

MMC-HVDC 시스템의 예측 기반 직접전력제어

이귀준[†]

Predictive Direct Power Control in MMC-HVDC System

Kui-Jun Lee[†]

Abstract

This study proposes a predictive direct power control method in a modular multilevel converter (MMC) high-voltage direct-current (HVDC) system. The conventional proportional integral (PI)-based control method uses a cascaded connection and requires an optimal gain selection procedure and additional decoupling scheme. However, the proposed control method has a simple structure for active/reactive power control due to the direct power control scheme and exhibits a fast dynamic response by predicting the future status of system variables and considering time delay. The effectiveness of the proposed method is verified by simulation results.

Key words: MMC(Modular Multilevel Converter), HVDC(High Voltage Direct Current), DPC(Direct Power Control), Predictive

1. 서 론

최근 고효율 대용량 전력전송을 위한 HVDC(High Voltage Direct Current) 시스템에 대한 관심이 증가하면서, 이와 관련된 연구가 확대되고 있다. 그 중 전압형 HVDC 시스템은 기존의 전류형 HVDC 시스템 대비, IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) 기반의 컨버터를 이용한 PWM(Pulse Width Modulation) 방식을 이용하여 빠른 과도응답특성과 필터 사이즈 감소 및 독립적인 유효전력과 무효전력 제어가 가능한 장점을 갖는다^{[1],[2]}. 이러한 전압형 HVDC 시스템을 구현하기 위해 모듈형 멀티레벨 컨버터(MMC, Modular Multilevel Converter)가 주목받고 있으며, MMC는 동일한 서브모듈(SM, Submodule)을 직렬 연결한 형태로 시스템 확장성이 용이하고, 고효율 전력변환과 고조파 특성이 우수하다. MMC 관련 토폴로지, 모델링, 제어, 변조기법 등의 다양항 연구가 진행되고 있으며^{[3]-[6]}, 특히 MMC의 유효전력, 무효전력 제어를 위해 대표적으로 동기 좌표계상에서의 PI(Proportional Integral) 전류제어기와 정지

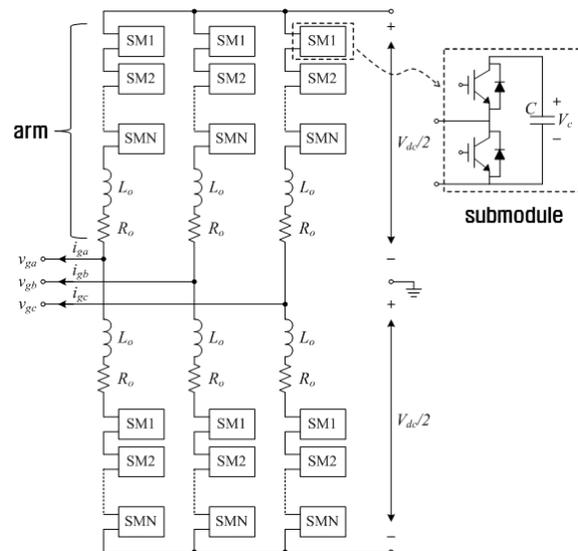


Fig. 1. Modular multilevel converter system.

좌표계상에서의 PR(Proportional Resonant) 전류제어기가 사용되고 있지만, 시스템의 응답성능을 고려한 제어 이득 선정 과정이 필요하며, 응답성능 개선을 위해 추가적인 디커플링 제어가 요구되기도 한다.

