

# 다상 인터리브드 DC/DC 컨버터를 위한 모델기반의 예측 제어기법

최대근<sup>1</sup>, 이교범<sup>†</sup>

## Model-Based Predictive Control for Interleaved Multi-Phase DC/DC Converters

Dae-Keun Choi<sup>1</sup> and Kyo-Beum Lee<sup>†</sup>

### Abstract

This study proposes a model-based predictive control for interleaved multi-phase DC/DC converters. The power values necessary to adjust the output voltage in the succeeding are predicted using a converter model. The output power is controlled by selecting the optimal duty cycle. The proposed method does not require controller loops and modulators for converter switching. This method can control the converter by calculating the optimal duty cycle, which minimizes the error between the reference and actual output voltage. The effectiveness of the proposed method is verified through simulations and experiments.

**Key words:** Model predictive control, Pulse width modulation converter, Converter control, Multi-phase interleaved DC/DC power conversion

### 1. 서 론

다상 인터리브드 DC/DC 컨버터는 고용량, 고효율이 요구되는 전력변환 장치에서 널리 사용되고 있다. 전원 공급장치, 역률보상기, UPS 시스템 등의 전력변환장치와 신재생 에너지, 전기자동차 등의 응용분야에서 배터리와 같은 에너지 저장장치의 양방향 충방전을 위한 시스템으로 사용된다<sup>[1]-[4]</sup>. 출력되는 부하전류가 각상으로 분배되어 흐르기 때문에 기존보다 정격용량이 작은 전력용 소자를 사용하여 시스템 운영이 가능하다<sup>[5][6]</sup>.

현재 높은 효율과 시스템 성능 향상을 위해 다상 컨버터를 위한 다양한 제어기법들이 제안되고 있지만 그 중에서 인터리브드 방식은 전류 흐름의 다분화와 상의 수만큼 분배된 위상차 발생으로 전류 간 리플 전류의 상쇄효과를 통해 전체 전류 리플 크기의 감소와 입출력 필터의 용량과 체적을 줄일 수 있는 장점이 있다. 이러한 장점들을 통하여 회로를 구성하고 있는 인덕터, 스위

치 및 커패시터 등의 전력용 소자들에 발생하는 스트레스를 최소화 할 수 있으며 시스템의 동적 응답 특성 및 제어 성능을 향상 시킬 수 있다<sup>[7][8]</sup>.

최근에 모델기반의 예측제어 기법이 전력변환장치에 적용되고 있으며 활발한 연구가 진행 중이다. 예측제어 기법은 기존의 직접전력제어의 단점들을 보완하기 위하여 제안 되었으며 모터 구동 시스템, 계통연계 시스템 등에서 활발히 연구되고 있다<sup>[9][10]</sup>. 예측 제어기법은 모델을 기반으로 시스템에서 제어 대상의 상태를 예측하고 최적의 제어 입력을 선택한다<sup>[11][12]</sup>. 모델 예측제어 기법은 기존의 선형제어기나 전력스위치에 인가되는 신호를 위한 변조기 등이 필요 없이 시스템의 모델링을 기반으로 간단하게 시스템의 제어성능을 확보할 수 있다. 또한 실제 전력과의 오차를 순시적으로 측정하여 오차값이 설정한 히스테리시스 폭을 초과하는 순간 스위칭 상태를 전환하기 때문에 스위칭 주파수가 가변되는 기존의 직접전력제어 방법과 달리 스위칭 주파수를 고정시킬 수 있기 때문에 출력 측 필터설계가 용이한 장점이 있다.<sup>[13][14]</sup>

본 논문에서는 DC/DC 컨버터를 위한 예측 모델을 제시하였으며, 선형제어기나 스위칭을 위한 변조기 없이 컨버터 모델을 기반으로 시스템의 출력전압을 제어하는 예측 제어기법을 제안하였다. 또한 부하 예측을 통하여

Paper number: TKPE-2014-19-5-4

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

<sup>†</sup> Corresponding author: [kyl@ajou.ac.kr](mailto:kyl@ajou.ac.kr), Dept. of Electrical and Computer Eng., Ajou University

Tel: +82-31-219-2376 Fax: +82-31-212-9531

<sup>1</sup> Dept. of Electrical and Computer Eng., Ajou University

Manuscript received May. 26, 2014; accepted Aug. 6, 2014

제어 대상인 컨버터 출력 전압제어 특성을 향상 시켰다. 본 논문의 2장과 3장에서는 제안된 토폴로지인 3상 인터리브드 DC/DC 컨버터의 구조 및 동작원리, 모델기반의 예측 제어를 위한 시스템 모델링 및 제어 방법을 설명하였으며 4장과 5장에서는 제안된 알고리즘을 통한 컨버터 제어 성능을 시험하기 위하여 시뮬레이션 및 실험이 수행되었다. 제안된 제어방법은 3상 DC/DC 컨버터를 모델로 하는 시뮬레이션과 실험을 통하여 타당성을 검증하였다.

