

# 에너지 저장장치를 포함하는 양방향 DC-DC 컨버터 모델링 및 제어기 설계

김승민\*, 양승대\*, 최주엽+, 최 익\*\*, 안진웅\*\*\*, 이상철\*\*\*, 이동하\*\*\*

\*광운대학교 대학원 임베디드SW공학과(seungmin@kw.ac.kr), 광운대학교 전기공학과(juyeop@kw.ac.kr),  
\*\*광운대학교 제어계측공학과, \*\*\*대구경북과학기술원

## The Design of Controller and Modeling for Bi-directional DC-DC Converter including an Energy Storage System

Kim, Seung-Min\* Yang, Seung-Dae\* Choi, Ju-Yeop\* Choy, Ick\*\*  
An, Jin-Woong\*\*\* Lee, Sang-Chul\*\*\* Lee, Dong-Ha\*\*\*

+\*Dept. of Embedded Software, Kwangwoon University(seungmin@kw.ac.kr)

\*\*Dept. of Information and Control Engineering, Kwangwoon University

\*\*\*Daegu Gyeongbuk Institute of Science & Technology

### Abstract

This paper presents a design and simulation of bi-directional DC/DC boost converter for a fuel cell system. In this paper, we analyze the equivalent model of both a boost converter and a buck converter. Also we propose the controller of bi-directional DC-DC converter, which has buck mode of charging a capacitor and boost mode of discharging a capacitor. In order to design a controller, we draw bode plots of the control-to-output transfer function using specific parameters and incorporate proper compensator in a closed loop. As a result, it has increased PM(Phase Margin) for better dynamic performance. The proposed bi-directional DC-DC converter's 3pole-2zero compensation method has been verified with computer simulation and simulation results obtained demonstrates the validity of the proposed control scheme.

Keywords : 양방향 컨버터(Bi-directional DC-DC converter for a fuel cell), 컨버터 모델링(Converter modeling), 2pole-1zero 보상(2pole-1zero compensation), 이중 루프 제어(Dual loop control)

### 기 호 설 명

$G_{id}$  : 전류제어 전달함수  
 $G_{vd}$  : 전압제어 전달함수

$H_o$  : 입출력 전달함수  
 $Z_f$  : 출력필터의 입력임피던스

submit date : 2012. 5. 7, judgment date : 2012. 6. 7, publication decide date : 2012. 6. 30  
communication author : Choi, Ju-Yeop(juyeop@kw.ac.kr)

## 1. 서 론

현재 스마트 그리드 산업으로 인하여 신재생 에너지의 활용이 증시되고 있다. 이러한 시점에서 신재생 에너지를 더욱 효율적이고 안정적으로 사용하기 위해서 에너지 저장 장치의 필요성이 부각되고 있다.

그림 1은 신재생 에너지를 포함하는 부스트 컨버터와 충·방전기 회로도이다. 신재생 에너지원의 출력특성은 일반적으로 비선형 곡선을 보이며 외부변화에 따라서 달라지기 때문에 부스트 컨버터는 최대전력을 추적할 수 있도록 설계되어야 한다. 이를 위해 최대 전력점(Maximum Power Point) 부근의 동작점에서 선형화한 컨버터의 모델링을 통하여 알맞은 제어를 설계해야 한다. 부스트 컨버터에 의해 신재생 에너지원의 출력을 인버터가 동작할 수 있는 범위까지 승압을 시켜서 계통과 연계할 수 있도록 구성된다.

신재생 에너지원의 출력은 자연조건 및 외부요인에 의해 상당한 영향을 받기 때문에 신재생 에너지를 포함하는 분산형 발전은 계통에 안정적인 출력을 공급하기 위해 배터리와 같은 에너지 저장장치를 달게 한다. 또한 이들 에너지 저장장치를 사용하기 위해서 필수적으로 충·방전회로가 구성되어야 하며, 이를 위해 보통 양방향 DC-DC 컨버터가 사용된다.

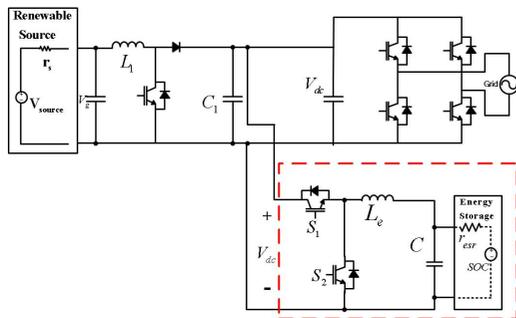


Fig. 1 Boost converter and battery charging and discharging circuit for renewable energy

본 논문에서는 배터리의 낮은 전압을 DC-Link 단의 높은 전압으로 승압시키기 위해 특화된 고승압비를 갖는 양방향 DC-DC 컨버터 토폴로지가 사용하고, 이를 평균화 기법을 통해 모델링하였다. 모델링을 통해 전달함수를 구하여 전류제어기와 전압제어기를 설계하고 이중루프 제어로 내부에 전류제어를 하고 외부에 전압제어를 하여 오버슈트 없이 빠르게 추종전압을 따라가도록 설계하는 방법을 제시하였다. 또한 CC(Constant Current) / CV(Constant Voltage) Mode로 배터리 충전이 되도록 구성하였다.

