이러한 정류기는 출력 직류 전압을 안정적으로 제어함과 동시에 빠른 스위칭 주파수로 동작하는 IGBT 스위칭 동작으로 인하여 낮은 THD 값을 가지는 동시에, 입력 전압과 동상인 정현파 형태의 입력 전류를 생성할 수 있다. 3상 정류기는 일반적으로 비례-적분형 제어기와 펄스폭변조기를 가지는 선형 제어 알고리즘을 이용하여 제어된다. 선형 제어 기법으로 동작하는 3상 정류기의 대표적인 제어 기법으로는 3상 입력 전류를 제어 변수로 사용하여 컨버터 입력 전압을 제어함으로써 동작하는 전압 기반 (Voltage Oriented Control: VOC) 방법[4]과 유효 전력 및 무효 전력을 제어 변수로 이용하는 직접 전

† Corresponding Author: School of Electrical and Electronics Engineering, Chung-Ang University, Korea.  
E-mail: sskwak@cau.ac.kr  
<https://orcid.org/0000-0002-2890-906X>

\* School of Electrical and Electronic Engineering, Chung-Ang University, Korea.  
<https://orcid.org/0000-0002-3848-3218> <https://orcid.org/0000-0002-0645-1414>

Received : Mar. 17, 2021 Revised : Mar. 19, 2021 Accepted : Mar. 21, 2021

Copyright © The Korean Institute of Electrical Engineers

This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/4.0/>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

력 제어 (Direct Power Control: DPC) 방법이 있다[6-9]. 선형 제어기와 더불어 최근에는 모델 예측 제어 (Model Predictive Control: MPC) 알고리즘을 이용한 3상 정류기 동작 기법들이 개발되어 왔다[10-13]. 모델예측제어 알고리즘은 펄스폭 변조 기 없이 이산적인 스위칭 동작에 의한 직관적인 개념 기반으로 전력 변환기를 동작시키는 기법이다. 모델예측제어기법으로 3상 정류기를 동작시키기 위하여, 선형 제어 기법과 유사하게 VOC 기반 및 DPC 기반의 모델예측제어기법들이 개발되었다[11]. 이어서, 입력 전류가 큰 구간동안 스위칭 동작을 멈춤으로써 스위칭 손실을 감소시킬 수 있는 방식의 모델예측제어 알고리즘들이 3상 정류기를 동작시키기 위해 개발되었다 [14-17]. 3상 정류기는 이러한 다양한 제어 알고리즘들에 의해 다소 상이한 성능을 보일 수 있다. 제어 기법과 더불어, 3상 정류기의 출력 직류단에 존재하는 DC-Link 커패시터 역시 전력 변환기의 중요한 구성 요소로 비용, 크기, 성능 및 규모에 큰 영향을 준다[18,19]. 일반적으로 3상 정류기의 직류단 커패시터로 많이 활용되는 전해 커패시터는 커패시턴스와 등가 직렬 저항 (Equivalent Series Resistor: ESR)으로 모델링될 수 있고, 컨버터의 동작 및 성능은 직류단 커패시터의 파라미터에 의해 큰 영향을 받는다.

본 논문에서는 3상 정류기를 동작시키는 데 사용될 수 있도록 현재까지 개발된 6가지 모델예측제어기법들을 분류하고 이들의 입력력 전기적 성능을 비교 분석하였다. VOC 기반 방식 및 DPC 기반 방식으로 분류하고 각각을 기본형 제어 방식과 수정형 제어 방식으로 분류하였으며, 수정형 제어 방식은 다시 벡터 선택 방식과 오프셋 전압 주입 방식으로 분류하였다. 이러한 6가지 종류의 모델예측제어 알고리즘들에 의해 동작된 3상 정류기의 입력 및 출력 측 전기적 특성을 비교하였고, 특히 출력 직류단 커패시터의 용량 및 ESR 변동에 따른 특성 변화를 조사 및 비교 분석하였다. 그 결과, 커패시터 용량 감소보다 ESR 증가에 의해 3상 정류기의 성능 변화가 더 크다는 것을 확인할 수 있었다. 또한, 기본형 및 수정형 알고리즘 모두에서 VOC 계열의 모델예측제어기법보다 DPC 기반의 모델예측제어 알고리즘이 커패시터 ESR 증가 및 커패시턴스 용량 감소에 대해 입력 전류 THD 측면과 출력 전압 맥동 측면 모두에서 더 우수한 성능을 보임을 확인하였다. 커패시터 손실 측면에서도 DPC 계열의 제어 기법들이 VOC 계열의 제어 알고리즘보다 더 높은 효율을 보임을 확인하였다.

## 2. 모델예측제어알고리즘 기반 3상 AC/DC 컨버터용 제어방법들의 분류

그림 1은 입력 교류 전압을 제어 가능한 출력 직류 전압으로 변환하며, 정현파 형태의 입력 전류를 생성할 수 있는 정류기 (Active Front End rectifier (AFE 정류기))를 나타낸다 [10]. 그림 1에서  $v_{in}$ 과  $i_{in}$ 은 각각 컨버터의 입력 전압과 입력

전류를 뜻한다. 또한  $S_1, S_2, S_3, S_4, S_5$ , 그리고  $S_6$ 는 각각 컨버터를 구성하는 IGBT이다.  $C_{dc}$ 와 ESR은 각각 DC link 커패시터의 커패시턴스와 ESR을 의미한다.  $R_{load}$ 는 컨버터의 부하이다. 정류기 회로는 입력 전류의 고조파 성분을 줄일 수 있고 단위 역률로 동작시킬 수 있으며, 부하로부터 전원으로 전력을 회생시킬 수 있다는 장점이 있다. 이러한 AFE 정류기를 제어하는 두 가지 대표적인 방법은 VOC 방법과 DPC 방법이다. AFE 정류기는 6개의 IGBT 스위칭 소자로 이루어지며, 3상 입력 전압은 입력 필터 인덕터 성분  $L$ 과 입력 저항 성분  $R$ 을 통해서 정류기 입력에 연결된다. 3상 입력 전압과 입력 전류를  $\alpha - \beta$ 좌표로 변환하여 벡터 형태로 나타내면 다음과 같은 식이 된다.

$$v_{in} = \frac{2}{3}(v_{ina} + v_{inb}e^{j\frac{2\pi}{3}} + v_{inc}e^{j\frac{4\pi}{3}}). \quad (1)$$

$$i_{in} = \frac{2}{3}(i_{ina} + i_{inb}e^{j\frac{2\pi}{3}} + i_{inc}e^{j\frac{4\pi}{3}}). \quad (2)$$

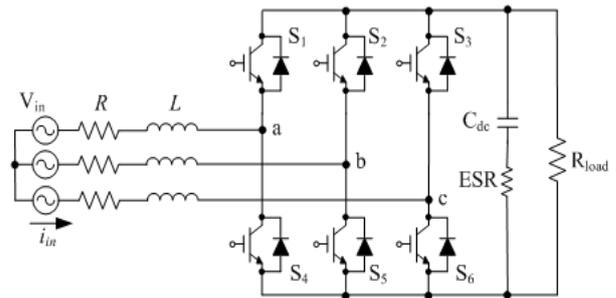


그림 1 3상 교류-직류 컨버터 토폴로지  
Fig. 1 three-phase active AC-DC converter topology

AFE 정류기의 각 스위칭 소자의 스위칭 상태는 온 상태 및 오프 상태로 동작하며, 각 상에서 상단 스위치와 하단 스위치의 스위칭 상태는 서로 상보적으로 동작한다. 이러한 스위칭 상태를 스위칭 벡터  $S_{AFE}$ 로 표현하면 아래(3)와 같은 식이 나온다.

$$S_{AFE} = \frac{2}{3}(S_1 + S_2e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_3e^{j\frac{4\pi}{3}}). \quad (3)$$

스위칭 벡터 식에서 AFE 정류기의 스위칭 상태에 따라 온 상태의  $S_1, S_2$ , 그리고  $S_3$ 는 1로 표현되고, 오프 상태는 0으로 표현된다. 또한  $S_4, S_5$ , 그리고  $S_6$ 는 각각  $S_1, S_2$ , 그리고  $S_3$ 와 상보적인 동작을 한다. AFE 정류기의 전압 벡터  $v_{AFE}$ 는 DC-Link 전압  $V_{DClink}$ 과 스위칭 벡터로 다음(4)과 같이 표현할 수 있다.

$$v_{AFE} = \frac{2}{3}(S_1 + S_2e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_3e^{j\frac{4\pi}{3}}) V_{DClink}. \quad (4)$$

위의 식을 통해 AFE 정류기가 생성할 수 있는 전압 벡터는 정류기가 만들 수 있는 8가지 종류의 스위칭 벡터 상태에 의해 8개의 전압 벡터가 있으며, 이 중 6개가 유효 전압 벡터이고 2개가 영벡터가 된다. 2개의 영벡터는 동일한 값을 가지게 되므로, AFE 정류기는 총 7개의 서로 다른 전압 벡터 값을 갖게 된다. 3상 AFE 정류기의 동작 모델을  $\alpha - \beta$ 좌표로 변환하여 벡터 형태로 나타내면 다음(5)과 같은 식이 된다.

$$L \frac{di_{in}}{dt} = v_{in} - v_{AFE} - Ri_{in} \quad (5)$$

연속시간 영역에서 표현된 식(5)을 이산시간 영역으로 다음(6)과 같이 변경가능하다.

$$L \frac{i_{in}(k+1) - i_{in}(k)}{T_{sf}} = v_{in} - v_{AFE} - Ri_{in} \quad (6)$$

식 (6)에서  $T_{sf}$ 는 샘플링 주기를 의미한다. 따라서, 매 k번째 스텝에서 얻어진 입력전류 벡터, 입력전압 벡터, 그리고 다음 스텝에 사용가능한 7개 스위칭 벡터 상태에 따라 k+1번째 스텝의 입력전류 벡터를 예측할 수 있다. 식 (7)은 식 (6)을 정리하여 k+1번째 입력 전류 벡터를 유도한 식을 나타낸다.

$$i_{in}(k+1) = \left(1 - \frac{RT_{sf}}{L}\right) i_{in}(k) + \frac{T_{sf}}{L} (v_{in}(k) - v_{AFE}(k)) \quad (7)$$

그림 2는 3상 정류기 제어용 모델예측제어 알고리즘들의 분류표를 보인다.