## 2. 다상 인터리브드 DC/DC 컨버터

### 2.1 다상 인터리브드 DC/DC 컨버터의 구조

다상 인터리브드 DC/DC 컨버터 시스템의 구성은 그림 1과 같다. 전력 회로부는 인덕터, 전력용 스위치 소자로 구성되며, 입출력단에 커패시터를 설치하여 전원의 안정성을 보장하는 필터부 역시 3상 인터리브드 DC/DC 컨버터의 주요 구성 부분이다. 주된 장점은 시스템 설계시 단상 시스템에 비해 인덕터의 용량과 컨버터를 구성하고 있는 전력용 반도체 스위치의 전압 및 전류 정격을 작은 용량으로 구성할 수 있다는 점이다. 본 논문에서는 3상 시스템을 기준으로 모델링 및 제어를 수행하였다. 시스템 사양에 따라 상의 수는 가변적으로 선택할 수 있으며 각상의 스위칭 동작은 인터리브드 방식으로 동작한다.

### 2.2 동작원리

인터리브드 방식의 3상 구조는 출력전류의 리플을 감소시켜 시스템 효율 상승을 유도하고, 능동소자와의 용량과 사이즈를 줄이는 효과를 얻을 수 있다. 출력전류의 리플 크기는 단상 컨버터에 비해 약  $1/n$  ( $n =$  상의 수)배로 감소된다. 전력용 스위치의 온, 오프를 위하여 인가되는 신호는 각 상이  $2\pi/n$ 의 위상 차이가 나도록 하며, 3상 시스템이기 때문에  $120^\circ$ 의 위상차를 가지고 그림 2와 같이 각 스위치  $S_a, S_b, S_c$ 가 순차적으로 온, 오프되는 방식으로 동작한다.

출력전류는 기존의 단일상의 컨버터에 비해 3배의 주파수를 가지며 상의 중첩을 통해 전류리플이 감소될 수 있다. 시스템에서 인터리브드 동작은  $120^\circ$ 의 위상차가 발생하므로, 그림 2와 같이 순차적으로 동작한다. 각 상이 공유하는 시간의 전체 영역을 1이라 가정했을 때, 처음  $1/3$  구간의 시간은 스위치  $S_a$ , 다음의  $1/3$  구간은 스위치  $S_b$ , 마지막으로 스위치  $S_c$ 의 온, 오프 전환이 차례로 이루어진다. 따라서 전력부의 스위치는 게이트에 인가되는 PWM 신호에 의해서 각 상의 시간영역에서 스위칭이 일어날 수 있도록 한다. 인터리브드 방식을 통해서 3상의 전류뿐만 아니라 출력 전압의 리플이 상쇄되는 효과를 볼 수 있다.

인터리브드 방식의 동작하는 컨버터는 기존에 사용되

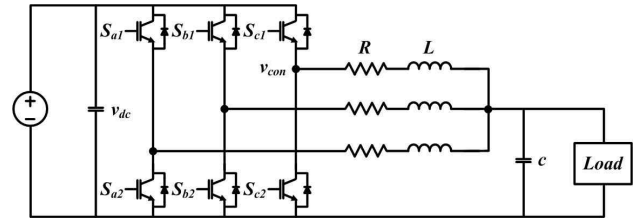


Fig. 1. Multi-Phase DC/DC converter.

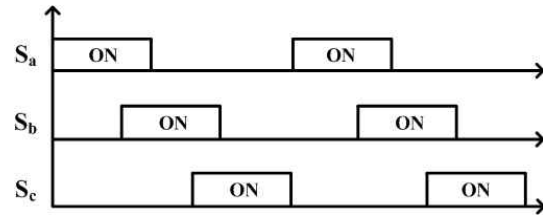


Fig. 2. Time table of interleaved switching.

었던 단일구성의 컨버터에 비해 많은 이점을 가진다. 일반적으로 컨버터에서는 낮은 스위칭 주파수에서는 높은 인덕턴스를 요구한다. 그러나 인터리브드 방식은 각 상으로 전류가 분배되기 때문에, 시스템 설계시에 인덕턴스와 커패시턴스를 줄일 수 있다. 또한, 3상의 전류가 중첩되기 때문에 단상 컨버터에 비해 3배의 스위칭 주파수 효과를 볼 수 있는 장점을 가지고 있다. 인터리브드 방식은 직류단 전압 및 출력전류의 리플을 감소시켜 효율을 높일 수 있고, 시스템을 구성하는 소자의 용량과 사이즈를 감소시키는 효과를 얻을 수 있다.

