

연료전지·이차전지 하이브리드 시스템을 위한 인터리빙 양방향 DC-DC 컨버터 설계

김승민¹, 최주엽[†], 최익², 송승호¹, 이상철³, 이동하³

The Design of Interleaved Bi-directional DC-DC Converter for Fuel Cell and Battery Hybrid System

Seung-Min Kim¹, Ju-Yeop Choi[†], Ick Choy², Seung-Ho Song¹, Sang-Cheol Lee³, and Dong-Ha Lee³

Abstract - Fuel cell power system is one of the most promising energy source for the alternative energy because it has unique advantages such as high energy density, no power drop during operation, and feasible to make compact size. However, due to very low response time, fuel cell is difficult to correspond to drastic load changes and start-up operation. For solving these problem, fuel cell power system must include energy storage device such as Li-Poly battery or super capacitor. Therefore, bi-directional DC-DC converter must be required for this storage device and fuel cell-PCS control. This paper presents a design and modeling of the bi-directional DC/DC converter. Firstly, we present modeling the boost and buck mode of the bi-directional converter through both PWM switch model and state space averaging technique. Secondly, in order to minimize output ripple and transient response overshoot, we have two identical DC-DC converters interleaved and adopt two-loop voltage-current controller. The proposed bi-directional DC-DC converter's modeling method and control design have been verified with computer simulation and experimentation.

Keywords: bi-directional DC-DC converter, PWM switch model, state space averaging, interleaved two-loop control, battery modeling, frequency domain design

1. 서 론

연료전지 발전시스템은 기존 발전방식 대비 높은 전기발전효율을 보이며 생성물이 환경오염이 적어 친환경적이다. 또한 규모에 따른 에너지 전환 효율 차이가 크지 않아 소형에서도 높은 에너지 전환효율을 기대할 수 있다.

반면, 한번 발전이 멈춘 후 재가동하는데 시간이 오래 걸리고 부하의 변동에 매우 늦은 응답속도를 가지므로 시스템의 기동이나 부하의 갑작스런 증가 시 Li-Poly 배터리나 슈퍼커패시터와 같은 별도의 에너지 저장장치

로부터 필요한 전류를 공급받도록 구성되는데, 이들 사이에서 전력전달을 위해 고 승압비를 가지는 양방향 dc-dc 컨버터가 요구된다.^[1] 그림 1은 이러한 연료전지·이차전지의 하이브리드 시스템을 보여준다.

연료전지·이차전지 하이브리드 시스템에서 양방향 dc-dc 컨버터는 방전시에 부스트 컨버터로, 충전 시에는 벡 컨버터로 동작한다. 컨버터의 안정적인 제어를 위해 컨버터와 이차전지를 모델링하였고 이를 통해 전압-전류의 이중루프 제어기를 설계하였다.

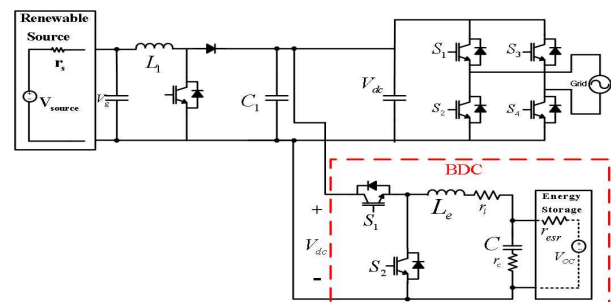


Fig. 1 Fuel cell and battery hybrid system

Paper number: TKPE-2013-18-1-6 ISSN: 1229-2214

[†] Corresponding author: juyeop@kw.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Kwangwoon University