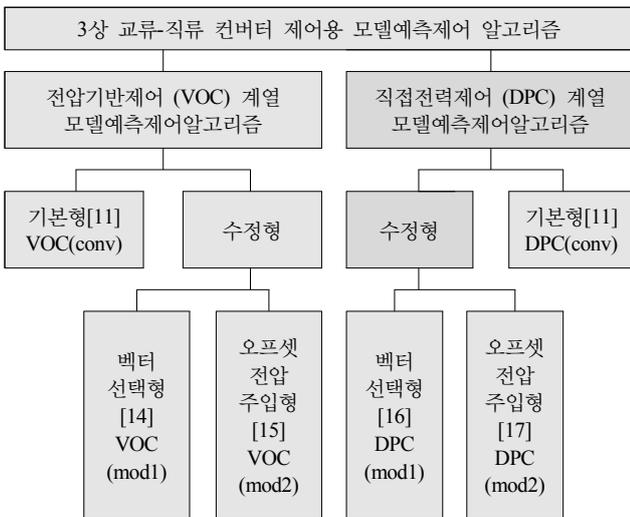


그림 2 3상 정류기 제어용 모델예측제어 알고리즘들의 분류  
Fig. 2 Classification of model predictive control for three-phase active AC-DC converter topology

2.1 VOC 계열의 기본형 및 수정형 모델예측제어기법들

VOC 제어법은 AFE 정류기의 입력 전류를 제어 변수로 하여 동작시킴으로써 단위 역률을 가지는 정현파 입력 전류를 생성하고 출력 직류 전압을 조절하는 방법이다. 그림 3은 VOC 제어법을 기반으로 한 모델예측제어법의 블록 다이어그램을 보인다[11]. 여기서, 출력 직류 전압 기준값과 정류기의 실제 출력 전압을 비례 적분 제어기 (Proportional and Integral: PI)를 이용하여 입력 전류 크기를 결정하고, 입력 전압과 동상인 정현파 신호를 이용하여 기준 전류 벡터를 생성한다. 또한, 매 k번째 스텝에서 얻어진 입력전류 벡터와 입력전압 벡터와 다음 스텝에 사용가능한 7개 스위칭 벡터 상태에 따라 예측된 (k + 1) 스텝의 입력전류 벡터 중 기준치와 가장 작은 오차값을 가지는 스위칭 벡터를 선택한다. 이러한 오차값을 계산하기 위하여, 비용함수  $g$ 를 정의하여 제어함으로써 입력 전류와 기준 전류의 (k+1)번째 값들을 이용하여 최적의 AFE 정류기의 스위칭 벡터 상태를 선택가능하다. 본 논문에서 이 알고리즘을 언급할 때 VOC(conv)로 명한다. 식 (8)은 VOC(conv)에서 사용하는 비용함수  $g$ 를 나타낸다. 식 (8)에서 위 첨자 \*은 기준 값을 의미하고 아래 첨자  $\alpha$ 와  $\beta$ 는 각각  $\alpha$ 축과  $\beta$ 축의 값을 나타낸다.

$$g_{VOCconv} = |i_{\alpha}^*(k+1) - i_{in\alpha}(k+1)| + |i_{\beta}^*(k+1) - i_{in\beta}(k+1)| \quad (8)$$

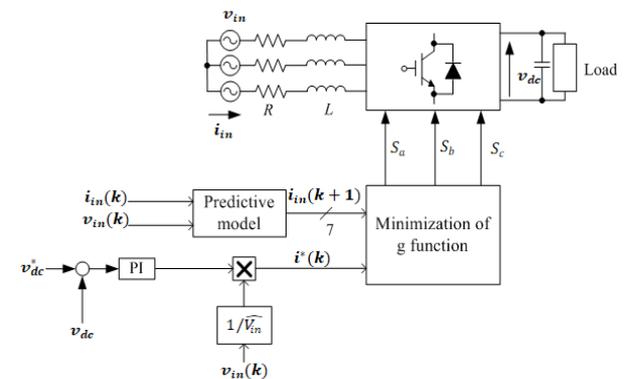


그림 3 VOC 계열 기본형 모델예측제어 알고리즘 : VOC(conv)  
Fig. 3 VOC-based basic model predictive control : VOC(conv)

VOC 기반 모델예측제어기법에서 AFE 정류기의 스위칭 손실을 줄이기 위해 입력 전류가 가장 큰 순간에 스위칭 동작을 중지시키는 알고리즘이 제안되었다[14]. 이후에 이 알고리즘을 언급할 때 VOC (mod1)로 부르겠다. 이러한 스위칭 동작을 구현하기 위해 7 가지의 전압 벡터 중 스위치를 클램핑시키는 4 가지의 전압 벡터를 미리 선정하여 4 가지의 전압 벡터 중 한가지의 전압 벡터를 최적의 전압 벡터로 선정하여 정류기를 제어한다. 선택 가능한 7가지의 전압 벡터 중 스위치를 클램핑시키는 4 가지의 전압 벡터를 미리 선정하기 위해  $v_{AFE}$ 를

다음(9)과 같이 계산한다.

$$v_{AFE}(k+1) = v_{in}(k+1) + \frac{L}{T_{sf}} \left( \left(1 - \frac{RT_{sf}}{L}\right) i_{in}(k+1) - i_{in}^*(k+2) \right) \quad (9)$$

표 1 스위칭 손실 감소를 위한  $v_{AFE}$ 와  $i_{in}$ 에 따른 벡터 선정법

Table 1 Preselection method according to  $v_{AFE}$  and  $i_{in}$  for reduction of switching loss

Condition		Non commutating leg	Preselected Vectors $v_{pres}(k+1)$
AFE Rectifier 전압 최대V(k+1)	최소V(k+1)		
$v_{AFEa}(k+1)$	$ i_{ina}(k+1)  >  i_{inb}(k+1) $	a	$V_1, V_2, V_6, V_7$
		b	$V_0, V_1, V_5, V_6$
	$ i_{ina}(k+1)  <  i_{inb}(k+1) $	a	$V_1, V_2, V_6, V_7$
		c	$V_0, V_1, V_2, V_3$
$v_{AFEd}(k+1)$	$ i_{inb}(k+1)  >  i_{ina}(k+1) $	b	$V_2, V_3, V_4, V_7$
		a	$V_0, V_3, V_4, V_5$
	$ i_{inb}(k+1)  <  i_{ina}(k+1) $	b	$V_0, V_1, V_5, V_6$
		c	$V_0, V_1, V_2, V_3$
$v_{AFEc}(k+1)$	$ i_{inc}(k+1)  >  i_{ina}(k+1) $	c	$V_4, V_5, V_6, V_7$
		a	$V_0, V_3, V_4, V_5$
	$ i_{inc}(k+1)  <  i_{ina}(k+1) $	c	$V_0, V_1, V_2, V_3$
		b	$V_0, V_1, V_5, V_6$

식 (9)에서  $i_{in}^*(k+1)$ 은 식 (7)을 통해 계산하고  $i_{in}^*(k+2)$ 는  $i_{in}^*(k+1)$ 를 지연 보상하여 구할 수 있다. k+1번째  $v_{AFE}$ 와  $i_{in}$ 를 이용하여 다음 표 1과 같이 4개의 전압 벡터를 스위칭 동작을 위한 후보군으로 미리 선정할 수 있다. 표 1에서  $v_{AFEx}(k+1)$  ( $x = a, b,$  and  $c$ )는 각 상에서의 k+1번째의  $v_{AFE}$  값을 의미한다. 마찬가지로  $i_{inx}(k+1)$  ( $x = a, b,$  and  $c$ )도 각 상에서의 k+1번째의  $i_{in}$  값을 의미한다. 또한  $v_{pres}(k+1)$ 는 클램핑을 위해 미리 선정된 4개의 전압 벡터를 나타낸다.  $V_y$  ( $y = 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6,$  and  $7$ )은 정류기의 스위칭 상태에 따라 가

능한 전압 벡터를 의미하며 그림 4에 전압 벡터의 크기 및 방향이 표현되어 있다.

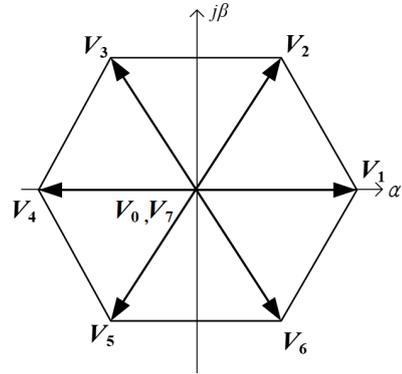


그림 4 전압 벡터도  
Fig. 4 Voltage vector diagram

표 1을 통해 4개의 전압 벡터 후보군이 정해지면 식 (10)의 비용 함수를 통해 정류기를 제어한다. 그림 5는 VOC(mod1)의 블록다이어그램을 나타낸다.

$$g_{VOCmod1} = |v_{AFEa}(k+1) - v_{pres}(k+1)| + |v_{AFEb}(k+1) - v_{pres}(k+1)| + |v_{AFEc}(k+1) - v_{pres}(k+1)| \quad (10)$$

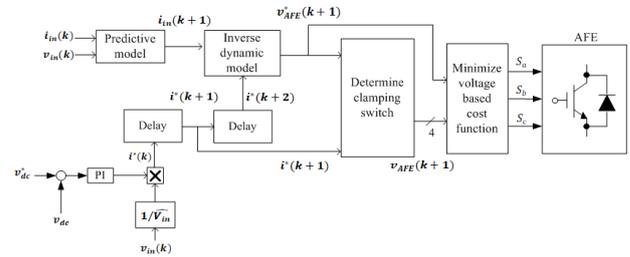


그림 5 VOC 계열 수정형 (벡터 선택형) 모델예측제어 알고리즘: VOC(mod1)  
Fig. 5 VOC-based modified model predictive control (vector selection): VOC(mod1)

또한, AFE 정류기의 상 전압에 Offset 전압을 주입하여 스위치를 클램핑하는 기법도 제안되었다[15]. 본 논문에서 이 알고리즘을 VOC(mod2)로 명명한다. VOC(mod2)는 AFE 정류기의 k+1 번째 예측 상 전압에 스위칭 손실을 감소시키기 위하여 오프셋 전압  $v_{offset}(k+1)$ 을 주입하여 새로운 AFE 전압  $v_{AFE}^m(k+1)$ 을 얻는다.  $v_{offset}(k+1)$ 의 계산법은 다음(11)과 같다.

$$\text{if } |i_{max}^*(k+1)| > |i_{min}^*(k+1)| \quad (11)$$

$$v_{offset}(k+1) = \frac{V_{dc}}{2} - v_{maxAFE}(k+1)$$

$$\text{if } |i_{max}^*(k+1)| < |i_{min}^*(k+1)|$$

$$v_{offset}(k+1) = \frac{V_{dc}}{2} - v_{minAFE}(k+1).$$

식 (11)에서  $i_{max}^*(k+1)$ 은 3상  $i_{in}^*(k+1)$ 의 전류 중 가장 큰 전류가 되고  $i_{min}^*(k+1)$ 은 3상  $i_{in}^*(k+1)$ 의 전류 중 가장 작은 전류가 된다. 또한,  $v_{max.AFE}(k+1)$ 과  $v_{min.AFE}(k+1)$ 는 각각 3상  $v_{AFE}(k+1)$  중 가장 큰 값과 작은 값이 된다.  $v_{AFE}(k+1)$ 는 식 (9)를 통해 계산할 수 있다. 이렇게 구한 윗셋 전압을 이용하여 다음 (12)과 같이 새로운 AFE 전압을 구한다.

$$v_{AFE}^m(k+1) = v_{AFE}(k+1) - v_{offset}(k+1). \tag{12}$$

식 (12)를 통해 새로운 AFE 전압을 구하면 식 (13)과 같은 비용 함수를 계산할 수 있고 이 비용 함수를 이용해 정류기를 제어하게 된다. 그림 6은 VOC(mod2)의 블록다이어그램을 나타낸다.

$$g_{VOCmod2} = |v_{AFEa}^m(k+1) - v_{AFEa}(k+1)| + |v_{AFEb}^m(k+1) - v_{AFEb}(k+1)| + |v_{AFEc}^m(k+1) - v_{AFEc}(k+1)|. \tag{13}$$

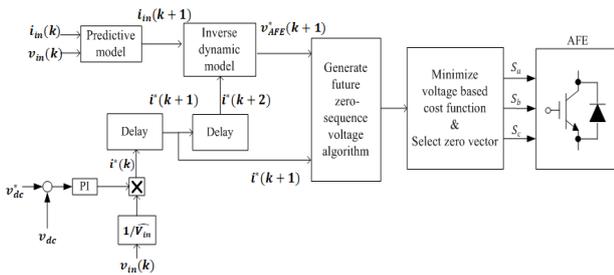


그림 6 VOC 기반 수정형 (오프셋 전압 주입형) 모델예측제어 알고리즘: VOC(mod2)  
Fig. 6 VOC-based modified model predictive control (offset voltage injection): VOC(mod2)