## 3. 제안하는 모델기반의 예측 제어기법

### 3.1 다상 인터리브드 DC/DC 컨버터의 예측모델

그림 1은 다상 컨버터의 구성을 위해 3상을 채택한 3상 인터리브드 DC/DC 컨버터의 전체 시스템 구성을 나타낸다. 컨버터의 전력변환부는 스위치, 인덕터, 입출력 커패시터로 구성된다. 컨버터 출력전압은 입력전압과 스위칭 상태로 계산되고 다음과 같다.

$$v_{con} = s_{con} v_{dc} \quad (1)$$

여기서  $v_{dc}$ 는 컨버터 입력전압,  $s_{con}$ 은 스위칭 상태이며 온상태일 때 1이고 오프상태일 때 0으로 표현된다. 그림 3의 컨버터 모델 식은 다음과 같이 표현된다.

$$v_{out} = L \frac{di_x}{dt} + Ri_x + v_{con} \quad (2)$$

여기서  $v_{out}$ 은 컨버터의 출력전압,  $i_x$ 는 각상의 상전류 ( $x = a, b, c$ ),  $L$ 은 필터 인덕턴스,  $R$ 은 저항성분이다. 식 (2)로부터 출력전류의 기울기를 다음과 같이 구할 수 있다.

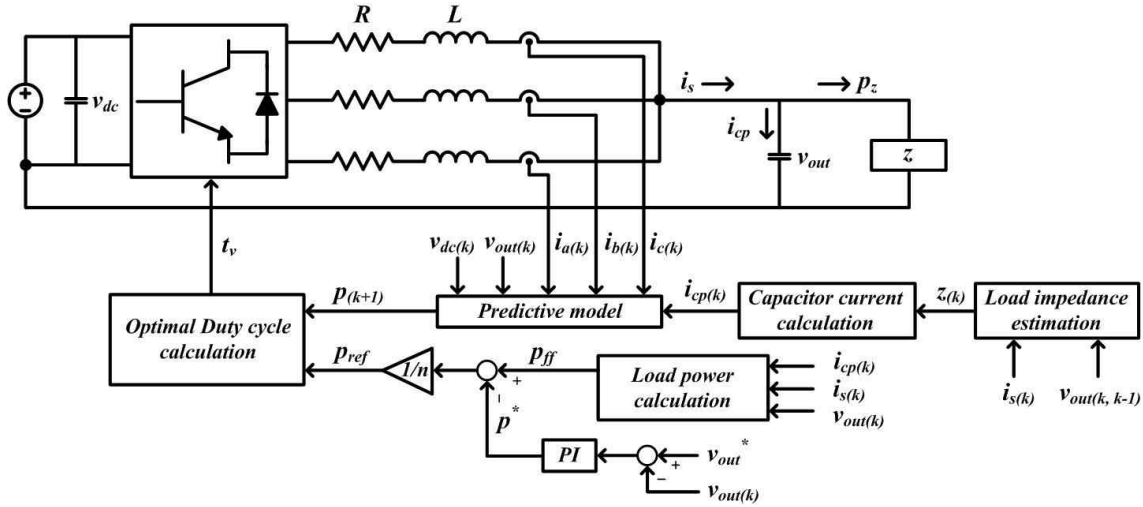


Fig. 3. Proposed model-based predictive control (MPC).

$$\frac{di_x}{dt} = \frac{1}{L}(v_{out} - Ri_x - v_{om}) = \Delta i_x / t_s \quad (3)$$

여기서  $\Delta i_x$ 는 출력전류의 변화량,  $t_s$ 는 제어주기를 나타낸다. 출력커패시터 입력전류는 다음과 같다.

$$i_{cp} = c \frac{dv_{out}}{dt} \quad (4)$$

여기서  $i_{cp}$ 는 커패시터 입력전류,  $c$ 는 출력측 커패시터 용량을 나타낸다. 식 (4)로부터 출력전압의 기울기를 구할 수 있다. 관련 식은 다음과 같다.

$$\frac{dv}{dt} = \frac{1}{c} i_{cp} = \frac{1}{c} (i_{cp} - \frac{v_{out}}{z}) = \Delta v_{out} / t_s \quad (5)$$

여기서  $c$ 는 출력측 커패시터 용량,  $z$ 는 출력측 부하임피던스,  $\Delta v_{out}$ 은 출력전압 변화량을 나타낸다. 부하임피던스 값은 식 (6)과 식 (7)을 이용하여 계산된다.

$$v_{out(k)} - v_{out(k-1)} = \frac{t_s}{c} (i_{cp(k)} - \frac{v_{out(k)}}{z(k)}) \quad (6)$$

$$z(k) = \frac{v_{out(k)}}{i_{cp(k)} - \frac{c}{t_s} (v_{out(k)} - v_{out(k-1)})} \quad (7)$$