## 2. 컨버터 모델링

### 2.1 충전 회로 주요 설계 사양

양방향 DC-DC 컨버터의 DC-Link 전압에서 배터리로 충전할 때는 백 컨버터로 동작한다. 표2는 컨버터가 충전모드로 동작할 때의 주요 설계 사양이다. 입력은 DC-Link의 전압으로 180V이고 출력은 배터리의 전압인 48V이다. 배터리의 낮은 출력전압을 DC-Link의 고전압으로 승압시키기 위해서는 고승압비를 갖는 토폴로지가 필요하다. 본 논문에서는 고승압비를 갖는 토폴로지를 사용하였고, 입력전류의 리플을 10%, 출력 전압의 리플을 3%로 두고 계산하여 L과 C를 각각 230uH, 320uF를 선정하였다.<sup>[1][2]</sup>

Table1.Design specifications of the battery charger

구분	기호	파라미터값	구분	기호	파라미터값
출력전력	P	2kW	커패시터 내부저항	$r_c$	0.01Ω
입력전압	$V_{in}$	180V	인덕터 내부저항	$r_l$	0.1Ω
출력전압	$V_o$	48V	스위칭 주파수	$f_s$	20kHz
인덕터	L	230uH	전류제어기 교차주파수	$f_{cc}$	3kHz
커패시터	C	320uF	전압제어기 교차주파수	$f_{cv}$	300Hz

### 2.2 충전 회로 모델링

컨버터는 스위치가 도통·차단을 반복하면서 인덕터 전류와 커패시터 전압이 비선형적이게 된다. 하지만 스위칭 주파수가 회로의 고유 주파수보다 충분히 크게 되면 이런 비선형적인 변화를 선형적으로 근사할 수 있다. 본 논문에서는 상태변수 평균화기법과 회로 평균화기법을 모두 사용하여 컨버터를 모델링하였다. 먼저 상태변수 평균화기법을 통해 컨버터를 모델링하는 방법이다.<sup>[3][4]</sup>

식(1)와 같이 상태방정식을 세우고, 전력전달 모드( $S_1 : ON, S_2 : OFF$ )와 프리휠링 모드( $S_1 : OFF, S_2 : ON$ )에서 각각의 상태 변수의 계수 행렬식을 구하면 식(2), (3)과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + BU, \quad V_o = MX \\ X &= \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_c \\ i_L \end{bmatrix}, \quad U = u_1 = v_{dc} \\ sX(s) &= AX(s) + BU(s) \\ X(s) &= (sI - A)^{-1}BU(s) \end{aligned} \quad (1)$$

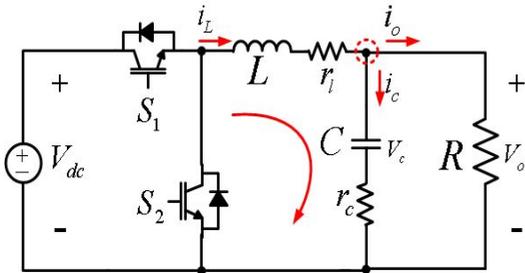


Fig. 2 The buck converter model considering the parasitic resistance

$$\begin{aligned} A_1 &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{C(R+r_c)} & \frac{R}{C(R+r_c)} \\ -\frac{R}{L(R+r_c)} & -\frac{Rr_c + Rr_l}{L(R+r_c)} \end{bmatrix} \\ B_1 &= \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{1}{L} \end{bmatrix}, \quad M_1 = \begin{bmatrix} \frac{R}{R+r_c} & \frac{Rr_c}{R+r_c} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} A_2 &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{C(R+r_c)} & \frac{R}{C(R+r_c)} \\ -\frac{R}{L(R+r_c)} & -\frac{Rr_c + Rr_l}{L(R+r_c)} \end{bmatrix} \\ B_2 &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad M_2 = \begin{bmatrix} \frac{R}{R+r_c} & \frac{Rr_c}{R+r_c} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3)$$

이를 통해 상태평균화 방정식을 식(4)와 같이 구하고 이를 식(5)와 같이 소신호 근사하여 라플라스 변환하면 최종 식은 (6)과 같다.