Tel: +82-2-940-5140 Fax: +82-2-943-7195

¹ Dept. of Electrical Eng., Kwangwoon University

² Dept. of Information and Control Eng., Kwangwoon University

³ Daegu Gyeongbuk Institute of Science & Technology

Manuscript received Sep. 27, 2012; accepted Dec. 1, 2012

— 본 논문은 2012년 전력전자학술대회 우수추천논문임

Table 1 Design specifications of the BDC

Parameter	Value	Parameter	Value
Output power (P_{out})	2kW	Capacitor parasitic resistor (r_c)	0.01 Ω
Input voltage (V_{in})	180V	Inductor parasitic resistor (r_l)	0.1 Ω
Output voltage (V_o)	48V	Switching frequency (f_s)	20kHz
Inductor (L_e)	230 μ H	Current control's cutoff freq. (f_{cc})	3kHz
Capacitor (C)	320 μ F	Voltage control's cutoff freq. (f_{cv})	300Hz

2. 충·방전 회로 모델링

2.1 충전 회로 모델링

본 논문은 이차전지와 dc-link 단에서 충·방전 가능한 양방향 컨버터를 설계하며, 인덕터 전류의 리플을 10% 이하로 하고 출력 커패시터 전압의 리플은 3% 이하로 하여 L과 C를 각각 계산하여 230 μ H, 320 μ F로 선정하였다.^{[3][9]}

표 1은 충전 시의 주요 설계 사양이다.

컨버터는 스위치가 도통·차단을 반복하므로 인덕터 전류와 커패시터 전압은 비선형적으로 나타난다. 하지만 스위칭 주파수가 회로의 고유 주파수보다 충분히 크게 되면 이런 비선형적인 변화를 선형적으로 근사할 수 있다.^[6]

$$\begin{aligned} \dot{X} &= AX + Bu_1, \quad V_o = CX \\ X &= \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix}, \quad u_1 = V_{dc} \end{aligned} \quad (1)$$

식(1)과 같이 상태방정식을 세우고, 스위치 S1 ON(Source power delivery)과 OFF(Diode free-wheeling)시 각각의 상태 변수의 계수 행렬식을 구하면 식(2), (3)과 같다.

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

$$A_1 = A_2, \quad B_2 = 0, \quad C_1 = C_2 = \begin{bmatrix} \frac{Rr_c}{R+r_c} & \frac{R}{R+r_c} \end{bmatrix} \quad (3)$$

이를 통해 상태평균 방정식을 식(4)와 같이 구하고 이를 식(5)와 같이 소신호 근사하여 DC항과 AC항을 분류

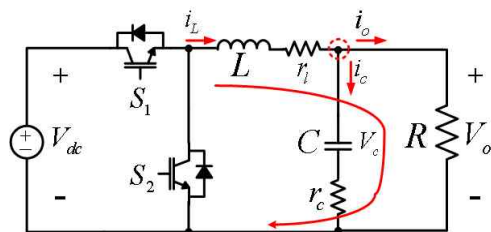


Fig. 2 Buck model considering the parasitic resistance of the BDC

하여 두 개의 개별 식을 얻을 수 있다.

이때 DC 항은 정상상태 응답을, AC 항은 소신호 응답을 의미하며 소신호 응답은 식(6)과 같고 이로부터 그림 3과 같은 소신호 회로 모델을 나타낼 수 있다.

$$\dot{X} = [A_1 d + A_2(1-d)]X + [B_1 d + B_2(1-d)]U \quad (4)$$

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

dc components (the steady-state equation),
 $0 = [A_1 D + A_2(1-D)]x_o + [B_1 D + B_2(1-D)]u_1$

ac components (linearization),

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= [A_1 D + A_2(1-D)]\hat{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)u_1]\hat{d} \\ \hat{v}_o &= C\hat{x} + [(C_1 - C_2)X]\hat{d} \end{aligned} \quad (6)$$

\mathcal{L} transform

$$\hat{x}(s) = [sI - A]^{-1} [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)u_1] \hat{d}(s)$$

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = C[sI - A]^{-1} [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)u_1] + (C_1 - C_2)X$$