식 (3)과 식 (5)를 이용하여 다음상태의 전력량을 예측할 수 있다. 관련 식은 다음과 같다.

$$p_{(k+1)} = (v_{out(k)} + \Delta v_{out})(i_{x(k)} + \Delta i_x) \quad (8)$$

력변수인 입력전압, 출력전압, 출력전류는 예측모델을 기반으로 다음 상태의 전력을 예측하기 위하여 사용되며, 예측된 전력과 출력전압을 제어하기 위한 전력지령치의 오차를 최소화 할 수 있는 듀티비를 계산하여 스위치에 인가하게 된다. 제어대상인 출력전압은 모델기반의 예측 제어기법을 통해 목표치 값으로 제어된다. 전력의 기울기는 식 (8)로부터 유도되고 다음과 같다.

$$(p_{(k+1)} - v_{out(k)} i_{x(k)}) / t_s = (p_{(k+1)} - p_{(k)}) / t_s = \frac{dp}{dt} \quad (9)$$

$$\frac{dp}{dt} = (v_{out(k)} \Delta i_x + i_{x(k)} \Delta v_{out} + \Delta i_x \Delta v_{out}) / t_s = s_p \quad (10)$$

여기서  $s_p$ 는 전력의 기울기를 나타낸다. 전력기울기는 다음과 같이 컨버터의 스위치가 ON 상태와 OFF 상태일 때의 기울기로 표현할 수 있다.

$$s_{p1} = (v_{out} \Delta i_{x1} + i_{x1} \Delta v_{out} + \Delta i_{x1} \Delta v_{out}) / t_v \quad (11)$$

$$s_{p2} = (v_{out} \Delta i_{x2} + i_{x2} \Delta v_{out} + \Delta i_{x2} \Delta v_{out}) / t_v \quad (12)$$

여기서  $s_{p1}$ 은 컨버터의 스위치 ON 상태일 때 전력 기울기,  $s_{p2}$ 는 스위치 OFF 상태일 때의 기울기.  $\Delta i_{x1}$ 은 스위치 ON 상태의 전류변화량.  $\Delta i_{x2}$ 는 스위치 OFF 상태의 전류변화량이다. 스위치 ON, OFF 상태의 전류변화량은 식 (3)을 통해 계산된다. 다음 주기의 전력량은 현재 전력량, 스위칭 인가시간, 제어주기, 전력 기울기를 통해 표현 가능하다.

$$p_{k+1} = p_k + s_{p1} t_v + s_{p2} (t_s - t_v) \quad (13)$$

### 3.2 모델기반의 예측 제어기법

그림 3은 3상 인터리브드 DC/DC 컨버터를 위한 모델기반의 예측제어 기법을 나타내는 제어 블록도 이다. 입

여기서  $t_v$ 는 컨버터의 스위치 ON 시간이다. 컨버터 출력측 부하가 급변할 경우 출력 전압제어의 성능을 향상시키기 위한 전향 보상 성분은 다음과 같다.

$$p_{ff} = p_z = v_{out}(i_s - i_{cp}) \quad (14)$$

여기서  $p_z$ 는 부하 측으로 공급되는 전력량,  $n$ 은 컨버터에 적용된 상의 수를 나타낸다.

$$p_{ref} = (p^* + p_{ff})/n \quad (15)$$

여기서  $p_{ref}$ 는 출력전압 제어기의 출력인  $p^*$ 과 전향보상성분의 합을 컨버터에 적용된 상의 수( $n$ )으로 나눈 값이다. 전력오차는 전력 지령치와 예측된 전력량의 차이로 표현되고 다음과 같다.

$$p_{err} = p_{ref} - p(k+1) \quad (16)$$

제어주기 동안 전력오차가 0인 조건으로 식 (16)을 정리하면 컨버터의 스위치 ON 시간은 다음과 같이 계산된다.

$$t_v = \frac{p_{ref} - p(k) - s_{p2}t_s}{s_{p1} - s_{p2}} \quad (17)$$

계산된  $t_v$ 값은 0보다 작을 경우 0으로 제한하고  $t_s$ 보다 클 경우  $t_s$ 로 제한한다.

#### 4. 시뮬레이션

본 논문은 PSIM을 이용하여 3상 인터리브드 DC/DC 컨버터 시스템을 모델링 하였으며 시뮬레이션을 통하여 제안하는 제어 알고리즘의 성능을 검증 하였다. 제안된 3상 인터리브드 DC/DC 컨버터의 성능 및 제어알고리즘의 시뮬레이션은 표 1과 같은 조건에서 수행하였다. 직류단 전압은 120V를 인가하였으며 스위칭 주파수는 10kHz로 설정하였다. 필터 인덕턴스 용량은 각 상당 2mH, 커패시터 용량은 2730uF로 설정하였다.