$$\dot{X} = [A_1d + A_2(1-d)]X + [B_1d + B_2(1-d)]U \quad (4)$$

$$X = x_o + \hat{x}, \quad V_o = v_o + \hat{v}_o, \quad U = u_o + \hat{u}, \quad d = D + \hat{d} \quad (5)$$

$$\begin{aligned} \mathcal{L} \text{ transform} \\ \hat{x}(s) &= (sI - A)^{-1}B\hat{u}(s) + \\ &\quad (sI - A)^{-1}[(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\hat{d}(s) \\ \hat{v}_o(s) &= M\hat{x} \end{aligned} \quad (6-1)$$

$$\begin{aligned} (sI - A)^{-1} &= \frac{1}{\Delta} \begin{bmatrix} s + \frac{Rr_c + Rr_l}{L(R+r_c)} & \frac{R}{C(R+r_c)} \\ -\frac{R}{L(R+r_c)} & s + \frac{1}{C(R+r_c)} \end{bmatrix} \\ \text{where, } \Delta &= s^2 + \left( \frac{CRr_c + CRr_l + L}{LC(R+r_c)} \right) s + \frac{R(r_c + r_l + R)}{LC(R+r_c)^2} \end{aligned} \quad (6-2)$$

위 수식을 풀어서 전개하면 식(7)과 같고 이로부터 그림3과 같은 전달함수 블록도를 그릴 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{v}_c(s) \\ \hat{i}_L(s) \end{bmatrix} &= \frac{1}{\Delta} \left( \frac{D}{L}s + \frac{D(1+R)}{LC(R+r_c)} \right) \hat{v}_{dc}(s) \\ &\quad + \frac{V_{dc}}{\Delta} \left( \frac{s}{L} + \frac{1+R}{LC(R+r_c)} \right) \hat{d}(s) \\ \hat{v}_o(s) &= \frac{1}{\Delta} \left( \frac{DRr_c}{L(R+r_c)}s + \frac{DR}{LC(R+r_c)} \right) \hat{v}_{dc}(s) \\ &\quad + \frac{V_{dc}}{\Delta} \left( \frac{Rr_c}{L(R+r_c)} + \frac{R}{LC(R+r_c)} \right) \hat{d}(s) \end{aligned} \quad (7)$$

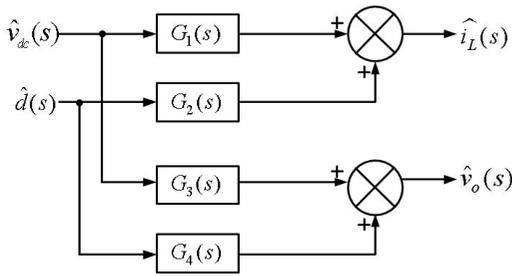


Fig. 3. Block diagram of the converter transfer function

컨버터의 전달함수 블록도에서 각각의 전달함수를  $G_1, G_2, G_3, G_4$ 라 하면, 이를 통해 제어전달함수를 구하면 식(8)과 같이 구할 수 있다.

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = G_4(s), \quad (8)$$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = G_2(s)$$

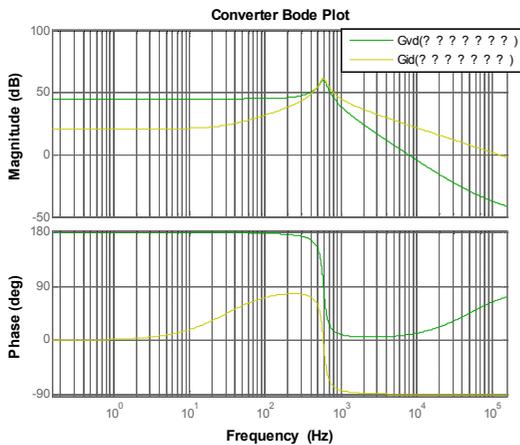


Fig. 4 The bode diagram for the buck converter control transfer function

다음은 회로 평균화 기법을 통해 벡 컨버터를 모델링하였다. 그림 5는 동특성에 있어서 미소 변동분에 대한 벡 컨버터의 특성을 고찰하기 위해 입력전압과 시비율에 대한 미소 변동분  $\hat{v}_i, \hat{d}$ 을 고려한다.

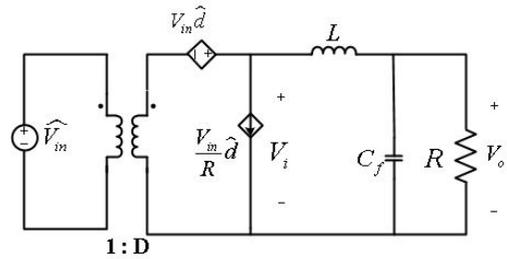


Fig. 5 The small signal model for the buck converter

그림 5에서 변압기는 회로 개념적인 가상의 이상적인 변압기이며 1:D의 권선 비를 가진다. 입력 전압의 미소 변동분  $\hat{v}_i$ 은 출력 전압에  $V_o + \hat{v}_o$ 으로 나타나며, 시비율의 미소 변동  $\hat{d}$ 은 2차 측에  $V_m \hat{d}$ 와  $V_m \hat{d}/R$ 로 나타난다.