제어전달함수를 구하기 위해 출력필터의 전달함수를 구하면 입출력 전달함수, 입력 임피던스 그리고 출력 임피던스는 식 (7), (8), (9)와 같다.^[4]

$$\begin{aligned} H_o &= \frac{v_o}{v_i} = \frac{(1/sC)\parallel R}{sL + (1/sC)\parallel R} \\ &= \frac{R}{s^2 LRC + sL + R} = \frac{1}{s^2 LC + s\frac{L}{R} + 1} \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} v_i &= sLi + i\left(\frac{1}{sC}\parallel R\right) \\ Z_f &= \frac{v_i}{i} = sL + \frac{R}{1 + sRC} \\ &= \frac{R(s^2 LC + s\frac{L}{R} + 1)}{1 + sRC} \\ \therefore Z_f &= \frac{R\Delta f}{1 + sRC}, \quad \Delta f = s^2 LC + s(L/R) + 1 \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} L\frac{di_o}{dt} &= v_i - v_o = v_i(1 - H_o) \\ &= v_i \frac{sL(1 + sRC)}{R(s^2 LC + sL/R + 1)} \\ &= v_i \frac{sL(1 + sRC)}{R\Delta f} = sLi_o \\ \therefore Z_n &= \frac{v_o}{i_o} = \frac{sL}{\Delta f} \end{aligned} \quad (9)$$

이를 통해 벡 컨버터 전압과 전류의 제어 전달함수를 구할 수 있으며, 듀티에 따른 전압의 제어 전달함수와 듀티에 따른 전류의 제어 전달함수가 각각 식(10), (11)과 같다.

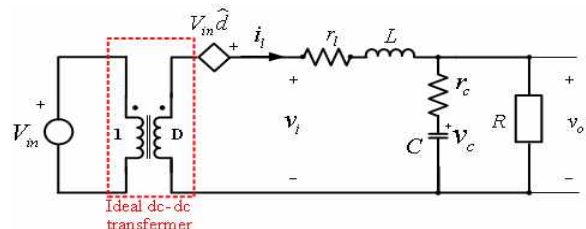


Fig. 3 Small signal model of the buck converter

$$G_{vd}(s) = \frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = H_o V_{in} = \frac{V_{in}}{s^2 LC + sL/R + 1} \quad (10)$$

$$G_{vd}(s) \approx \frac{V_{in} \omega_o^2}{s^2 + s(1/RC) + \omega_o^2}, \omega_o = 1/\sqrt{LC}$$

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{in}}{Z_f} \quad (11)$$

전압과 전류의 제어 전달함수와 출력 임피던스의 보드선도를 구하면 그림 4와 같다.

그림 5의 보드선도는 기생저항을 고려하지 않은 이상적인 경우와 기생저항을 고려한 경우의 보드선도이다. 기생저항을 고려한 경우, 기생저항 r_c 에 의한 좌반면의 영점이 존재하여 10⁵Hz 이상에서 위상이 90도 상승하는 것을 볼 수 있다.