그림 4는 DC/DC 컨버터의 계산된 출력측 부하값과 커패시터로 입력되는 전류량을 나타낸다. 출력측 부하는 12Ω에서 4Ω으로 변동하였으며, 이때 커패시터로 입력되는 전류 측정량과 식 (4)를 이용하여 계산된 전류량을 나타낸다. 시뮬레이션 상에서 센서를 통해 측정한 실제 커패시터 입력전류와 제안된 방법에서 모델링을 통해 계산된 커패시터 입력 전류값이 일치하는 것을 시뮬레이션 결과를 통하여 확인 하였다. 부하 예측값은 시스템의 출력전압 제어를 위하여 모델 기반의 예측제어 적용 시 스위칭 시간 계산 및 전향보상을 위하여 사용된다.

그림 5와 그림 6은 모델기반의 예측제어 기법을 이용하여 컨버터 출력전압을 제어한 경우 시뮬레이션 결과 파형이다. 그림 5는 출력측 부하를 12Ω에서 4Ω으로 변경하였을 경우의 파형이고, 그림 6은 출력측 부하를 4Ω

TABLE I  
PARAMETERS FOR SIMULATION

Parameter	Value
DC-link voltage	120 V
DC-link capacitor	2730 μF
Filter inductance	2 mH
Switching frequency	10 kHz
Control period	100 μs

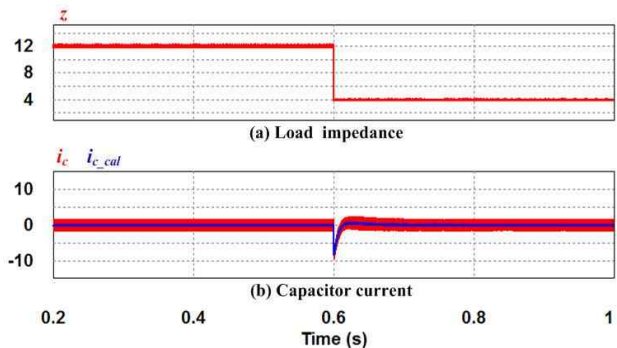
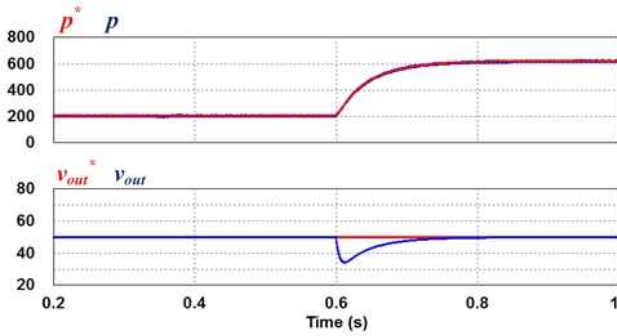


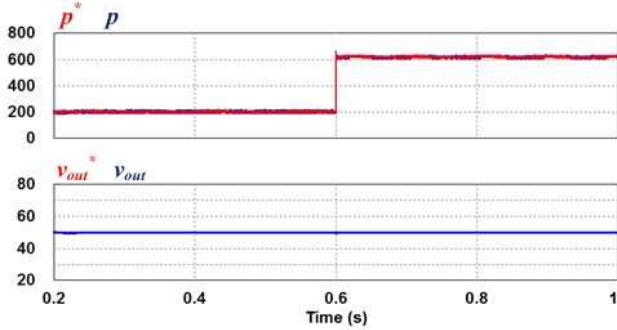
Fig. 4. Calculated load impedance and capacitor current.

에서 12Ω으로 변경하였을 경우의 파형이다. 출력측 부하 변동시 제안된 모델기반의 예측제어를 통한 출력전압 제어 특성을 확인하기 위하여 시뮬레이션을 수행하였다. 출력전압 제어 특성시험을 위한 부하 변동은 0.6초에서 시행하였다. 그림 5(a)는 모델 기반의 예측제어를 사용하여 제어 하였을 경우 출력전력 지령치와 출력전력 그리고 출력전압 지령치와 출력전압을 나타낸다. 제안된 모델 기반의 예측 제어를 적용하여 출력전압 제어기의 출력 전력지령치를 실제 전력값이 잘 추종하는 것을 확인하였고 출력전압도 지령치인 50V로 제어되고 있음을 확인하였다. 그러나 0.6초에 부하를 12Ω에서 4Ω으로 변화시켰을 경우, 출력 전압제어 특성이 감소하는 것을 확인할 수 있다. 이러한 출력전압 제어특성을 개선하기 위하여 전력 지령치에 식 (14)를 통해 전향보상성분을 추가하였고 그림 5(b)와 같이 출력측 부하가 급변하는 상황에서도 출력전압 특성이 향상되어 과도 구간에서도 안정적으로 동작하고 컨버터 출력전압이 지령값인 50V로 제어됨을 확인하였다.