제어전달함수를 구하기 위해 출력필터의 전달함수를 구하면 입출력 전달함수, 입력 임피던스 그리고 출력 임피던스는 식 (9), (10), (11)과 같다.<sup>[5]</sup>

$$H_o = \frac{v_o}{v_i} = \frac{(1/sC) \parallel R}{sL + (1/sC) \parallel R}$$

$$= \frac{1/sRC}{1/sC + R} = \frac{R}{1 + sRC} \quad (9)$$

$$= \frac{sL + \frac{s/sRC}{1/sC + R}}{sL + \frac{R}{1 + sRC}}$$

$$= \frac{R}{s^2LRC + sL + R} = \frac{1}{\Delta f}$$

where  $\Delta f = s^2LC + sL/R + 1$

$$Z_f = \frac{v_i}{i}$$

$$v_i = sLi + i \left( \frac{1}{sC} \parallel R \right)$$

$$= i \left( sL + \frac{R}{1 + sRC} \right) \quad (10)$$

$$Z_f = \frac{v_i}{i} = sL + \frac{R}{1 + sRC}$$

$$= \frac{R(s^2LC + s\frac{L}{R} + 1)}{1 + sRC}$$

$$\therefore Z_f = \frac{R\Delta f}{1 + sRC}$$

$$\begin{aligned}
 L \frac{di_o}{dt} &= v_i - v_o = v_i(1 - H_o) \\
 &= v_i \frac{sL(1 + sRC)}{R(s^2LC + sL/R + 1)} \\
 &= v_i \frac{sL(1 + sRC)}{R\Delta f} = sLi_o \\
 \therefore Z_n &= \frac{v_o}{i_o} = \frac{sL}{\Delta f}
 \end{aligned}
 \tag{11}$$

이를 통해 벡 컨버터 전압과 전류의 제어 전달함수를 구하면 각각 식(12)와 식(13)과 같고, 이를 보드선도로 나타내면 그림6과 같다.

$$\begin{aligned}
 G_{vd}(s) &= \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = H_o V_{in} \\
 &= \frac{V_{in}}{s^2LC + sL/R + 1} \\
 \omega_o &= 1/\sqrt{LC}
 \end{aligned}
 \tag{12}$$

$$\begin{aligned}
 G_{vd}(s) &\approx \frac{V_{in}\omega_o^2}{s^2 + s(1/RC) + \omega_o^2} \\
 G_{id}(s) &= \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{in}}{Z_f}
 \end{aligned}
 \tag{13}$$

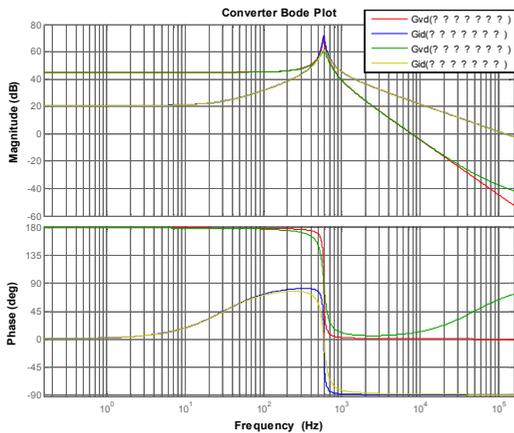


Fig. 6 Bode Diagram for the buck converter's control transfer function to compare the two methods

두 가지 기법으로 구한 컨버터의 전달함수에 대한 보드선도가 서로 거의 같은 곡선을 보인다. 10KHz 이후로 상태평균화기법에 의

한 보드선도의 위상이 상승하는 것은 기생 저항의 영향으로 볼 수 있다.<sup>[6]</sup>

### 3. Open Loop Analysis

앞서 모델링한 전달함수가 컨버터의 동작 특성을 제대로 반영하는지 확인하기 위해 PSIM을 통해 회로를 구성하여 나오는 특성과 MATLAB을 통해 모델링한 전달함수의 특성이 서로 같은지 비교해 본다. 이는 제어기 없이 Open Loop 상태에서 모델링의 특성을 보기 위한 것이므로 이를 Open-Loop Analysis라 한다.

그림 7.은 MATLAB와 PSIM을 통해서 전달함수와 컨버터의 주파수 응답특성을 비교한 것이다. 전 주파수 대역에서 크기 및 위상 응답이 비슷한 것을 알 수 있다.

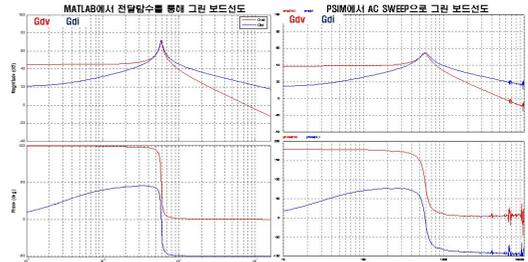


Fig. 7 Simulated converter and transfer function response to small-signal

다음은 대 신호 특성을 알아보기 위한 듀티비 변동에 따른 시간영역에서의 특성이다.