2.2 방전 회로 모델링

방전회로는 PWM 스위치의 등가 모델을 통해 모델링

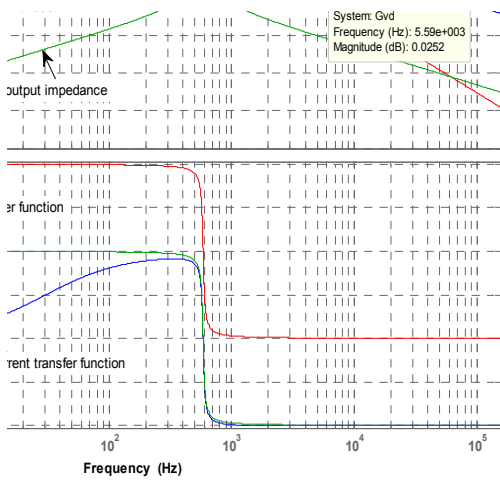


Fig. 4 Bode plot of the buck converter transfer functions

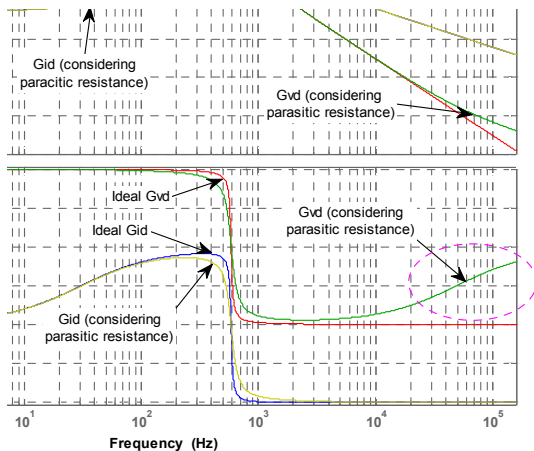


Fig. 5 Influence of the parasitic resistance of the buck converter

하였다. 그림 6은 방전시 부스트 컨버터의 회로와 PWM 스위치의 등가모델이다.^[1]

부스트 컨버터 회로의 PWM 스위치를 등가 모델로 치환하여 DC 특성과 AC 특성을 나타내면 그림 7과 그림 8과 같다.

그림 7의 부스트 컨버터의 DC 특성 회로 모델로부터 대신호 입·출력 전달함수를 구하면 식(12)와 같다.

$$M = \frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{D} \frac{1}{1 + \frac{r_L}{D^2 R} + \frac{r_c D}{RD}} \quad (12)$$

where, $r_c = r_c \parallel R$

그림 8의 부스트 컨버터의 AC 특성 회로 모델로부터 소신호 전달함수를 구하기 위해 소신호 성분을 고려한 PWM 스위치 모델로 바꾸면 그림 9과 같다.

이로부터 입출력 전달함수와 출력 임피던스 그리고 제어전달함수를 구하면 식 (13), (14), (15)와 같다.

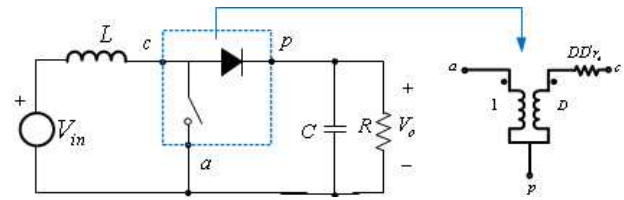


Fig. 6 PWM switch model of the boost converter

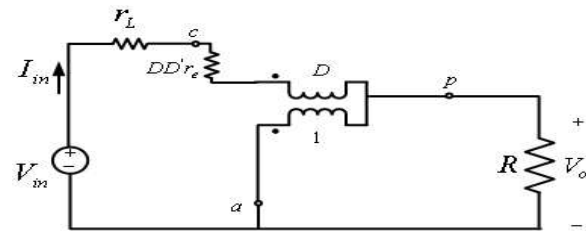


Fig. 7 DC characteristic model of the boost converter

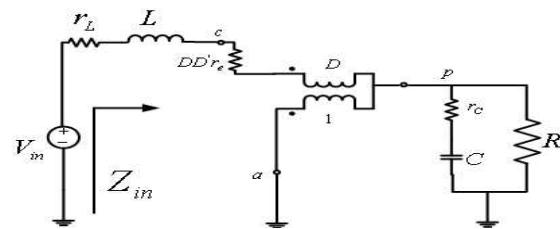


Fig. 8 AC characteristic model of the boost converter

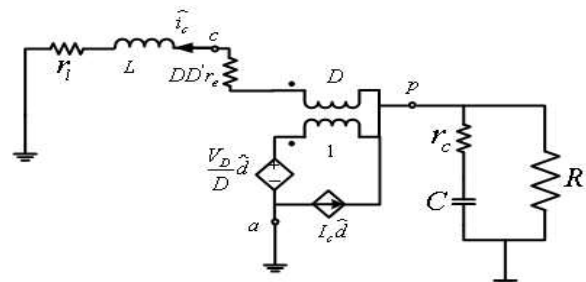


Fig. 9 AC characteristic model considering small signal element

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{v}_i(s)} = M \frac{1+s/s_{z1}}{1+s/\omega_o Q+s^2/\omega_o^2}$$