2.2 DPC 계열의 기본형 및 수정형 모델예측제어기법들

DPC 제어 방법은 k+1번째 입력 전압 벡터와 AFE 정류기의 전압 벡터를 통해 생성되는 k+1번째 입력 전류 벡터를 이용하여 (k+1)번째의 유효전력과 무효전력을 예측하여 계산하고 이를 이용하여 직접적으로 전력을 제어하는 방법이다[11]. 이러한 기법을 본 논문에서는 DPC(conv)로 표현한다. 다음 (14)은 k+1번째 입력 전압 벡터와 k+1번째 입력 전류 벡터를 이용해 계산한 k+1번째 유효 전력  $P_{in}(k+1)$ 과 무효 전력  $Q_{in}(k+1)$ 을 나타낸다.

$$P_{in}(k+1) = 1.5(v_{in\alpha}(k+1)i_{in\alpha}(k+1) + v_{in\beta}(k+1)i_{in\beta}(k+1)), \tag{14}$$

$$Q_{in}(k+1) = 1.5(v_{in\beta}(k+1)i_{in\alpha}(k+1) - v_{in\alpha}(k+1)i_{in\beta}(k+1)).$$

식 (14)에서  $v_{in}(k+1)$  값은 다음 (15)과 같은 식을 통해 구할 수 있다[11]. 식 (15)에서  $w$ 는 각 주파수를 의미한다.

$$v_{in}(k+1) = v_{in}(k)e^{jwT_{sf}}. \tag{15}$$

식 (14)와 식 (15)를 통해 DPC에서 사용되는 비용함수를 다음 (16)과 같이 구성할 수 있다.

$$g_{DPCconv} = |P^*(k+1) - P_{in}(k+1)| + |Q^*(k+1) - Q_{in}(k+1)|. \tag{16}$$

식 (16)에서  $P^*(k+1)$ 은 기준 유효 전력 값으로 기준 출력 전압 값을 조절하는 PI 제어기를 통해 결정되며  $Q^*(k+1)$ 은 기준 무효 전력으로 단위 역률로 동작하기 위하여 0으로 설정한다. 그림 7은 DPC(conv)의 블록 다이어그램을 나타낸다.

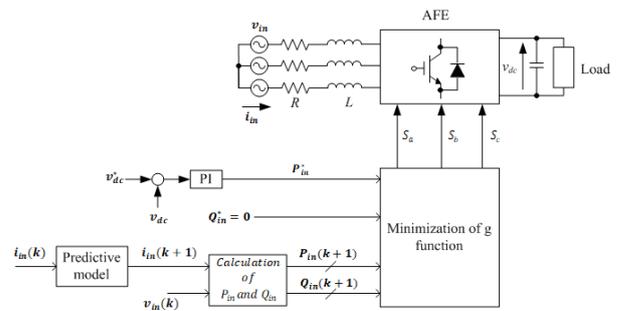


그림 7 DPC 계열 기본형 모델예측제어 알고리즘: DPC(conv)  
Fig. 7 DPC-based basic model predictive control: DPC(conv)

DPC 기반의 모델예측제어 알고리즘에서도 VOC 기반의 모델예측제어 알고리즘과 같이 스위칭 손실을 줄이기 위해 정류기의 스위치를 클램핑하는 제어 기법이 제안되었다[16,17]. 이 중 전압 벡터를 미리 선택하여 스위칭 손실을 줄이는 알고리즘에 대한 블록 다이어그램이 그림 8에 표현되어 있다[16]. 이 방법은 본 논문에서 DPC(mod1)으로 표현한다.

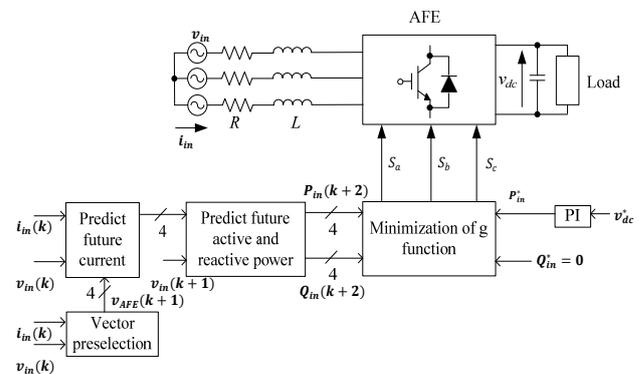


그림 8 DPC 계열 수정형 (벡터 선택형) 모델예측제어 알고리즘: DPC(mod1)  
Fig. 8 DPC-based modified model predictive control (vector selection): DPC(mod1)

VOC(mod1)과 같이 전압 벡터를 미리 선택하기 위해 식 (9)을 이용한다. 식 (9)의  $i_{in}^*(k+1)$ 는 식 (17)과 같이 계산할 수 있다.

$$i_{\alpha}^*(k+2) = \left(\frac{v_{ina}(k+2)}{v_{in}^2}\right)(P^*(k+2) + Q^*(k+2)\frac{v_{ina}(k+2)}{v_{in\beta}(k+2)}), \quad (17)$$

$$i_{\beta}^*(k+2) = \left(\frac{v_{in\beta}(k+2)}{v_{in}^2}\right)(P^*(k+2) - Q^*(k+2)\frac{v_{ina}(k+2)}{v_{in\beta}(k+2)}).$$

식 (9), (17), 그리고 표 1을 통해 4개의 전압 벡터를 미리 선택하여 DPC(mod1)의 비용 함수에 적용한다. DPC(mod1)의 비용 함수의 비용 함수는 식 (18)과 같다. 식 (18)은 (16)과 모양은 동일하지만  $P_{in}(k+1)$ 과  $Q_{in}(k+1)$ 의 후보군이 7개가 아닌 4 개라는 점이 다르다.

$$g_{DPCmod1} = |P^*(k+1) - P_{in}(k+1)| + |Q^*(k+1) - Q_{in}(k+1)|. \quad (18)$$

DPC 기반 모델예측제어에서도 VOC 기반 모델예측제어처럼 옴셋 전압을 주입하여 스위치 동작을 클램핑시켜 스위칭 손실을 줄일 수 있는 알고리즘이 제안되었다[17]. 본 논문에서는 이 기법을 DPC(mod2)라 명명한다. 식 (11)과 같은 옴셋 전압을 계산하기 위해서는 식 (9)을 통해  $a, b$ , 그리고  $c$  상의  $v_{AFE}(k+1)$ 이 필요하다. 이를 위해 필요한  $i_a^*(k+2)$ ,  $i_b^*(k+2)$ , 그리고  $i_c^*(k+2)$ 를 다음 (19)과 같이 계산한다.

$$i_a^*(k+2) = \frac{v_{ina}(k+2)P_{in}^* \sqrt{3} + (v_{inb}(k+2) + 2v_{ina}(k+2))Q_{in}^*}{2\sqrt{3}(v_{ina}(k+2)^2 + v_{ina}(k+2)v_{inb}(k+2) + v_{inb}(k+2)^2)},$$

$$i_b^*(k+2) = \frac{v_{inb}(k+2)P_{in}^* \sqrt{3} + (v_{ina}(k+2) + 2v_{inb}(k+2))Q_{in}^*}{2\sqrt{3}(v_{ina}(k+2)^2 + v_{ina}(k+2)v_{inb}(k+2) + v_{inb}(k+2)^2)},$$

$$i_c^*(k+2) = -(i_a^*(k+2) + i_b^*(k+2)). \quad (19)$$

식 (9), (11), 그리고 (19)를 통해 옴셋 전압을 계산한다. 또한, 계산된 옴셋 전압을 이용해 식 (12)와 같은 새로운 AFE 전압을 구한다. 새로운 AFE 전압을 통해 비용 함수에 사용할  $k+2$ 번째의 유효 전력  $P(k+2)$ 과 무효 전력  $Q(k+2)$ 을 다음 (20)과 같이 계산한다.

$$P(k+2) = v_{ina}(k+2)(i_{ina}(k+2) + \frac{T_s}{L_s}(v_{ina}(k+2) - v_{AFEa}^m(k+1) - R_{ina}(k+1))) + v_{inb}(k+2)(i_{inb}(k+2) + \frac{T_s}{L_s}(v_{inb}(k+2) - v_{AFEb}^m(k+1) - R_{inb}(k+1))) + v_{inc}(k+2)(i_{inc}(k+2) + \frac{T_s}{L_s}(v_{inc}(k+2) - v_{AFEc}^m(k+1) - R_{inc}(k+1))),$$

$$Q(k+2) = \frac{v_{inb}(k+2) - v_{inc}(k+2)}{\sqrt{3}}(i_{ina}(k+2) + \frac{T_s}{L_s}(v_{ina}(k+2) - v_{AFEa}^m(k+1) - R_{ina}(k+1))) + \frac{v_{inc}(k+2) - v_{ina}(k+2)}{\sqrt{3}}(i_{inb}(k+2) + \frac{T_s}{L_s}(v_{inb}(k+2) - v_{AFEb}^m(k+1) - R_{inb}(k+1))) + \frac{v_{ina}(k+2) - v_{inb}(k+2)}{\sqrt{3}}(i_{inc}(k+2) + \frac{T_s}{L_s}(v_{inc}(k+2) - v_{AFEc}^m(k+1) - R_{inc}(k+1))). \quad (20)$$

식 (20)을 통해 식 (21)에 표현된 DPC(mod2)의 비용 함수를 구할 수 있다. 그림 9는 DPC(mod2)의 블록다이어그램을 나타낸다.

$$g_{DPCmod2} = |P^*(k+2) - P(k+2)| + |Q^*(k+2) - Q(k+2)|. \quad (21)$$

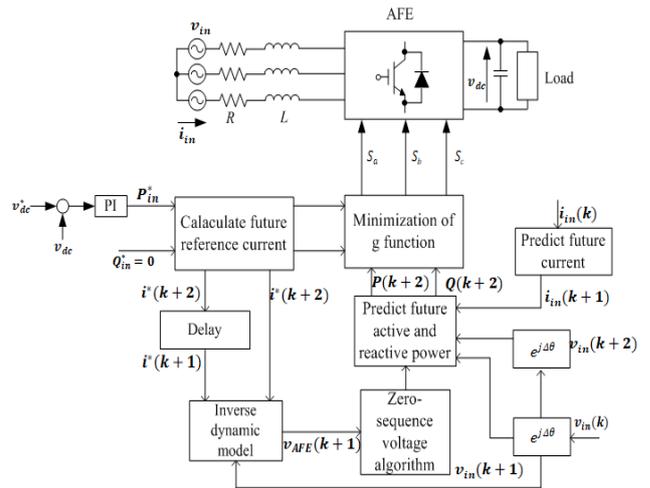
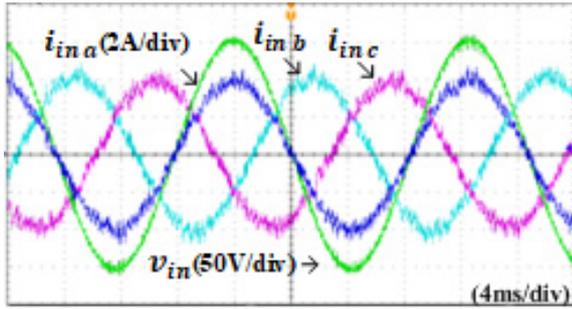