한편, 전력변환시스템의 성능 개선을 위해 DSP(Digital Signal Processor)를 기반으로 하는 다양한 제어기법들이 제안되었는데, 그 중 직접전력제어(DPC, Direct Power Control)는 시스템의 유효전력과 무효전력을 직접 제어하는 방법으로써 구조가 간단하며, 과도응답

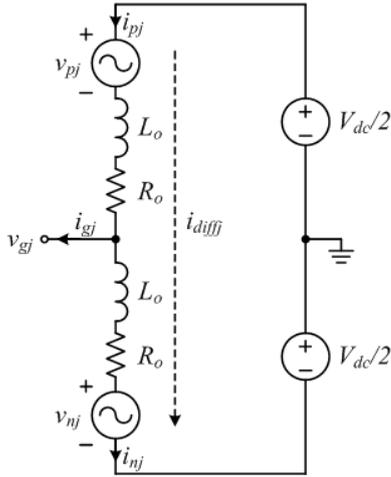


Fig. 2. Single-phase equivalent circuit.

특성이 우수한 장점을 갖는다^{[7],[8]}. 하지만, 스위칭 주파수가 일정하지 않아, 필터 설계에 어려움이 존재하는데, 이를 극복하기 위해 고정 스위칭 주파수를 적용하면 응답특성이 저하되는 단점이 있다^{[9],[10]}.

따라서 본 논문에서는 이를 개선하기 위해 MMC에 적합한 예측 기반의 DPC 기법을 제안하였다. 제안한 방법은 고정 샘플링 주파수 기반의 DPC로써, 유효전력과 무효전력제어를 위해 필요한 지령전압 값을 시스템 모델과 파라미터 값을 기반으로 예측하고, 디지털 구현시 발생하는 시지연을 고려하여 빠른 과도응답특성을 갖는 DPC 제어 기법이다. 또한, 기존의 PI, PR 전류제어기와 달리 이득 선정 과정이 불필요하고, 제어 루프의 구조가 간단하다. 제안한 방법의 타당성은 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

2. 모듈형 멀티레벨 컨버터

그림 1은 3상 MMC 시스템을 나타낸다. 3상 MMC 시스템은 6개의 암으로 구성되며, 각각의 암은 N 개의 서브모듈(SM)과 암 인덕터(L_o), 암 등가저항(R_o)으로 구성된다. 또한 서브모듈은 Half-bridge 구조의 컨버터이며, 스위칭 소자와 커패시터로 구성된다.

2.1 MMC 모델링

MMC 시스템의 수학적 모델을 얻기 위하여, 그림 2와 같은 단상 등가회로로 표현할 수 있으며, v_{pj} 와 v_{nj} 는 N 개의 서브모듈에 해당하는 등가전압원이고, i_{diff} 는 내부 순환전류 성분이다($j=a, b, c$). 이를 전압 방정식으로 표현하면 식 (1), (2)와 같다.

$$v_{gj} = e_j - \frac{R_o}{2} i_{gj} - \frac{L_o}{2} \frac{di_{gj}}{dt} \tag{1}$$

$$e_j = \frac{v_{nj} - v_{pj}}{2}$$

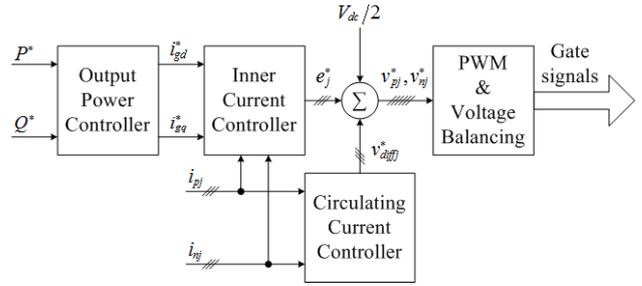


Fig. 3. Block diagram of the conventional PQ control based on PI controller.

$$v_{diffj} = L_o \frac{di_{diffj}}{dt} + R_o i_{diffj} = \frac{1}{2} [V_{dc} - (v_{pj} + v_{nj})] \tag{2}$$

여기서 e_j 는 내부 electromotive force (EMF) 이며, v_{diff} 는 순환전류 성분을 야기하는 불평형 전압 성분이다.