그림 5의 시뮬레이션 파형과 마찬가지로 그림 6(a)의 위로부터 전력 지령치와 전력량, 출력전압 지령치와 출력전압을 나타낸다. 그림 6(a)에서도 모델 기반의 예측제어를 적용하였을 경우 실제 전력과 출력전압이 전력 지령치와 전압 지령치를 잘 추종하고 있으나 부하가 4Ω에서 12Ω으로 급변하는 구간에서 출력전압 제어 성능이 감소하는 것을 확인할 수 있다. 그림 5(b)와 마찬가지로

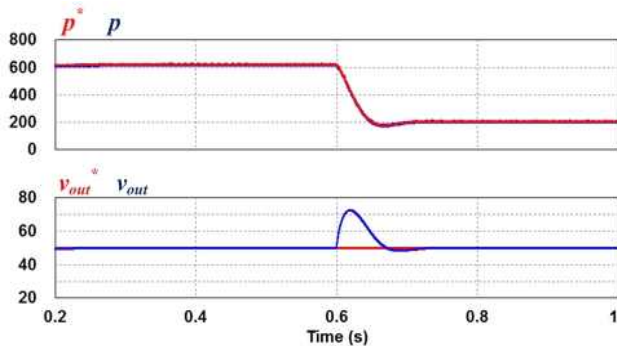


(a) MPC without feedforward  
Top : output power, Bottom : output voltage

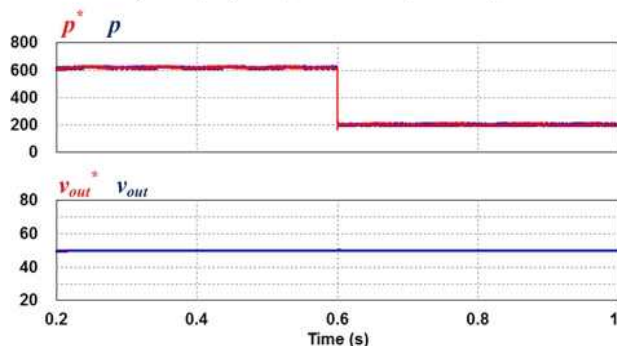


(b) MPC with feedforward  
Top : output power, Bottom : output voltage

Fig. 5. Waveforms of the output voltage control using MPC (from 12Ω to 4Ω).



(a) MPC without feedforward  
Top : output power, Bottom : output voltage



(b) MPC with feedforward  
Top : output power, Bottom : output voltage

Fig. 6. Waveforms of the output voltage control using MPC (from 4Ω to 12Ω).

TABLE II  
PARAMETERS FOR EXPERIMENT

Parameter	Value
DC-link voltage	120 V
DC-link capacitor	2730 μF
Filter inductance	2 mH
Switching frequency	10 kHz
Control period	100 μs

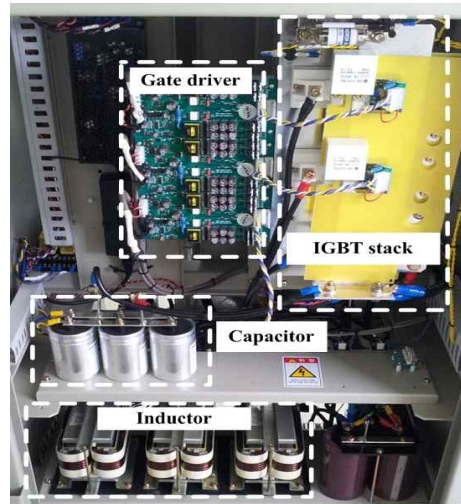


Fig. 7. Experimental setup.

출력측 부하가 급변하는 상태에서의 출력전압 특성을 향상시키기 위하여 전향보상성분을 추가하여 제어하였고, 그림 6(b)와 같이 출력전압 제어 성능이 향상된 것을 확인하였다.

### 5. 실험

제안한 알고리즘의 타당성을 검증하기 위해 표 2와 같이 시뮬레이션과 동일한 조건에서 실험을 수행하였다. 제어부는 TMS320F028335를 사용하여 구성하였고, 3상 DC/DC 컨버터의 전력변환부는 그림 7과 같이 구성하였다. 시뮬레이션 상황과 동일하게 입력전압은 120V로 설정하였고 출력전압은 50V로 제어된다. 시뮬레이션과 동일하게 제안된 모델 기반의 예측제어를 통해 컨버터 제어를 수행 하였으며, 제안된 모델기반의 예측제어기법을 적용한 후 전향보상 전후의 파형을 비교하였다.