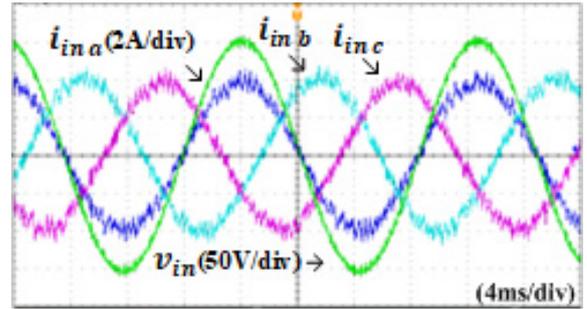
그림 9 DPC 계열 수정형 (옴셋 전압 주입형) 모델예측제어 알고리즘: DPC(mod2)  
Fig. 9 DPC-based modified model predictive control (offset voltage injection): DPC(mod2)

### 3. 모델예측제어알고리즘 기반 3상 AC/DC 컨버터 성능 비교 분석

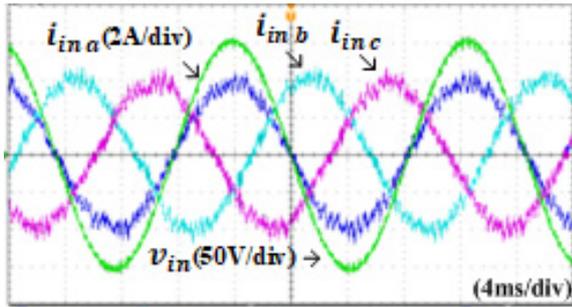
그림 10은 6종의 모델예측제어 알고리즘들에 의해 제어된 3상 정류기에 의해 얻어진 3상 입력 전류 파형들을 보인다. 그림 10의 실험 파형들로부터 6가지 제어 방식들 모두 입력 전압과 위상이 일치하는 입력 전류를 생성할 수 있고 정현파 형태의 단위 역률을 가지는 입력 전류 파형을 생성함을 알 수 있다. 각 제어 알고리즘에 의해서 얻어진 3상 입력전류의 THD 값은 모두 약 5%로써, 낮은 값의 고조파 왜곡을 가짐을 알 수 있다 [20].



(a)



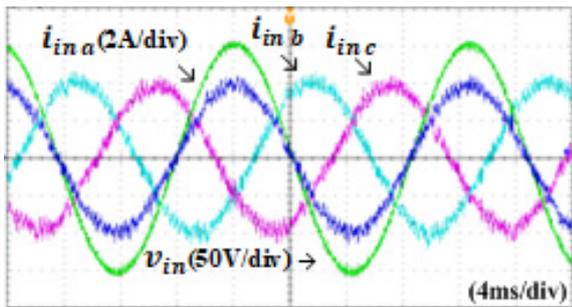
(f)



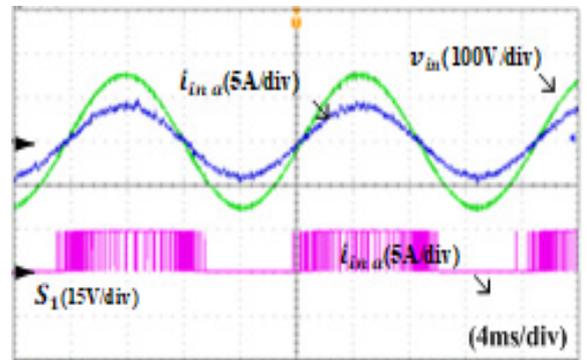
(b)

그림 10 6가지 모델예측제어기법으로 동작하는 3상 정류기의 3상 입력전류 실험파형 (a) VOC(conv) (b) DPC(conv) (c) VOC(mod1) (d) DPC(mod1) (e) VOC(mod2) (f) DPC(mod2)

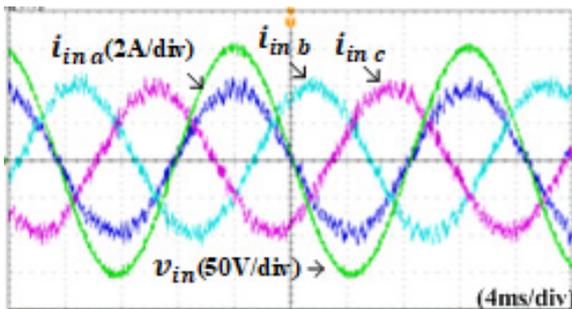
Fig. 10 Experimental waveform of three-phase input current in the three-phase active rectifier operating with six model predictive control techniques (a) VOC(conv) (b) DPC(conv) (c) VOC(mod1) (d) DPC(mod1) (e) VOC(mod2) (f) DPC(mod2)



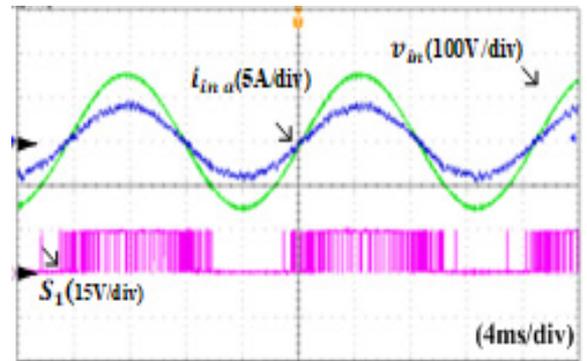
(c)



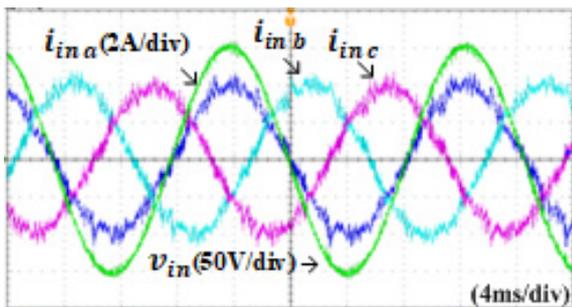
(a)



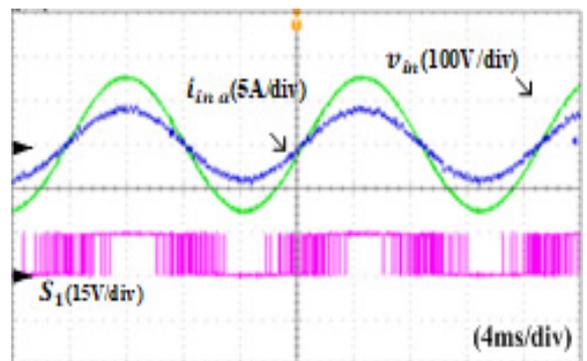
(d)



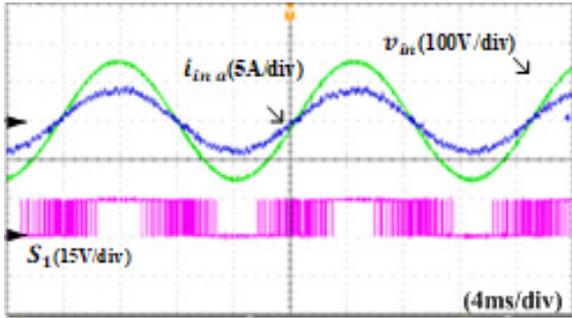
(b)



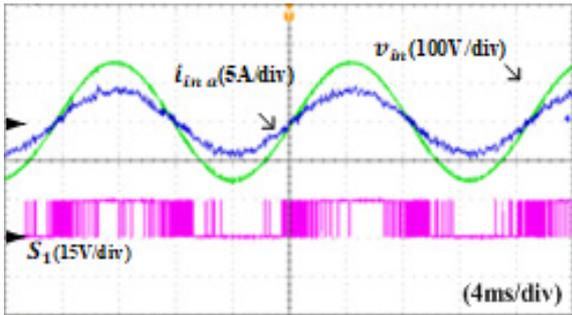
(e)



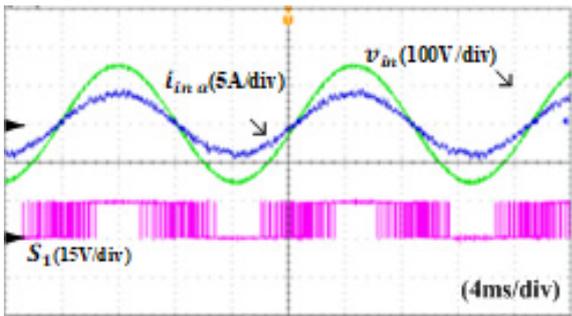
(c)



(d)



(e)

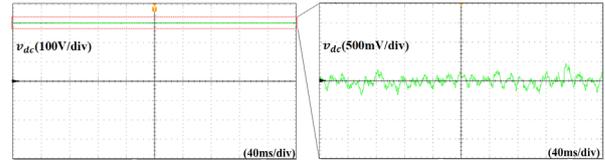


(f)

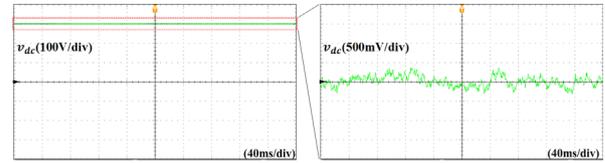
그림 11 a상 입력 전압, a상 입력 전류, a상 상단 스위치 스위칭 실험 파형 (a) VOC(conv) (b) DPC(conv) (c) VOC(mod1) (d) DPC(mod1) (e) VOC(mod2) (f) DPC(mod2)

Fig. 11 Experimental waveform of a-phase input voltage, a-phase input current, and a-phase upper switching signal (a) VOC(conv) (b) DPC(conv) (c) VOC(mod1) (d) DPC(mod1) (e) VOC(mod2) (f) DPC(mod2)

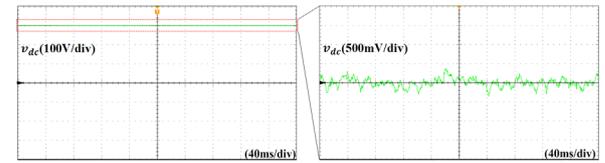
그림 11은 VOC 및 DPC 계열의 모델예측제어 알고리즘들에 의해 생성된 a상 입력 전압과 입력 전류 및 a상 상단 스위칭 패턴들의 실험 파형들을 보인다. VOC계열과 DPC계열의 기본형 모델예측제어 방법에서는 한 기본파 주기 중, 음의 반주기 구간에만 스위칭을 하지 않는 동작을 보인다. 따라서, 스위칭 동작이 특정 시간 구간 동안 집중되는 현상이 생기고, 특히 음의 입력 전류 구간동안 환류 다이오드를 통해서만 전류가 흐르는 경향이 있으므로 역방향 환류 다이오드의 전도 손실이 증가하는 특징을 가진다. 이와는 달리, VOC 계열과 DPC 계열의 수정형 모델예측제어방법에서는 양과 음의 최대 전류 근처에서 스위칭을 멈추는 동작을 가짐을 알 수 있다. 따라서, 기본형 제어 방법보다 수정형 제어 방법이 스위칭 손실을 감소시킬 수 있다는 특징이 있다.