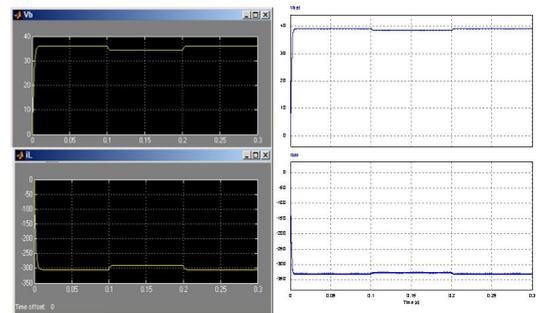


Fig. 8 Simulated converter and transfer function response to step change

#### 4. 배터리 충전회로의 이중루프 제어

##### 4.1 배터리 모델을 고려한 컨버터 전달함수

그림 9는 배터리를 등가회로를 포함한 벡 컨버터의 소신호 모델이다. 회로 평균화기법을 통해 PWM(Pulse Width Modulation) 스위치 동작을 가상의 이상적인 DC 변압기로 나타내었다. 그리고 배터리를 커패시터와 ESR(Equivalent Series Resistor) 그리고 SOC(State of Charge)로 전기적 등가회로를 나타내었다.

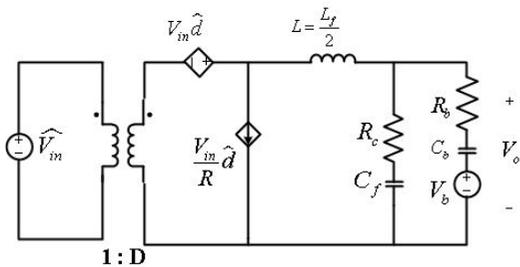


Fig. 9 The small signal buck model including electrical equivalent circuit of the battery

배터리의 SOC는 배터리 전류와 배터리 상태에 따른 함수이다. 그러나 내부 파라미터는 그 변동이 크지 않으므로 함수를 간단히 나타내고 빈번한 배터리의 충·방전을 고려하여 SOC가 75%일 때의 평균값으로 즉, 변수가 아닌 정수로 설정한다.

물론 배터리의 종류에 따라서 배터리의 내부 파라미터의 값이 달라진다. 이는 배터리 업체에서 제공하는 데이터를 이용하거나 개별적으로 실험을 통해 알아내어야 하는데, 본 논문에서 사용한 배터리 사양은 표 2와 같다.

Table.2 The battery specifications

Type	Lead-Acid
Capacity	365AH
Weight	615Kg
Rated voltage	48.0V (24 cells)
Maximum voltage	56.4V
Minimum voltage	42.0V
Specific gravity	1.280 / 25°C
Charge method	CC / CV

컨버터의 전달함수를 간단히 나타내기 위해 배터리와 필터 커패시터의 등가 임피던스를 구하면 식(14)와 같다.<sup>[7]</sup>

$$z_{eq}(s) = \left( R_b + \frac{1}{sC_b} \right) \parallel \left( R_c + \frac{1}{sC_f} \right) \quad (14)$$

$$= \frac{s^2(R_b C_b R_c C_f) + s(R_b C_b + R_c C_f) + 1}{s^2(C_b R_c C_f + C_f R_b C_b) + s(C_b + C_f)}$$

다음으로 출력 필터의 입출력 전달함수와 입력 임피던스는 식(15)과 같다.

$$H_o(s) = \frac{Z_{eq}}{sL + Z_{eq}} \quad (15)$$

$$Z_f(s) = \frac{1}{sL + Z_{eq}}$$

필터의 입출력 전달함수와 입력 임피던스를 활용하여 컨버터 전압과 전류의 제어 전달함수를 구하면 식(16)과 같다.

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{in}(s)}{Z_f(s)} \quad (16)$$

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = V_{in} H_o(s)$$

Table.3 The battery charger model specifications

Parameter	spec.
Input voltage	180V
output voltage	48V
Switching frequency	20kHz
Output filter inductor	230μH
Output filter capacitor	3000μF
Equivalent capacitance of the battery	91250F
Equivalent series resistance of the battery	118mΩ

위에서 구한 배터리 등가회로를 포함하는

컨버터의 제어 전달함수를 MATLAB을 통해 보드선도를 그려보면 그림10과 같다. 여기에 사용된 파라미터들의 값들은 표3과 같다.