그림 8은 제안된 모델기반의 예측제어기법을 사용하여 출력전압을 제어하면서 출력측 부하를 12Ω에서 4Ω으로 급변하였을 경우 실험파형이다. 그림 8(a)의 위로 부터 입력전압, 출력전압, 출력전류, 출력전력을 나타낸다. 제안된 예측제어를 적용하였을 경우 출력전압이 지령값인 50V를 잘 추종하고 있는 것을 확인하였다. 출력전압 제어가 잘 수행되고 있지만 출력측 부하가 급변할



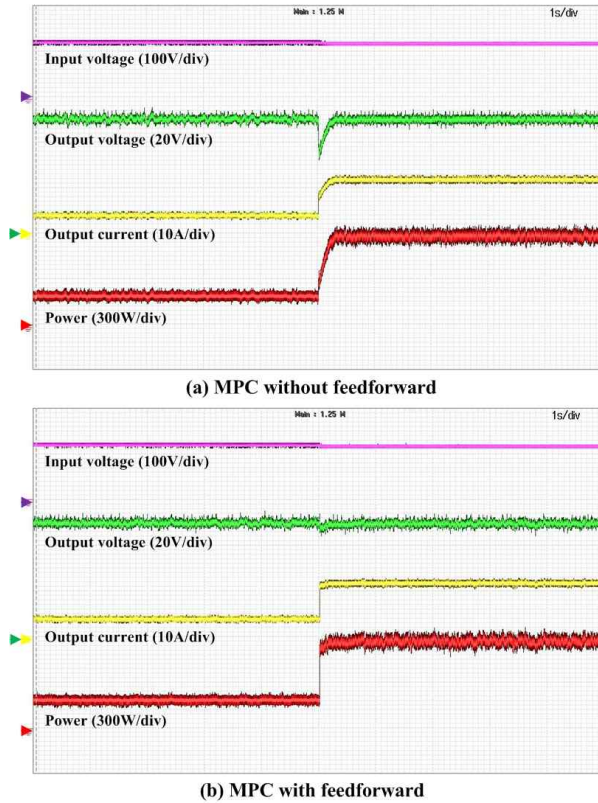


Fig. 8. Waveforms of the output voltage control using MPC (from  $12\Omega$  to  $4\Omega$ ).

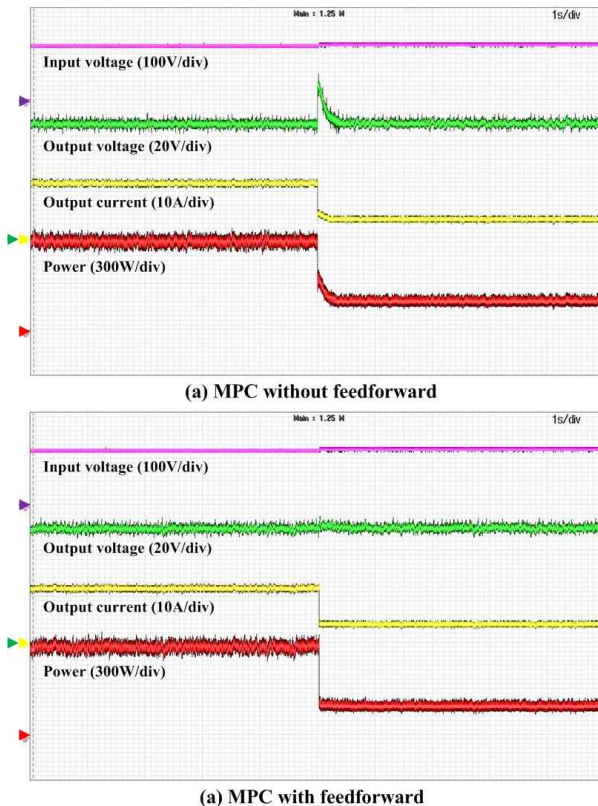


Fig. 9. Waveforms of the output voltage control using MPC (from  $4\Omega$  to  $12\Omega$ ).

경우 출력 전압제어 성능이 감소하는 것을 확인할 수 있다. 출력측 부하가 급변할 경우에도 감소되는 출력전압의 제어성능을 향상시키기 위해 부하측 전력을 고려한 전향보상을 적용하였고 그림 8(b)와 같이 출력측 부하가 급변할 경우에도 출력 전압제어 성능이 향상되었으며 제어가 잘 수행되는 것을 확인 하였다.