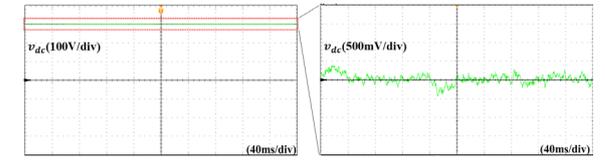
(a)



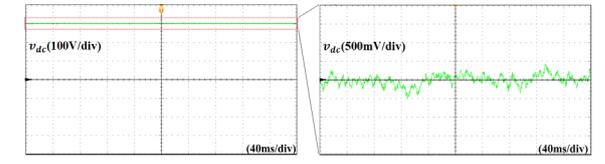
(b)



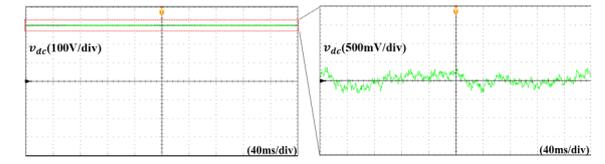
(c)



(d)



(e)



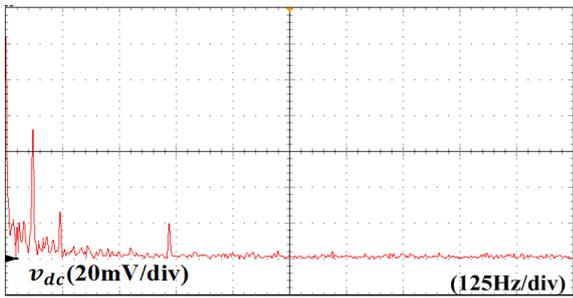
(f)

그림 12 출력전압 실험파형들 및 확대파형들 (a) VOC(conv) (b) DPC(conv) (c) VOC(mod1) (d) DPC(mod1) (e) VOC(mod2) (f) DPC(mod2)

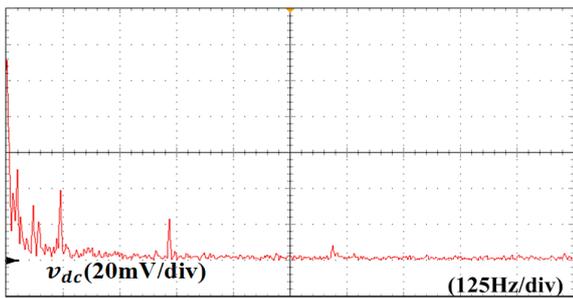
Fig. 12 Experimental waveform of the output voltage and expanded output voltage (a) VOC(conv) (b) DPC(conv) (c) VOC(mod1) (d) DPC(mod1) (e) VOC(mod2) (f) DPC(mod2)

그림 12와 그림 13은 VOC 및 DPC 계열의 기본형 및 수정형 모델예측제어기법에 의해 제어되는 3상 정류기의 출력 직류 전압들의 실험 파형들과 고속 푸리에 변환 (Fast Fourier Transform: FFT) 파형들이다. 그림 12를 살펴보면 6가지 알고리즘 모두 출력 전압 명령치인 300 V를 안정적으로 유지시키면서 동작하고, 출력 전압 맥동값은 1 V 이내로 효과적으로 제한하고 있다. 시간 영역에서 확대된 출력 전압 실험 파형들과 고속 푸리에 변환 파형들은 6가지 VOC 및 DPC 계열의 기본형 및 수정형 모델예측제어기법들이 다소 상이한 파형들을

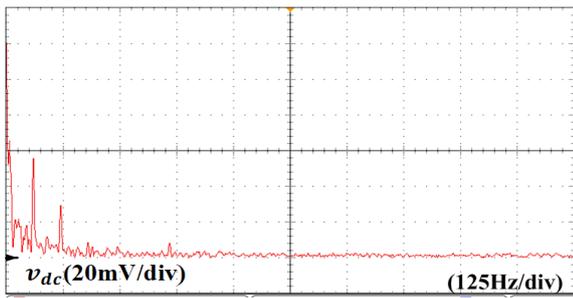
만들어 낸다는 것을 알 수 있다.



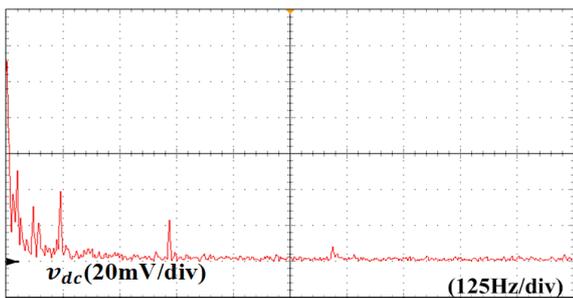
(a)



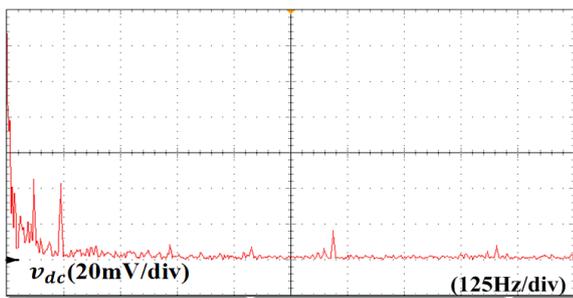
(b)



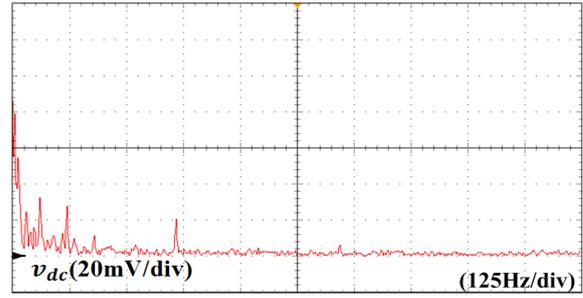
(c)



(d)



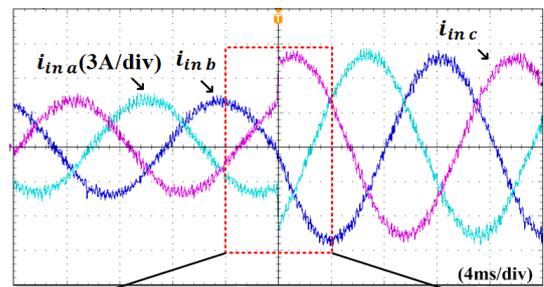
(e)



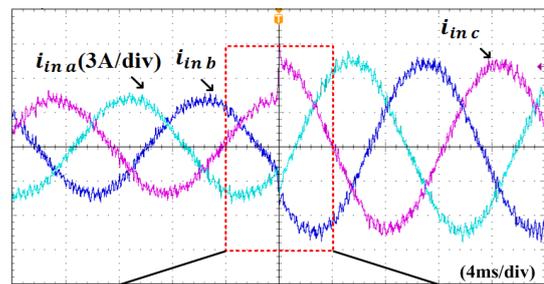
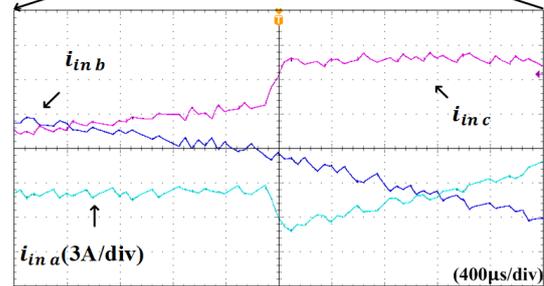
(f)

그림 13 정상상태 출력전압의 고속 푸리에 변환 (FFT) 파형 (a) VOC(conv) (b) DPC(conv) (c) VOC(mod1) (d) DPC(mod1) (e) VOC(mod2) (f) DPC(mod2)

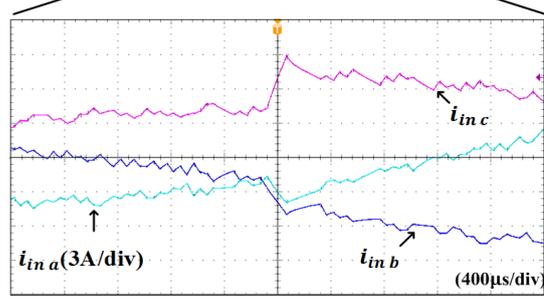
Fig. 13 FFT result of the output voltage in the steady state (a) VOC(conv) (b) DPC(conv) (c) VOC(mod1) (d) DPC(mod1) (e) VOC(mod2) (f) DPC(mod2)



(a)



(b)



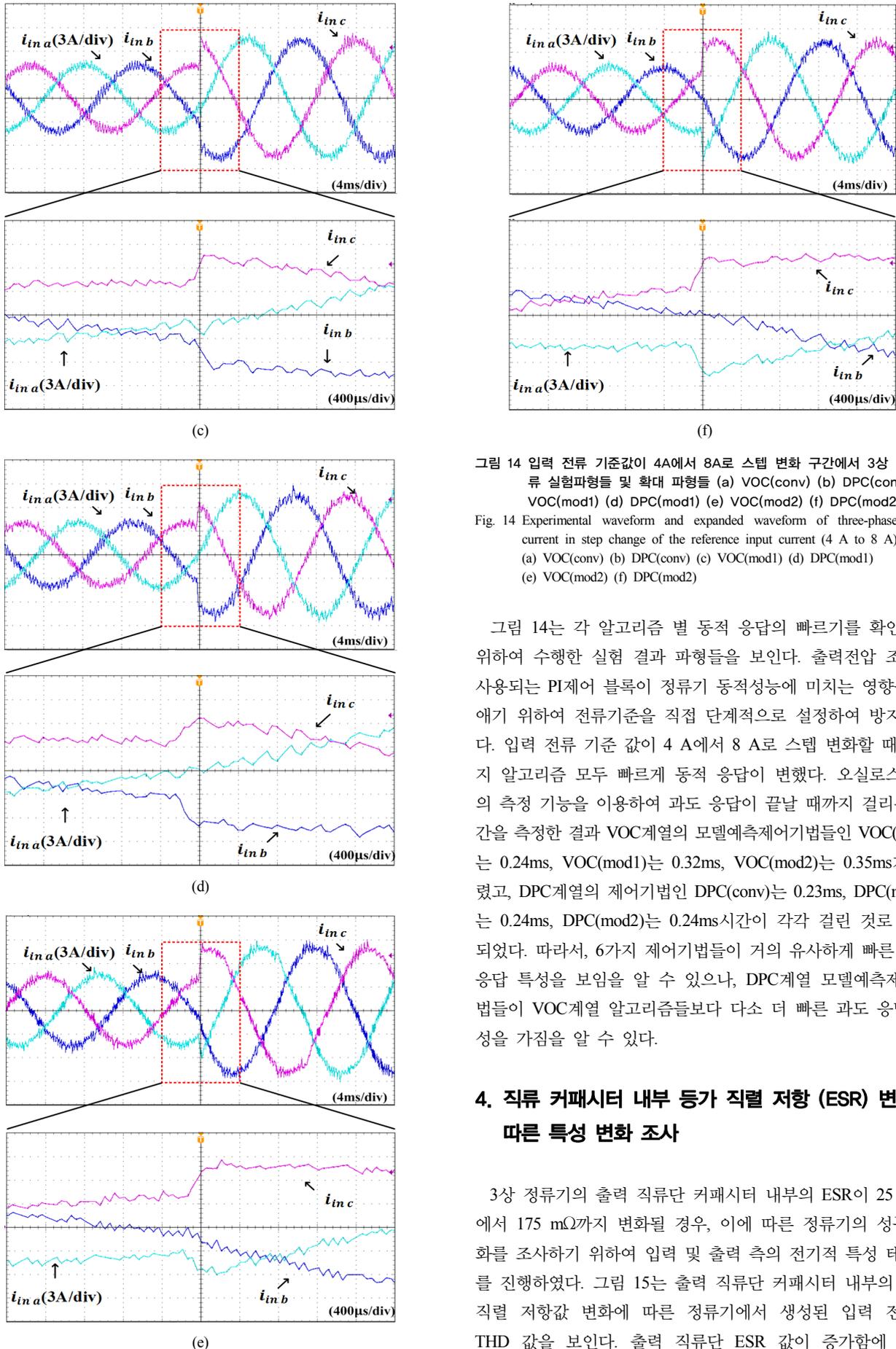


그림 14 입력 전류 기준값이 4A에서 8A로 스텝 변화 구간에서 3상 입력전류 실험파형들 및 확대 파형들 (a) VOC(conv) (b) DPC(conv) (c) VOC(mod1) (d) DPC(mod1) (e) VOC(mod2) (f) DPC(mod2)  
 Fig. 14 Experimental waveform and expanded waveform of three-phase input current in step change of the reference input current (4 A to 8 A) (a) VOC(conv) (b) DPC(conv) (c) VOC(mod1) (d) DPC(mod1) (e) VOC(mod2) (f) DPC(mod2)