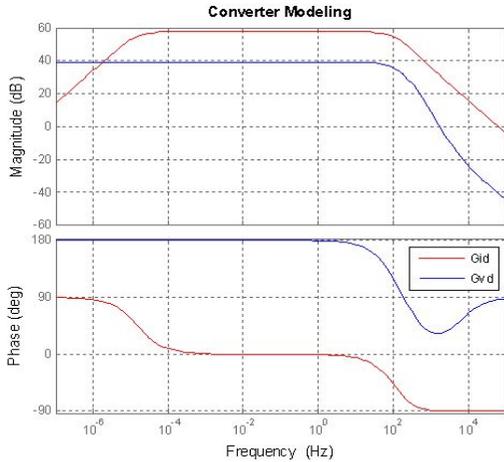


Fig. 10 Bode diagram of the control transfer function

### 4.2 이중루프 제어기 설계

그림 11은 이중루프 제어기의 제어 블록도를 나타낸다. 이중루프 제어기는 전압제어루프 안에 전류제어루프가 포함되는 형태로, 전류제어는 스위치 주파수의 약 1/10 주파수로 제어주기가 실행되도록 하고 전압제어는 전류제어주기의 약 1/10 주기로 실행되도록 설계한다. 이로써 순간적으로 큰 전압변동에도 내부에 전류제어가 실행되고 있어 오버슈트 없이 안정적인 과도응답특성을 나타낸다.

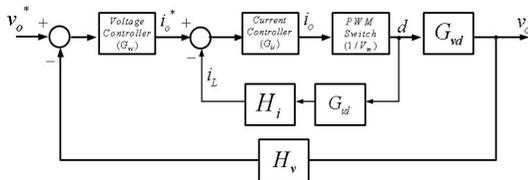


Fig. 11 Block diagram of the control algorithm

전류제어기는 2Pole-1Zero 제어기로 구성되고, 전압제어는 1Pole-1Zero 제어기로 구성

된다. K-Factor Approach를 사용함으로써 비교적 간단한 수식으로 오차증폭기를 설계할 수 있다. 시스템이 좋은 과도특성을 가지기 위해서는 제어를 포함한 개루프의 위상여유를 45°~60° 정도로 가져가는 것이 좋다. 이를 위해 적절한 boost 값을 선정하면 K값을 식(17)과 같이 계산된다. [8]

$$K = \tan\left(45^\circ + \frac{\text{boost}}{2}\right) \quad (17)$$

K값이 구하고 R<sub>1</sub>값을 임의로 정하면, 제어기의 다른 계수들도 식(18)와 같이 구할 수 있다.

$$C_1 = C_2(K^2 - 1), \quad C_2 = \frac{G_1}{KR_1\omega_{cross}} \quad (18)$$

$$R_2 = \frac{K}{(C_1\omega_{cross})}$$

그리하여 2Pole-1Zero 제어기의 Pole과 Zero는 식 19와 같이 구할 수 있다.

$$\omega_z = \frac{\omega_{cross}}{K}, \quad \omega_p = K\omega_{cross}, \quad A = \frac{1}{R_1C_2} \quad (19)$$

$$\therefore T_c(s) = \frac{1}{R_1C_2} \frac{s + \omega_z}{s(s + \omega_p)}$$

위에서 구한 제어기를 포함한 전류제어루프 이득은 식 20과 같다.

$$T_i(s) = G_{ic}(s) \cdot 1/V_m \cdot G_{id}(s) \quad (20)$$

MATLAB을 통해 보드선도로 나타내면 그림 12로 나타내어진다. 보드선도에 나타내어지듯이 전류제어기의 차단주파수(대역폭)는 3KHz이고 위상여유는 45°로 설계하였다.

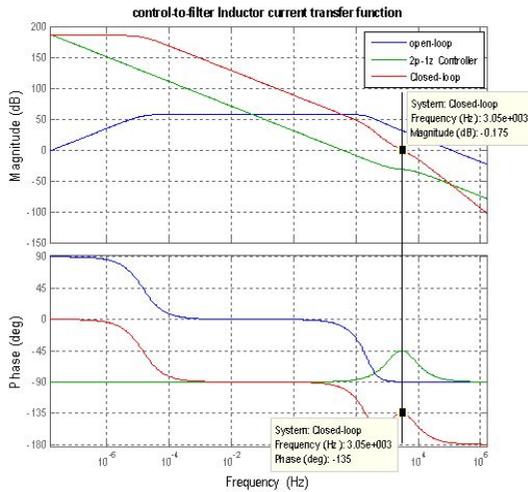


Fig. 12 Bode diagram of the control loop, including current controller

다음으로 전압제어기를 설계하였다. 전압 제어기는 오버슈트가 있어도 응답 특성이 빠른 1Pole-1Zero 제어기를 사용하였다. 이는 전압이 급격히 바뀔 때 빠르게 쫓아가기 위함이며, 동시에 내부에 전류제어가 실행되어서 오버슈트를 줄여줄 수 있기 때문이다.