그림 9는 출력전압제어를 수행하고 있는 상황에서 그림 8과 반대로 출력측 부하를  $4\Omega$ 에서  $12\Omega$ 으로 급변시켰을 경우의 실험과형이다. 그림 8와 마찬가지로 그림 9(a)는 모델 기반의 예측제어를 적용하여 출력전압 제어를 수행한 경우이고, 그림 9(b)는 전향보상 성분을 적용하였을 경우의 실험과형이다. 모델 기반의 예측제어기법을 적용하여 시스템 출력전압이 지령치인  $50V$ 로 제어되는 것을 확인 하였고 부하예측을 통하여 부하가 급변하는 과도상태에서도 전압제어 특성이 향상된 것을 확인 하였다. 제안된 모델기반의 예측제어 기법을 3상 DC/DC 컨버터 제어에 적용하여 출력전압 제어시 정상 상태 및 과도상태 특성을 만족시키며 출력전압 제어가 수행됨을 실험결과를 통해 확인하였다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 다상 인터리브드 DC/DC 컨버터를 위한 모델 기반의 예측 제어 기법을 제안하였다. 컨버터 제어를 위한 예측 모델을 제시하고, 모델기반의 예측제어를 통해 컨버터를 제어하였다. 제안한 알고리즘을 사용하여 선형제어기나 스위칭 신호를 위한 변조기 없이 간단하고 쉽게 컨버터 제어를 수행할 수 있으며, 전향보상 성분을 적용하여 출력 전압제어 성능을 개선하였다. 시뮬레이션과 실험결과를 통하여 제안된 모델기반의 예측 제어 알고리즘의 타당성을 검증하였다.

이 논문은 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임 (No. 2013R1A1A2A10006090)

## References

- [1] M. Malinowski, M. P. Kazmierkowski, and A. M. Trzynadlowski, "A comparative study of control techniques for PWM rectifiers in ac adjustable speed drives," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 18, No. 6, pp. 1390 - 1396, Nov. 2003.
- [2] F. Blaabjerg, R. Teodorescu, M. Liserre, and A. Timbus, "Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 53, No. 5, pp. 1398 - 1409, Oct. 2006.

- [3] B. Chen and G. Joos, "Direct power control of active filters with averaged switching frequency regulation," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 23, No. 6, pp. 2729 - 2737, Nov. 2008.
- [4] J. H. Park, H. G. Jeong, and K. B. Lee, "Output current ripple reduction algorithms for home energy storage system," *Energies*, Vol. 6, No. 10, pp. 5552-5569, Sept. 2013.
- [5] J. Rodriguez, J. Dixon, J. Espinoza, J. Pontt, and P. Lezana, "PWM regenerative rectifiers: State of the art," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 52, No. 1, pp. 5 - 22, Feb. 2005.
- [6] B. Singh, B. N. Singh, A. Chandra, K. Al-Haddad, A. Pandey, and D. P. Kothari, "A review of three-phase improved power quality ac-dc converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 51, No. 3, pp. 641-660, Jun. 2004.
- [7] T. G. Habetler, "A space vector-based rectifier regulator for AC/DC/AC converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 8, No. 1, pp. 30 - 36, Jan. 1993.
- [8] V. Blasko and V. Kaura, "A new mathematical model and control of a three-phase ac-dc voltage source converter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 12, No. 1, pp. 116 - 123, Jan. 1997.
- [9] 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/June. 1998.
- [10] Y. Zhang and J. Zhu, "Direct torque control of permanent magnet synchronous motor with reduced torque ripple and commutation frequency," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 26, No. 1, pp. 235 - 248, Jan. 2011.
- [11] G. Escobar, A. Stankovic, J. Carrasco, E. Galvan, and R. Ortega, "Analysis and design of direct power control (DPC) for a three phase synchronous rectifier via output regulation subspaces," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 18, No. 3, pp. 823 - 830, May 2003.
- [12] E. Lee, K. B. Lee, Y. Lee, and J. Song, "High performance current controller for sparse matrix converter based on model predictive control," *Journal of Electrical Engineering & Technology*, Vol. 8, No. 5, pp. 1138-1145, Sep. 2013.
- [13] Y. Zhang, W. Xie, and Z. Li, "Model predictive direct power control of a PWM rectifier with duty cycle optimization," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 28, No. 11, pp. 5343 - 5351, Nov. 2013.
- [14] P. Cortes, J. Rodriguez, P. Antoniewicz, and M. Kazmierkowski, "Direct power control of an AFE using predictive control," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 23, No. 5, pp. 2516 - 2523, Sep. 2008.



### 최대근(崔大根)

1980년 12월 28일생. 2009년 아주대 전자공학부 졸업. 2011년 동 대학원 전자공학부 졸업(석사). 현재 동 대학원 전자공학과 박사과정.



### 이교범(李敎範)

1972년 6월 30일생. 1997년 아주대 공대 전자공학과 졸업. 1999년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2003년 고려대 전기공학과 졸업(공학박). 2003년~2006년 Department of Energy Technology, Aalborg University (덴마크). 2006년~2007년 전북대 전자정보공학부 조교수. 2007년~현재 아주대 전자공학과 교수. 당 학회 JPE 편집위원.