식 (1)을 통해 계통전류 i_{gj} 를 제어할 수 있고, 식 (2)를 통해 순환전류 i_{diff} 를 제어할 수 있다. 이를 위해 N 개의 서브모듈에서 요구되는 지령 등가전압은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$v_{pj}^* = \frac{V_{dc}}{2} - e_j - v_{diffj} \tag{3}$$

$$v_{nj}^* = \frac{V_{dc}}{2} + e_j - v_{diffj}$$

2.2 MMC 시스템 제어

그림 3은 기존의 PI 제어기를 기반으로 하는 MMC 유효전력/무효전력 제어 블록도를 나타낸다. MMC 제어는 크게 4가지로 구성되며, 각각의 역할은 다음과 같다. 첫째, 외부 전력 제어기는 유효전력과 무효전력 지령치로부터 동기 좌표계상에서의 계통전류 지령값을 생성한다. 둘째, 내부 전류 제어기는 PI 제어기로 구성되며 전력 제어기로부터 생성된 전류 지령값과 센싱된 실제 전류값의 에러를 PI 제어기로 입력하여 내부 EMF 지령 전압을 생성한다. 추가로 동기 좌표계상에서 나타나는 커플링 성분의 디커플링 제어를 통해 응답성을 개선할 수 있다. 셋째, 순환전류 제어기는 식 (2)로부터 순환전류 제어를 위한 지령 전압 v_{diff}^* 를 생성하는데, 계통전압의 3상 평형을 가정하면, 계통전압의 2고조파에 해당하는 역상분 성분을 제어하여 지령 전압 v_{diff}^* 를 발생시킨다. 생성된 두 지령전압(e_j^* , v_{diff}^*)으로부터 식 (3)를 통해 서브모듈에서 발생시켜야 하는 최종 지령전압(v_{pj}^* , v_{nj}^*)를 생성한다. 마지막으로, 최종 지령전압(v_{pj}^* , v_{nj}^*)은 PWM 블록을 통해 게이트 신호를 발생하는데, 이때 각각의 서브모듈의 전압 밸런싱 알고리즘과 결합되어 적합한 게이팅 신호를 생성한다. 그림 3을 통해 외부 전력제어기와 내부 전류제어기는 종속접속 구조임을 알 수 있다.

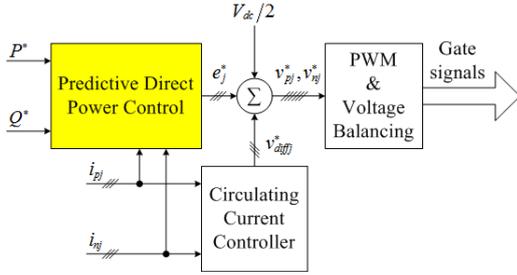


Fig. 4. Block diagram of the proposed predictive based direct power control.

3. 제안하는 예측 기반 직접전력제어 기법

본 논문에서는 직접전력제어(DPC)와 예측제어의 장점을 결합한 예측 기반 직접전력제어기를 구성하여 기존 유효전력/무효전력 제어의 외부 전력제어기와 내부 전류 제어기의 중속접속 구조를 대체한다.

식 (1)에 abc-dq 변환을 하면, 다음과 같은 동기좌표계에서의 전압 방정식을 얻게 된다.

$$\begin{bmatrix} e_d \\ e_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{gd} \\ v_{gq} \end{bmatrix} + \frac{R_o}{2} \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{bmatrix} + \frac{L_o}{2} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{bmatrix} + \frac{L_o}{2} \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{bmatrix} \quad (4)$$

식 (4)를 이산화하면 식 (5)를 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} e_d(t_k) \\ e_q(t_k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{gd}(t_k) \\ v_{gq}(t_k) \end{bmatrix} + \frac{R_o}{2} \begin{bmatrix} i_{gd}(t_k) \\ i_{gq}(t_k) \end{bmatrix} + \frac{L_o}{2T_s} \begin{bmatrix} i_{gd}(t_{k+1}) - i_{gd}(t_k) \\ i_{gq}(t_{k+1}) - i_{gq}(t_k) \end{bmatrix} + \frac{L_o}{2} \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gd}(t_k) \\ i_{gq}(t_k) \end{bmatrix} \quad (5)$$

여기서, T_s 는 샘플링 주기이다.