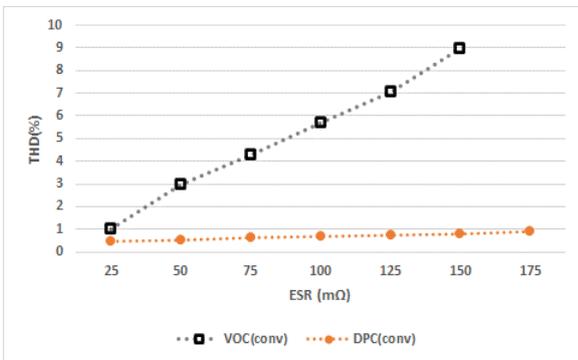
그림 14는 각 알고리즘 별 동적 응답의 빠르기를 확인하기 위하여 수행한 실험 결과 파형들을 보인다. 출력전압 조정에 사용되는 PI제어 블록이 정류기 동적성능에 미치는 영향을 없애기 위하여 전류기준을 직접 단계적으로 설정하여 방지하였다. 입력 전류 기준 값이 4 A에서 8 A로 스텝 변화할 때, 6가지 알고리즘 모두 빠르게 동적 응답이 변했다. 오실로스코프의 측정 기능을 이용하여 과도 응답이 끝날 때까지 걸리는 시간을 측정한 결과 VOC계열의 모델예측제어기법들인 VOC(conv)는 0.24ms, VOC(mod1)는 0.32ms, VOC(mod2)는 0.35ms가 걸렸고, DPC계열의 제어기법인 DPC(conv)는 0.23ms, DPC(mod1)는 0.24ms, DPC(mod2)는 0.24ms시간이 각각 걸린 것으로 확인되었다. 따라서, 6가지 제어기법들이 거의 유사하게 빠른 과도 응답 특성을 보임을 알 수 있으나, DPC계열 모델예측제어기법들이 VOC계열 알고리즘들보다 다소 더 빠른 과도 응답 특성을 가짐을 알 수 있다.

#### 4. 직류 커패시터 내부 등가 직렬 저항 (ESR) 변동에 따른 특성 변화 조사

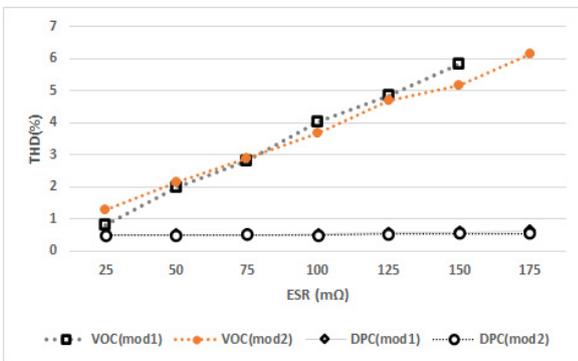
3상 정류기의 출력 직류단 커패시터 내부의 ESR이 25 mΩ에서 175 mΩ까지 변화될 경우, 이에 따른 정류기의 성능 변화를 조사하기 위하여 입력 및 출력 측의 전기적 특성 테스트를 진행하였다. 그림 15는 출력 직류단 커패시터 내부의 등가 직렬 저항값 변화에 따른 정류기에서 생성된 입력 전류의 THD 값을 보인다. 출력 직류단 ESR 값이 증가함에 따라,

VOC 계열 및 DPC 계열에서 얻어진 입력 전류의 THD 값이 모두 증가하는 경향을 가짐을 알 수 있다 [20]. 기본형 모델예측제어 기법에서 DPC 계열 알고리즘에 의해 제어되는 정류기의 입력 전류 THD 값보다, VOC 계열의 제어방법에 의한 정류기 입력 전류 THD 값이 훨씬 더 크게 증가한다. 수정형 모델예측제어 알고리즘의 경우에도, 벡터 선택형과 오프셋 전압 주입형 모두에서 VOC 계열의 알고리즘이 DPC 계열 알고리즘보다 더 큰 THD 값을 가지고, ESR 증가와 함께 더 큰 증가량을 보인다. 한편, 기본형 모델예측제어 기법과 수정형 모델예측제어 기법을 비교했을 때는 VOC 계열과 DPC 계열 모두에서 수정형 기법들이 기본형 기법들보다 더 낮은 THD 값을 보였고, 이는 커패시터의 ESR 값이 증가할수록 더 분명한 차이를 보였다.

는 것을 있음을 알 수 있다. 기본형 뿐 아니라, 수정형 모델예측제어 알고리즘의 경우에도 DPC 계열의 제어 기법이 VOC 계열의 제어 기법보다 더 낮은 출력 전압 맥동값을 가진다. 또한, 커패시터 ESR 값이 증가함에 따라 DPC 계열의 기본형 및 수정형 제어 기법들이 만드는 출력 전압 맥동값 증가량이 VOC 계열의 기본형 및 수정형 제어 알고리즘보다 낮은 것을 알 수 있다.



(a)

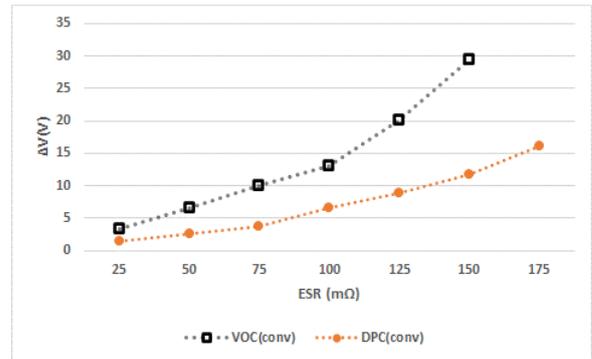


(b)

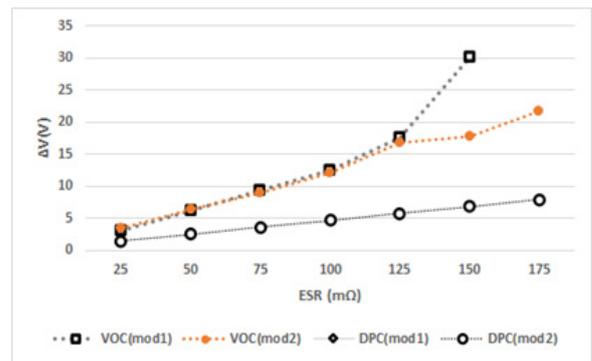
그림 15 출력 직류 커패시터 등가 직렬 저항 (ESR) 변화에 따른 VOC 및 DPC 계열 기반 MPC로 제어된 3상 정류기의 입력 전류 THD 특성 변화 (a) 기본형 모델예측제어기법 (b) 수정형 (벡터선택형 및 오프셋 전압 주입형) 모델예측제어기법

Fig. 15 THD property according to ESR of output DC link capacitor in VOC- and DPC-based model predictive control in three-phase active rectifier (a) basic model predictive control (b) modified model predictive control (vector selection and offset voltage injection)

그림 16은 출력 직류 커패시터 ESR 변화에 따른 3상 정류기의 출력 직류 전압 맥동값 특성 변화를 보인다. 고려된 커패시터 ESR 전체 구간에서 VOC 계열의 기본형 모델예측제어 기법에 의해 만들어진 출력 전압의 맥동값이 DPC 계열의 기본형 모델예측제어기법에 의한 출력 전압 맥동값보다 더 크다



(a)



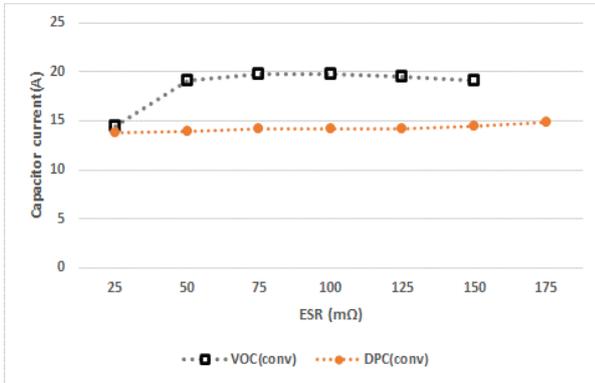
(b)

그림 16 출력 직류 커패시터 등가 직렬 저항 (ESR) 변화에 따른 VOC 및 DPC 계열 기반 MPC로 제어된 3상 정류기의 출력 직류 전압 맥동값 특성 변화 (a) 기본형 모델예측제어기법 (b) 수정형 (벡터선택형 및 오프셋 전압 주입형) 모델예측제어기법

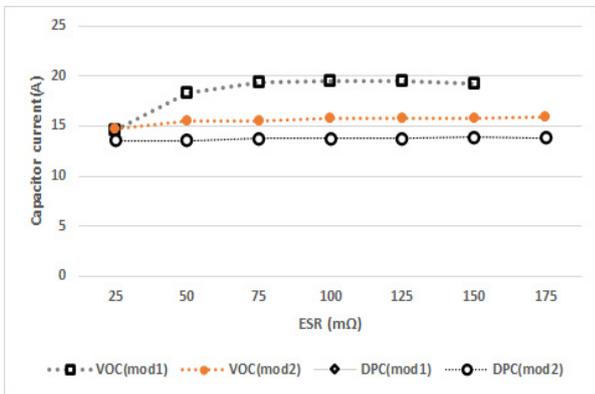
Fig. 16 Output voltage fluctuation according to ESR of output DC link capacitor in VOC- and DPC-based model predictive control in three-phase active rectifier (a) basic model predictive control (b) modified model predictive control (vector selection and offset voltage injection)

그림 17은 출력 직류 커패시터 ESR 변화에 따른 3상 정류기의 커패시터 전류 Root-Mean-Square(RMS) 값 특성 변화를 보인다. 커패시터 ESR 값이 25 mΩ인 경우를 제외한 다른 ESR 값 구간에서는 VOC 계열의 기본형 모델예측제어기법에 의해 만들어진 커패시터 전류 RMS 값이 DPC 계열의 기본형 모델예측제어기법에 의한 커패시터 전류 RMS 값보다 더 크다는 것을 알 수 있다. 이는 기본형 뿐 아니라, 수정형 모델예측제어 알고리즘의 경우에도 같은 결과를 보인다. 또한, VOC 계열의 수정형 모델예측제어기법 중 오프셋 전압 주입 방식인 VOC(mod2)가 벡터선택형 방식인 VOC(mod1)보다 다소 더 낮은 커패시터 전류 RMS 값을 가짐을 알 수 있다. 커패시터 전

류의 RMS 값은 커패시터 손실에 영향을 주기 때문에, VOC 계열의 모델예측제어기법이 DPC 계열의 제어기법보다 더 큰 커패시터 손실을 발생시킬 것으로 예상된다.