전압제어기의 수식은 식(21)과 같다.

$$A_c(s) = \frac{K_{pv}(s + \omega_{cv})}{s} \quad (21)$$

전압제어를 포함한 전체 제어루프의 이득은 식(22)와 같다.

$$T_v(s) = \frac{G_{vc} \times G_{ic} \times 1/V_m \times G_{vd} \times H_v}{1 + T_i} \quad (22)$$

MATLAB을 통해 보드선도로 나타내면 그림 13으로 나타내어진다. 보드선도에 나타내어지듯이 전압제어기의 차단주파수(대역폭)는 300Hz이고 위상여유는 100°로 설계하였다.

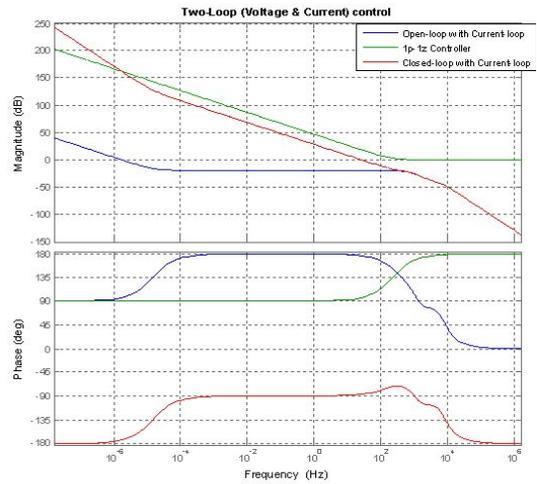


Fig. 13 Bode diagram of two loop control

## 5. 시뮬레이션

앞서 설계한 제어기의 시간응답 특성을 시뮬레이션하기 위해 PSIM을 사용하여 그림 14와 같이 회로를 구성하였다.

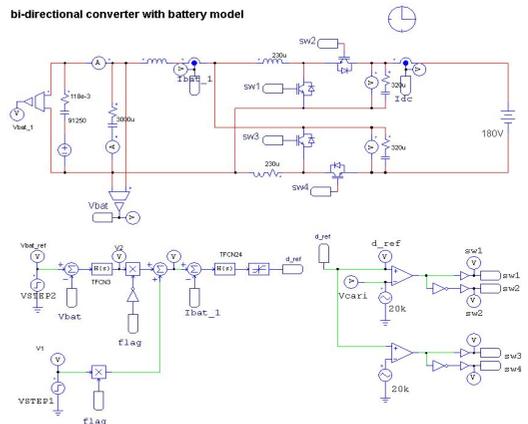


Fig 14. Circuit configuration for simulation

그림 15는 전류제어만 있는 단일제어 루프로 0.8초에서 지령값 변동시 전류의 오버슈트가 크게 발생하며 추종한다.

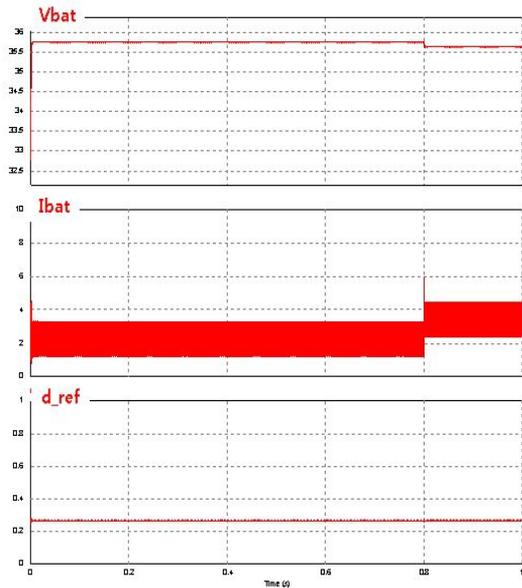


Fig. 15 Simulation result of current control loop

반면, 그림 16과 같이 전압·전류 이중루프 제어를 하게 되면 지령스텝 변경시 오버슈트 없이 지령전압 추종이 가능하다. 이는 오버슈트에 의해 발생하는 과전류에 의한 컨버터 내부소자의 손상 및 파손을 방지할 수 있다.

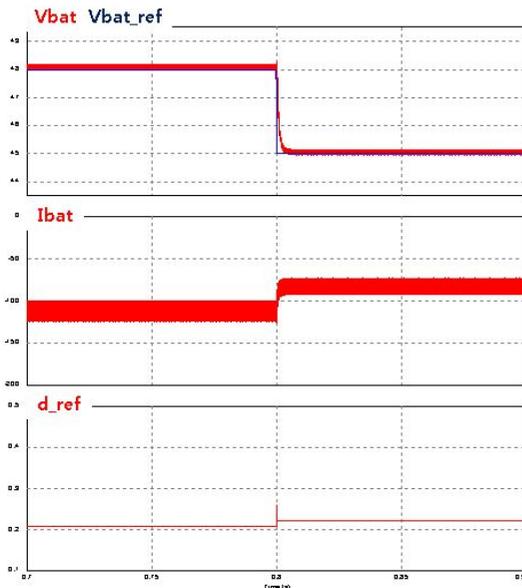


Fig. 16 Simulation result of the two loop control

정전류/정전압 충전방식(CC/CV Mode)은 충전 초기에는 전류를 일정하게 하여 충전하다가 충전 말기에는 전압을 일정하게 하는 충전방식으로 배터리 충전시 발생하는 손상을 최소화하기 위해서 사용하는 충전방식이다.