다음 샘플링 시점에서 발생시켜야 하는 내부 EMF 지령 전압은 식 (5)를 한 샘플링 앞으로 이동시키면 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} e_d(t_{k+1}) \\ e_q(t_{k+1}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{gd}(t_{k+1}) \\ v_{gq}(t_{k+1}) \end{bmatrix} + \frac{R_o}{2} \begin{bmatrix} i_{gd}(t_{k+1}) \\ i_{gq}(t_{k+1}) \end{bmatrix} + \frac{L_o}{2T_s} \begin{bmatrix} i_{gd}(t_{k+2}) - i_{gd}(t_{k+1}) \\ i_{gq}(t_{k+2}) - i_{gq}(t_{k+1}) \end{bmatrix} + \frac{L_o}{2} \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gd}(t_{k+1}) \\ i_{gq}(t_{k+1}) \end{bmatrix} \quad (6)$$

여기서, 계통전압을 3상 평형이라 가정하면, 동기좌표계에서 계통전압은 직류값이 됨으로, 한 샘플링 앞선 시점의 계통전압 $v_{gd}(t_{k+1})$ 과 $v_{gq}(t_{k+1})$ 은 간단히 각각 현재 시점의 $v_{gd}(t_k)$ 와 $v_{gq}(t_k)$ 로 대체할 수 있으며, 한 샘플링 앞선 시점의 계통전류 $i_{gd}(t_{k+1})$ 와 $i_{gq}(t_{k+1})$ 은 현재 센싱된

TABLE I
SIMULATION CONDITION

Active power	20 [MW]
Reactive power	0 [MVAR]
AC grid voltage	10 [kV]
AC grid frequency	60 [Hz]
DC bus voltage	20 [kV]
Number of SMs per arm	10
SM capacitance	5 [mF]
Arm inductance	10 [mH]
Arm equivalent resistance	0.1 [Ω]
SM voltage	2 [kV]
Sampling frequency	10 [kHz]

전압, 전류 값을 통해 식 (5)로부터 구할 수 있다. 따라서 두 샘플링 앞선 시점의 계통전류 $i_{gd}(t_{k+2})$ 와 $i_{gq}(t_{k+2})$ 를 예측할 수 있다면 식 (6)을 통해 내부 EMF 지령 전압을 구할 수 있는데, 이는 유효전력과 무효전력에 관한 식을 통해 연산이 가능하다.

MMC 시스템에서 유효전력과 무효전력은 동기좌표계에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} p \\ q \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_{gd} & v_{gq} \\ v_{gq} & -v_{gd} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gd} \\ i_{gq} \end{bmatrix} \quad (7)$$

식 (7)을 이산화하고, 전력의 변화량에 대한 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} p(t_{k+1}) - p(t_k) \\ q(t_{k+1}) - q(t_k) \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} v_{gd}(t_k) & v_{gq}(t_k) \\ v_{gq}(t_k) & -v_{gd}(t_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{gd}(t_{k+1}) - i_{gd}(t_k) \\ i_{gq}(t_{k+1}) - i_{gq}(t_k) \end{bmatrix} \quad (8)$$