(a)



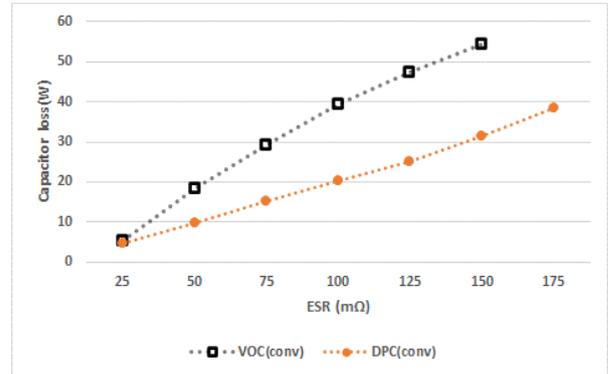
(b)

그림 17 출력 직류 커패시터 등가 직렬 저항 (ESR) 변화에 따른 VOC 및 DPC 계열 기반 MPC로 제어된 3상 정류기의 커패시터 전류 RMS값 변화 (a) 기본형 모델예측제어기법 (b) 수정형 (벡터선택형 및 오프셋 전압 주입형) 모델예측제어기법

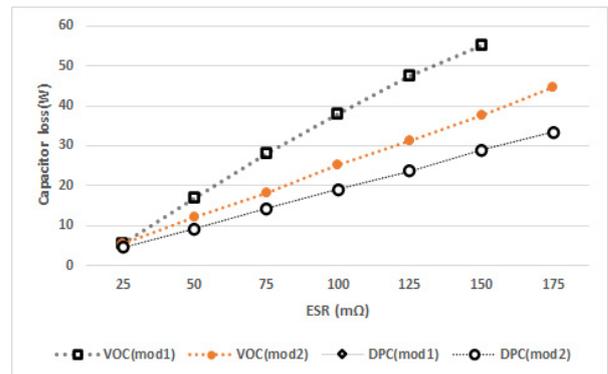
Fig. 17 RMS value of output DC link capacitor current according to ESR of output DC link capacitor in VOC- and DPC-based model predictive control in three-phase active rectifier (a) basic model predictive control (b) modified model predictive control (vector selection and offset voltage injection)

그림 18은 출력 직류 커패시터 ESR 값 변화에 따른 3상 정류기의 커패시터 손실 특성 변화를 보인다. 고려된 커패시턴스 용량 전체 구간에서 VOC 계열의 기본형 모델예측제어기법에 의해 만들어진 커패시터 손실값이 DPC 계열의 기본형 모델예측제어기법에 의한 커패시터 손실값보다 더 크다는 것을 알 수 있다. 기본형 뿐 아니라, 수정형 모델예측제어 알고리즘의 경우에도 DPC 계열의 제어 기법이 VOC 계열의 제어 기법보다 더 낮은 커패시터 손실과 더 높은 효율을 가진다. 커패시터 ESR값이 증가할 때, DPC 계열의 제어 알고리즘들이 VOC 계열 제어 기법들보다 커패시터 손실 증가량이 더 적음을 알 수 있다. 또한, VOC계열의 수정형 모델예측제어기법 중 오프셋 전압 주입 방식인 VOC(mod2)가 벡터선택형 방식인 VOC(mod1)보다 더 낮은 커패시터 손실값을 가

짐을 알 수 있다. 따라서, 커패시터 용량 변화에 따라서, DPC 계열의 모델예측제어기법이 VOC 계열 제어 기법보다 입력 전류 및 출력 전압, 커패시터 손실 측면 모두에서 더 우수한 성능을 보였으며, VOC계열의 수정형 모델예측제어기법 중 오프셋 전압 주입 방식인 VOC(mod2)가 벡터선택형 방식인 VOC(mod1)보다 다소 우수한 성능을 보였다.



(a)



(b)

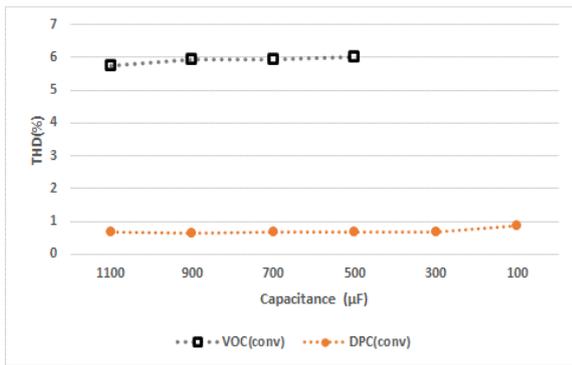
그림 18 출력 직류 커패시터 등가 직렬 저항 (ESR) 변화에 따른 VOC 및 DPC 계열 기반 MPC로 제어된 3상 정류기의 커패시터 손실 변화 (a) 기본형 모델예측제어기법 (b) 수정형 (벡터선택형 및 오프셋 전압 주입형) 모델예측제어기법

Fig. 18 Output DC link capacitor loss according to ESR of output DC link capacitor in VOC- and DPC-based model predictive control in three-phase active rectifier (a) basic model predictive control (b) modified model predictive control (vector selection and offset voltage injection)

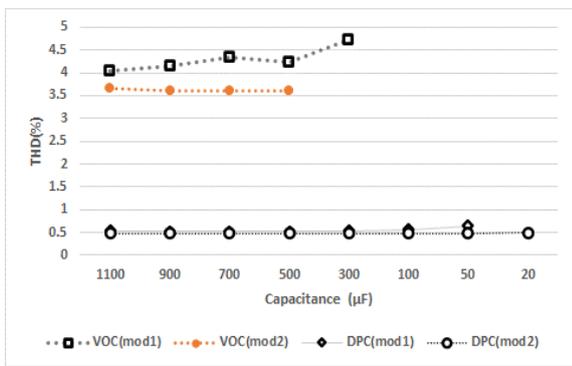
### 5. 직류 커패시터 내부 커패시턴스 변동에 따른 특성 변화 조사

3상 정류기의 출력 직류단 커패시턴스 용량이 1100 μF에서 20 μF까지 변화될 경우, 이에 따른 정류기의 성능 변화를 조사하기 위하여 입력 및 출력 측의 전기적 특성 테스트를 진행하였다. 그림 19는 출력 커패시턴스 용량 변화에 따른 정류기에서 생성된 THD 값을 보인다. 출력 직류단 커패시턴스 용량이 감소함에 따라, 출력 직류 전압 맥동 성분이 증가하고, 맥동 성분이 지나치게 증가할 경우의 성능 지표를 배제하기 위하여 출력 전압 맥동이 기준값 300 V의 10% 이하로 유지되는

범위까지만 성능 결과를 보였다. 고려된 커패시턴스 용량 전체 구간에서 VOC 계열의 기본형 모델예측제어기법에 의해 만들어진 입력 전류가 DPC 계열의 기본형 모델예측제어기법에 의한 입력 전류보다 더 많은 고조파 성분을 포함하고 있음을 알 수 있다 [20]. 기본형 뿐 아니라, 수정형 모델예측제어 알고리즘의 경우에도 DPC 계열의 제어 기법이 VOC 계열의 제어 기법보다 더 낮은 입력전류 THD 값을 가진다. 또한, VOC 계열의 수정형 모델예측제어기법 중 오프셋 전압 주입 방식인 VOC(mod2)가 벡터선택형 방식인 VOC(mod1)보다 더 낮은 입력 전류 THD 값을 가짐을 알 수 있다.



(a)

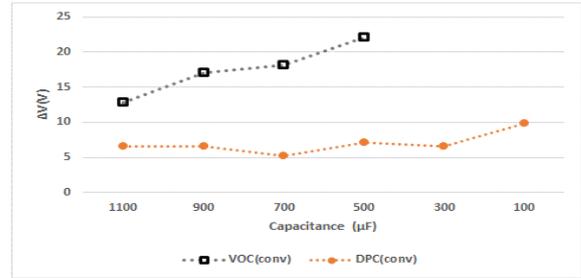


(b)

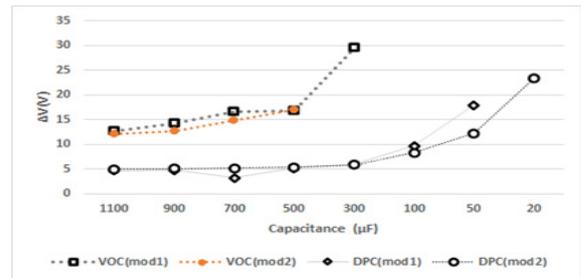
그림 19 출력 직류 커패시턴스 용량 변화에 따른 VOC 및 DPC 계열 기반 MPC로 제어된 3상 정류기의 입력 전류 THD 특성 변화 (a) 기본형 모델예측제어기법 (b) 수정형 (벡터선택형 및 오프셋 전압 주입형) 모델예측제어기법

Fig. 19 THD of input current according to the capacitance of output DC link capacitor in VOC- and DPC-based model predictive control in three-phase active rectifier (a) basic model predictive control (b) modified model predictive control (vector selection and offset voltage injection)

그림 20은 출력 직류 커패시턴스 용량 변화에 따른 3상 정류기의 출력 직류 전압 맥동값 특성 변화를 보인다. 고려된 커패시턴스 용량 전체 구간에서 VOC 계열의 기본형 모델예측제어기법에 의해 만들어진 출력 전압의 맥동값이 DPC 계열의 기본형 모델예측제어기법에 의한 출력 전압 맥동값보다 더 크다는 것을 있음을 알 수 있다. 기본형 뿐 아니라, 수정형 모델예측제어 알고리즘의 경우에도 DPC 계열의 제어 기법이 VOC 계열의 제어 기법보다 더 낮은 출력 전압 맥동값을 가진다.



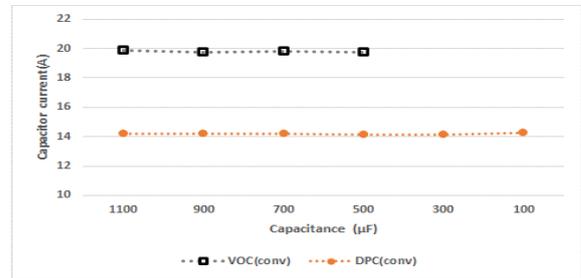
(a)



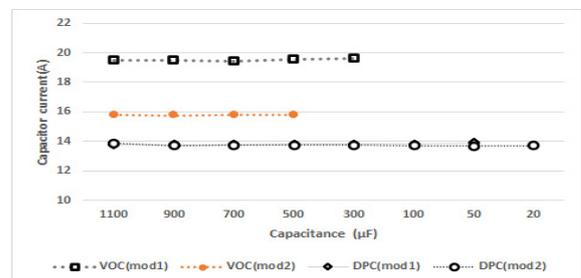
(b)

그림 20 출력 직류 커패시턴스 용량 변화에 따른 VOC 및 DPC 계열 기반 MPC로 제어된 3상 정류기의 출력 직류 전압 맥동값 특성 변화 (a) 기본형 모델예측제어기법 (b) 수정형 (벡터선택형 및 오프셋 전압 주입형) 모델예측제어기법

Fig. 20 Output voltage fluctuation according to the capacitance of output DC link capacitor in VOC- and DPC-based model predictive control in three-phase active rectifier (a) basic model predictive control (b) modified model predictive control (vector selection and offset voltage injection)



(a)



(b)

그림 21 출력 직류 커패시턴스 용량 변화에 따른 VOC 및 DPC 계열 기반 MPC로 제어된 3상 정류기의 커패시터 전류 RMS값 변화 (a) 기본형 모델예측제어기법 (b) 수정형 (벡터선택형 및 오프셋 전압 주입형) 모델예측제어기법