그림 17은 정전류/정전압(CC/CV) 충전모드의 시뮬레이션 결과이다. 시뮬레이션을 통해 충전시의 전압과 전류의 변동을 확인하기 위해서 커패시터의 용량은 배터리 모델의 커패시터 용량에서 약 1/10로 줄였다.

정전류(CC) 충전모드에서는 전류가 일정하게 제어되고 배터리 전압이 커지는 것을 확인할 수 있는 반면, 정전압(CV) 충전모드에서는 전압이 일정하게 제어되고, 충전이 진행됨에 따라서 전류가 점차 감소한다.

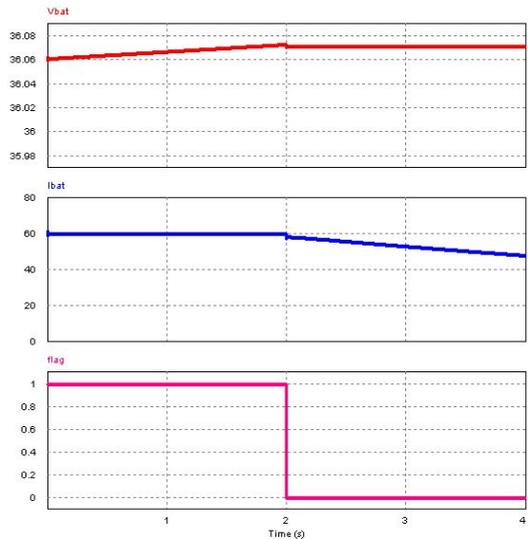


Fig. 17 Simulation result of the CC/CV Charge Mode

## 6. 결 론

신재생 에너지 발전 시스템에서 병렬로 연결하여 안정적인 출력을 보장하는 배터리와 양방향 DC-DC 컨버터를 모델링하고 목적에 맞는 우수한 응답특성과 안정적인 과도상태를 보이는 제어기를 설계하고자 한 본 논문의

결론은 다음과 같다.

- (1) 스위치가 도통·차단 반복하는 특성을 가지는 DC-DC 컨버터의 동작을 모델링하는 방법에는 크게 상태공간 평균화기법과 회로평균화 기법이 있으며, 이 두 가지 방법을 써서 모델링하고 이를 Open Loop Analysis를 통해 검증할 수 있다.
- (2) 정확한 모델링을 토대로 제어기를 설계하면 시행착오를 줄이면서 목적에 맞는 우수한 성능의 제어기 설계가 가능하다.
- (3) 배터리 충전시 이중루프 제어를 하게 되면 CC/CV 충전이 가능하다. 이는 여러 가지 충전방식 중에 배터리에 손상을 효과적으로 방지하며 빠른 충전이 가능한 안정적인 충전방식이다.
- (4) 신재생 에너지원의 출력 특성은 서서히 변화기 때문에 부하의 갑작스런 변화에 대응하기 어려운 단점이 있다. 이를 보완하기 위해 배터리를 병렬로 연결하여 하이브리드 시스템을 구축하며, 배터리의 전압제어는 부하의 갑작스런 변화에도 대처할 수 있도록 응답특성이 우수한 제어기가 필요하다.

## 후 기

본 연구는 교육과학기술부의 대구경북과학기술원 일반사업(12-BD-0101)에 의해 수행되었습니다.

## References

1. Seung-Min Kim 외, “The Controller Design of Bi-directional DC-DC Converter for a Fuel Cell Energy Storage System” The Korean Solar Energy Society Spring Annual Conference, 2012. 03
2. Jin-young Yang 외, “Interleaved Bi-directional DC-DC Converter with High

- Gain”, Power Electronics Annual Conference 2008.6, page(s) 200-202
3. DC-DC Switching Regulator Analysis, Daniel M. Mitchell, McGraw-Hill
4. Ji-Hoon Im 외, “The Design of Digital Controller for Boost Converter on Photovoltaic System”, Journal of The Korean Solar Energy Society, 2010
5. Vlatko Vlatkovic 외, “Small-Signal Analysis of the Phase-Shifted PWM Converter”, IEEE Transactions on Power Electronics, January 1992
6. M.G. Villalva1, Voltage regulation of photovoltaic arrays: small-signal analysis and control design, Published in IET Power Electronics, December 2008
7. Tae-Hoon Kim 외, “Design and Control of the Phase Shift Full Bridge Converter for the On-board Battery Charger of Electric Forklift”, Journal of Power Electronics, January 2012
8. H.Dean Venable, “The K Factor: A New Mathematical Tool”, 1983