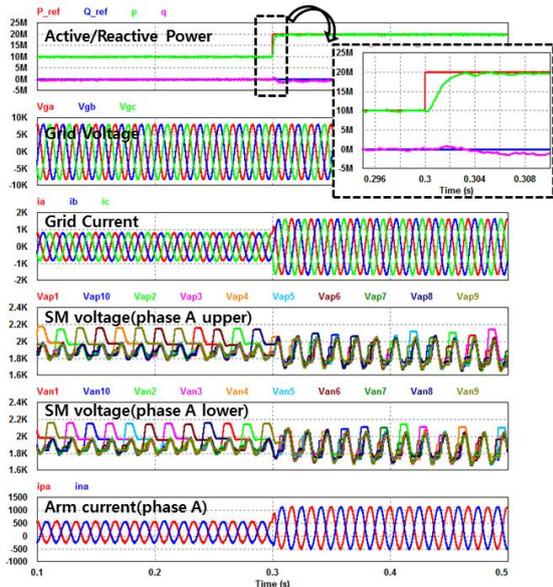
식 (8)을 한 샘플링 앞선 시점으로 이동시키고, 전류의 변화량에 대한 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} i_{gd}(t_{k+2}) - i_{gd}(t_{k+1}) \\ i_{gq}(t_{k+2}) - i_{gq}(t_{k+1}) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \frac{1}{A^2} \begin{bmatrix} v_{gd}(t_k) & v_{gq}(t_k) \\ v_{gq}(t_k) & -v_{gd}(t_k) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p(t_{k+2}) - p(t_{k+1}) \\ q(t_{k+2}) - q(t_{k+1}) \end{bmatrix} \quad (9)$$

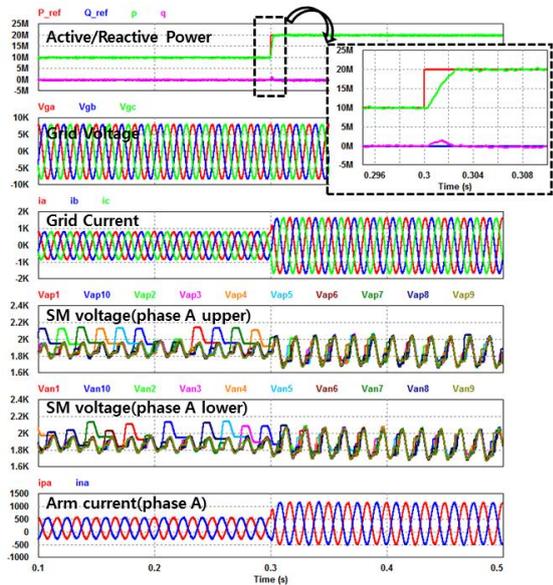
$$A = \sqrt{(v_{gd}(t_k))^2 + (v_{gq}(t_k))^2}$$

유효전력과 무효전력의 지령값을 각각 식 (9)의 $p(t_{k+2})$ 와 $q(t_{k+2})$ 에 대입하고, 식 (9)의 결과를 식 (6)에 대입하면 내부 EMF 지령 전압을 구할 수 있다.

그림 4는 제안한 예측 기반 직접전력제어 기법의 블록도를 나타내며, 기존의 외부 전력제어기와 내부 전류 제어기를 본 논문에서 제안한 예측 기반 직접전력제어



(a)



(b)

Fig. 5. Simulation waveforms of the conventional PQ control based on PI controller. (a) Bandwidth=200Hz, (b) Bandwidth=1kHz.

기로 대체하였다. 이를 제외한 나머지 제어기는 기존의 방법을 적용하였으며, PWM 기법은 근사 계단 변조 (NLM, Nearest Level Modulation)를 적용하였다. 또한 순환전류 제어기는 2고조파 동기좌표계상에서 역상분을 제어하는 PI 제어기를 적용하였다^[5].

4. 시뮬레이션

제안하는 예측기반 직접전력제어(DPC)의 성능을 확인하기 위하여 PSIM을 통해 시뮬레이션을 수행하였다.

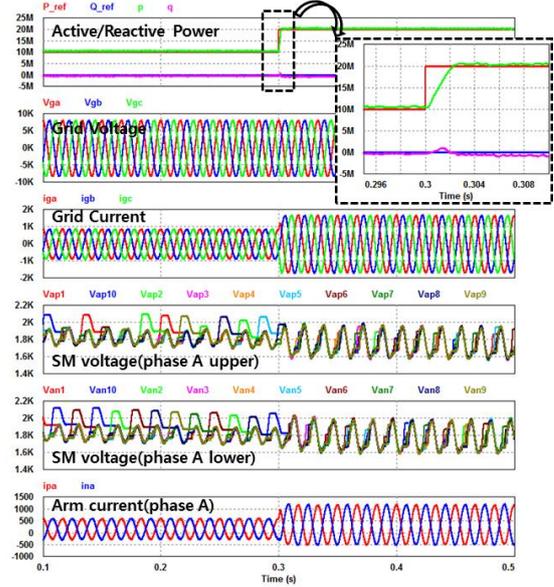


Fig. 6. Simulation waveforms of the proposed predictive based direct power control.