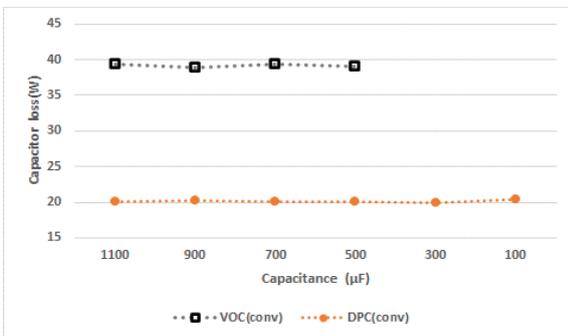
Fig. 21 RMS value of output DC link capacitor current according to the capacitance of output DC link capacitor in VOC- and DPC-based model predictive control in three-phase active rectifier (a) basic model predictive control (b) modified model predictive control (vector selection and offset voltage injection)

그림 21은 출력 직류 커패시턴스 용량 변화에 따른 3상 정류기의 커패시터 전류 Root-Mean-Square(RMS)값 특성 변화를 보인다. 고려된 커패시턴스 용량 전체 구간에서 VOC 계열의 기본형 모델예측제어기법에 의해 만들어진 커패시터 전류 RMS 값이 DPC 계열의 기본형 모델예측제어기법에 의한 커패시터 전류 RMS 값보다 더 크다는 것을 알 수 있다. 기본형 뿐 아니라, 수정형 모델예측제어 알고리즘의 경우에도 DPC 계열의 제어 기법이 VOC 계열의 제어 기법보다 더 낮은 커패시터 전류 RMS 값을 가진다. 또한, VOC 계열의 수정형 모델예측제어기법 중 오프셋 전압 주입 방식인 VOC(mod2)가 벡터선택형 방식인 VOC(mod1)보다 더 낮은 커패시터 전류 RMS 값을 가짐을 알 수 있다. 커패시터 전류의 RMS 값은 커패시터 손실에 영향을 주기 때문에, VOC 계열의 모델예측제어기법이 DPC 계열의 제어기법보다 더 큰 커패시터 손실을 발생시킬 것으로 예상된다.

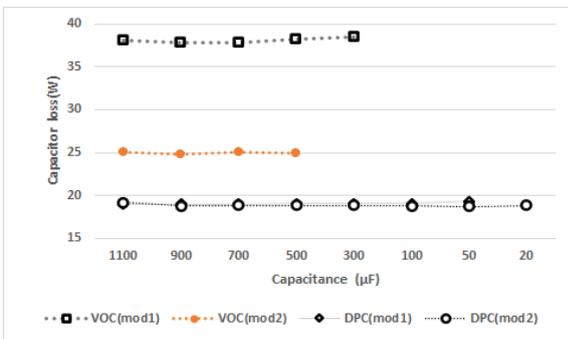
커패시터 손실값이 DPC 계열의 기본형 모델예측제어기법에 의한 커패시터 손실값보다 더 크다는 것을 있음을 알 수 있다. 기본형 뿐 아니라, 수정형 모델예측제어 알고리즘의 경우에도 DPC 계열의 제어 기법이 VOC 계열의 제어 기법보다 더 낮은 커패시터 손실과 더 높은 효율을 가진다. 또한, VOC 계열의 수정형 모델예측제어기법 중 오프셋 전압 주입 방식인 VOC(mod2)가 벡터선택형 방식인 VOC(mod1)보다 더 낮은 커패시터 손실값을 가짐을 알 수 있다. 따라서, 커패시터 용량 변화에 따라서, DPC 계열의 모델예측제어기법이 VOC 계열 제어 기법보다 입력 전류 및 출력 전압, 커패시터 손실 측면 모두에서 더 우수한 성능을 보였으며, VOC 계열의 수정형 모델예측제어기법 중 오프셋 전압 주입 방식인 VOC(mod2)가 벡터선택형 방식인 VOC(mod1)보다 다소 우수한 성능을 보였다.

### 6. 결론

본 논문에서는 3상 정류기를 동작시키는 데 사용되는 모델예측제어기법들을 분류하고 이들의 입출력 전기적 성능을 비교 분석하였다. 전압 기반 (VOC) 및 직접 전력 제어 (DPC) 방식으로 분류하고 각각을 기본형 방식과 수정형 제어 방식으로 분류하였으며, 수정형 제어 방식에서는 벡터 선택 방식과 오프셋 전압 주입 방식으로 분류하였다. 이러한 6가지 종류의 모델예측제어 알고리즘들에 의해 동작된 3상 정류기의 입력측 및 출력측 전기적 특성을 비교하였고, 특히 출력 직류단 커패시터의 용량 및 ESR 변동에 따른 특성 변화를 조사 및 비교 분석하였다. 커패시터 용량 감소 보다 ESR 증가에 의해 3상 정류기의 성능 변화가 더 크다는 것을 확인할 수 있었다. 또한, 기본형 및 수정형 알고리즘 모두에서 VOC 계열의 모델예측제어 기법보다 DPC 계열의 모델예측제어 알고리즘이 커패시터 ESR 감소 및 커패시턴스 용량 감소에 대해 더 낮은 입력 전류 THD 측면 및 출력 전압 맥동 측면 모두에서 더 우수한 성능을 보임을 확인하였다. 커패시터 손실 측면에서도 DPC 계열의 제어 기법들이 VOC 계열의 제어 알고리즘보다 더 높은 효율을 보임을 확인하였다.



(a)



(b)

그림 22 출력 직류 커패시턴스 용량 변화에 따른 VOC 및 DPC 계열 기반 MPC로 제어된 3상 정류기의 커패시터 손실 변화 (a) 기본형 모델예측제어기법 (b) 수정형 (벡터선택형 및 오프셋 전압 주입형) 모델예측제어기법

Fig. 22 Output DC link capacitor loss according to the capacitance of output DC link capacitor in VOC- and DPC-based model predictive control in three-phase active rectifier (a) basic model predictive control (b) modified model predictive control (vector selection and offset voltage injection)

그림 22는 출력 직류 커패시턴스 용량 변화에 따른 3상 정류기의 커패시터 손실 특성 변화를 보인다. 커패시터의 ESR은 100 mΩ이 사용되었다. 고려된 커패시턴스 용량 전체 구간에서 VOC 계열의 기본형 모델예측제어기법에 의해 만들어진

### Acknowledgements

이 논문은 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구 (No. 2020R1A2C1013413)로서, 관계부처에 감사드립니다.

### References

[1] N. Mohan, T. Undeland and W. Robbins, Power Electronics: Converters Applications and Design, New York: Wiley, 2002.  
 [2] B. K. Bose, Modern Power Electronics and AC Drives,

- NJ, Upper Saddle River:Prentice-Hall, 2002.
- [3] A. Trzynadlowski, Introduction to Modern Power Electronics, New York:Wiley-Interscience, 1998.
- [4] J. Rodriguez, J. Dixon, J. Espinoza, P. Lezana, and J. Pontt, "PWM regenerative rectifiers: State of the art," in IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 1, pp. 5-22, Feb. 2005.
- [5] B. Wu, and M. Narimani, High-power converters and AC drives. Piscataway, NJ: IEEE Press, 2006.
- [6] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct Power Control of PWM Converter Without Power-Source Voltage Sensors," in IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 34, no. 3, pp. 473-479, May/June. 1998.
- [7] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski, "Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)," in IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 51, no. 2, pp. 447-454, Apr. 2004.
- [8] A. Bouafia, J.-P. Gaubert, and F. Krim, "Predictive Direct Power Control of Three-Phase Pulsewidth Modulation (PWM) Rectifier Using Space-Vector Modulation (SVM)," in IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 1, pp. 228-236, Jan. 2010.
- [9] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and G. D Marques, "Virtual flux based direct power control of three-phase PWM rectifiers," in IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 37, no. 4, pp. 1019-1027, Jul./Aug. 2001.
- [10] J. Rodriguez, J. Pontt, C. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortés, and U. Ammann, "Predictive current control of a voltage source inverter," in IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 54, no. 1, pp. 495 - 503, Feb. 2007.
- [11] J. Rodriguez and P. Cortes, Predictive Control of Power Converters and Electrical Drives. New York, NY, USA: Wiley, pp. 31-39, 2012.
- [12] J. Rodriguez, M. P. Kazmierkowski, J. R. Espinoza, P. Zanchetta, H. Abu-Rub, H. A. Young, and C. A. Rojas, "State of the Art of Finite Control Set Model Predictive Control in Power Electronics," in IEEE Trans. Ind. Informatics, vol. 9, no. 2, pp. 1003-1016, May 2013.
- [13] E. Jun, M. Nguyen and S. Kwak, "Model Predictive Control Method with NP Voltage Balance by Offset Voltage Injection for Three-Phase Three-level NPC Inverter," in IEEE Access, vol. 8, no. 1, pp. 172175-172195, Sep. 2020.
- [14] S. Kwak and J. Park, "Switching Strategy Based on Model Predictive Control of VSI to Obtain High Efficiency and Balanced Loss Distribution," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 29, no. 9, pp. 4551-4567, Sept. 2014.
- [15] S. Kwak and J. Park, "Predictive Control Method With Future Zero-Sequence Voltage to Reduce Switching Losses in Three-Phase Voltage Source Inverters," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 3, pp. 1558-1566, Mar. 2015.
- [16] S. Kwak and J. Park, "Model-Predictive Direct Power Control With Vector Preselection Technique for Highly Efficient Active Rectifiers," in IEEE Transactions on Industrial Informatics, vol. 11, no. 1, pp. 44-52, Feb. 2015.
- [17] J. Kim, J. Park and S. Kwak, "Predictive Direct Power Control Technique for Voltage Source Converter With High Efficiency," in IEEE Access, vol. 6, pp. 23540-23550, May 2018.
- [18] H. Wang, F. Blaabjerg, "Reliability of Capacitor for DC\_Link Applications in Power Electronic Converters-An Overview," in IEEE Trans. Ind. Appl. vol. 50, no. 5, pp. 3569-3578, Sep./Oct. 2014.
- [19] N. Kim, C. Park, S. Kwak, J. Baek, "Experimental Comparisons and Evaluations of Different Types of DC-link Capacitors for VSI-Based Electric Compressors in Battery Electric Vehicle Systems," Electronics, vol. 9, no. 8, pp. 1276, Aug. 2020.
- [20] D. Kim, "A Study on the Performance Analysis of a Three-Phase AFE Rectifier with Model Predictive Control Methods," M. S. Thesis, Chung-ang University, 2021

#### 저자소개



**김동연 (Dongyeon Kim)**

Dongyeon Kim received the M.S. degree in electrical and electronics engineering from Chung-Ang University, Seoul, South Korea, in 2021.



**김재창 (Jae-Chang Kim)**

Jae-Chang Kim received the B.S. degree in electrical and electronics engineering from Chung-Ang University, Seoul, South Korea, in 2017, where he is currently pursuing the combined M.S and Ph.D. degrees in electrical and electronics engineering. His research interests include control and analysis for two-level, multilevel, and matrix converters.



**곽상신 (Sangshin Kwak)**

Sangshin Kwak received the Ph.D. degree in electrical engineering from Texas A&M University, College Station, TX, USA, in 2005. From 1999 to 2000, he was a Research Engineer with LG Electronics, Changwon, South Korea. He was also with Whirlpool R&D Center, Benton Harbor, MI, USA, in 2004. From 2005 to 2007, he was a Senior Engineer with Samsung SDI R&D Center, Yongin, South Korea. From 2007 to 2010, he was an Assistant Professor with Daegu University, Gyeongsan, South Korea. Since 2010, he has been with Chung-Ang University, Seoul, South Korea, where he is currently a Professor. His research interests include design, modulation, and control of power converters, multilevel converters, renewable energy systems, deep learning applied power conversion, and reliability.