시뮬레이션에 사용된 시스템 사양 및 파라미터 값은 표 1과 같다.

그림 5와 그림 6은 각각 기존의 PI 기반 유효전력/무효전력 제어와 제안된 예측기반 직접전력제어를 수행하였을 때, 유효전력, 무효전력, 계통전압, 계통전류, a상 SM전압과 a상 암전류 파형을 보여준다. 무효전력 지령 값은 0[MVAR]로 고정시킨 상태에서, t=0.3sec에 유효전력 지령값을 10[MW]에서 20[MW]로 증가시켰다. 본 논문에서는 PI 제어기의 대역폭을 200Hz와 1kHz의 두 가지 경우에 대해 설계하였으며, 그림 5(a), 5(b)의 유효/무효전력의 확대 파형을 통해 응답속도가 각각 약 3msec 와 약 2.5msec 임을 확인할 수 있다. 반면, 제안된 예측기반 직접전력제어는 그림 6의 유효/무효전력의 확대파형을 통해 응답속도가 약 2msec 임을 확인할 수 있다. 따라서, 기존의 PI 제어기보다 제안된 예측 기반 직접전력제어기의 응답속도가 개선됨을 확인할 수 있다.

그림 7은 암 인덕턴스와 등가저항의 파라미터 오차가 각각 $\pm 50\%$ 일 경우의 출력 파형을 보여준다. 그림 7(a)의 +50% 오차에 대해서는 응답성능이 약간 저하되지만, 서브모듈 전압의 리플은 개선됨을 알 수 있었고, 그림 7(b)의 -50% 오차에 대해서는 응답성능이 빠르지만, 정상상태 오차 및 오버슈트가 증가하고, 서브모듈 전압의 리플도 증가함을 알 수 있었다. 따라서 정확한 파라미터 값을 추정하기 힘들 경우에는 약간 높은 값을 사용하는 것이 바람직하다.

5. 결론

본 논문에서는 MMC-HVDC 시스템에 적합한 예측기반의 직접전력제어(DPC) 기법을 제안하였다. 제안한

References

- [1] N. Flourentzou, V. G. Agelidis, and G. D. Demetriades, "VSC-based HVDC power transmission systems: An overview," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 24, No. 3, pp. 592-602, Mar. 2009.
- [2] A. Nami, L. Jiaqi, F. Dijkhuizen, and G. D. Demetriades, "Modular multilevel converters for HVDC applications: Review on converter cells and functionalities," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 1, pp. 18-36, Jan. 2015.
- [3] M. A. Perez, S. Bernet, J. Rodriguez, S. Kouro, and R. Lizana, "Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 1, pp. 4-17, Jan. 2015.
- [4] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard, and P. Barbosa, "Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 1, pp. 37-53, Jan. 2015.
- [5] Q. Tu, Z. Xu, and L. Xu, "Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters," *IEEE Trans. Power Del.*, Vol. 26, No. 3, pp. 2009-2017, Jul. 2011.
- [6] S. H. Kim, J. S. Lee, Y. P. Cho, and R. Y. Kim, "Circulating current control of a modular multi-level converter(MMC)-HVDC system based on VPI(Vector-PI) control for DC power network," *The Transaction of The Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 22, No 3, pp. 263-269, Jun. 2017.
- [7] T. Noguchi, H. Tomiki, S. Kondo, and I. Takahashi, "Direct power control of PWM converter without power-source voltage sensors," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 34, No. 3, pp. 473-479, May 1998.
- [8] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, S. Hansen, F. Blaabjerg, and G. Marques, "Virtual-flux-based direct power control of three-phase PWM rectifiers," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 37, No. 4, pp. 1019-1027, Jul./Aug. 2001.
- [9] M. Malinowski, M. Jasinski, and M. P. Kazmierkowski, "Simple direct power control of three-phase PWM rectifier using space-vector modulation (DPC-SVM)," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 51, No. 2, pp. 447-454, Apr. 2004.
- [10] A. Bouafia, J. P. Gaubert, and F. Krim, "Predictive direct power control of three-phase pulse width modulation (PWM) rectifier using spacevector modulation (SVM)," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 25, No. 1, pp. 228-236, Jan. 2010.

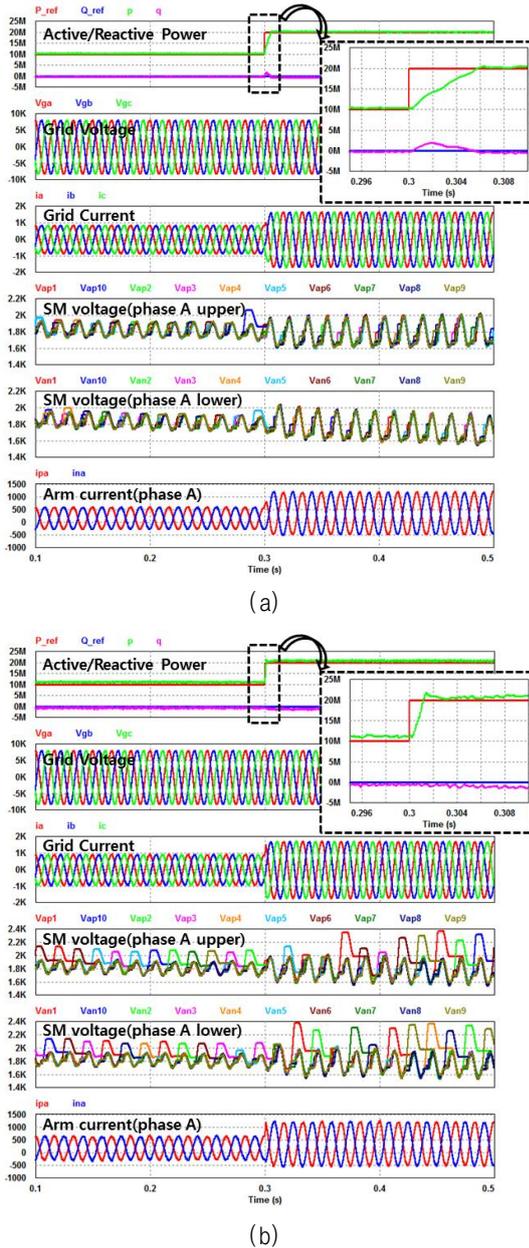


Fig. 7. Simulation waveforms of the proposed predictive based direct power control with parameters(L_o and R_o) error. (a) +50% error, (b) -50% error.

방법은 기존의 PI 제어를 기반으로 하는 유효전력/무효전력 제어 방식보다 응답속도가 개선되며, 제어 구조가 간단하고 별도의 이득 선정 절차가 요구되지 않는 장점을 갖는다. 제안한 제어기법의 타당성은 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

이 성과는 2017년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(No. 2017R1C1B5016982).
본 연구는 2018년 한국교통대학교 지원을 받아 수행하였음.



이귀준(李貴俊)

1979년 7월 19일생. 2005년 한양대 전기전자 컴퓨터공학부 졸업. 2012년 동 대학원 전기 공학과 졸업(공학박). 2012년~2014년 미국 노스캐롤라이나 주립대 Post-Doc.. 2014년~2016년 삼성전자 책임연구원. 2016년~현재 한국교통대 전기공학과 조교수. 당 학회 편집위원.