$$\text{where, } s_{z1} = \frac{1}{r_c C}, \omega_o = \frac{1}{\sqrt{LC}} \sqrt{\frac{r_L+r_c DD'+D^2 R}{r_c+R}} \quad (13)$$

$$Q = \frac{\omega_o}{\frac{r_L+r_c D'}{L} + \frac{1}{C(r_c+R)}}$$

$$Z_o = R_o \frac{(1+s/s_{z1})(1+s/s_{z2})}{1+s/\omega_o Q+s^2/\omega_o^2}$$

$$\text{where, } R_o = R \parallel \frac{r_l+r_c DD'}{D^2}, s_{z2} = \frac{r_{Lf}+r_c DD'}{L_f} \quad (14)$$

$$\frac{\hat{v}_o(s)}{\hat{d}(s)} = K_d \frac{(1+s/s_{z1})(1-s/s_{z2})}{1+s/\omega_o Q+s^2/\omega_o^2}$$

$$\text{where, } K_d = \frac{dV_o}{dD} = V_g \frac{dM}{dD} \approx \frac{V_g}{D^2}$$

$$s_{z2} = \frac{D'^2}{L} (R-r_c \parallel R) - \frac{r_l}{L} \quad (15)$$

표 1에서 정리한 파라미터 값들을 식(15)에서 구한 제어전달함수에 대입하여 MATLAB을 통해서 그림 10과 같은 보드선도를 그릴 수 있다.

2.3. 이차전지 특성을 고려한 컨버터 모델

이차전지는 화학에너지를 전기에너지로 변환하는 방전과 그 반대 과정을 통한 충전을 통하여 반복사용이 가능한 전지이다. 이 중 현재 산업용으로 많이 쓰이는 것은 Li-Poly 전지로 전기 화학적 산화-환원 반응에 의해 발생하는 리튬이온의 이동(방전)으로 전기를 발생시키고, 그 반대 과정을 통해 충전되는 과정을 거친다. 화학 반응이지만 이것을 이용해 전기현상이 나타나기 때문에 이를 전기적인 등가회로로 나타낼 수 있다.^[7]

이때에는 배터리의 단자 전압과 방전 시 전류의 크기와 시정수를 통해 각각의 파라미터를 결정하여 모델링하게 된다.

이차전지를 R-C 직렬과 내부 전압의 등가 회로로 나타낼 수 있으며, 그림 3의 벡 컨버터의 소신호 등가회로에서 이차전지 특성을 고려하여 회로를 그리면 그림 11와 같다.

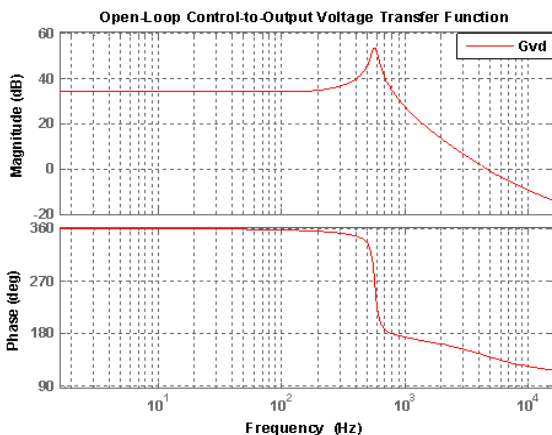


Fig. 10 Control transfer function of the Boost converter

컨버터의 전달함수를 구하기 위해 이차전지와 컨버터 출력 커패시터의 등가 임피던스를 구하면 식(16)과 같다.

$$Z_{cq}(s) = \left(R_b + \frac{1}{sC_b} \right) \parallel \left(r_c + \frac{1}{sC} \right)$$

$$= \frac{s^2(R_b C_b r_c C) + s(R_b C_b + r_c C) + 1}{s^2(C_b r_c C + C R_b C_b) + s(C_b + C)}$$

$$\text{where, } R_b = 118m\Omega, C_b = 91250F$$

이로부터 식(7)~(11)과 같이 컨버터 출력 전압과 전류의 제어 전달함수를 구하면 최종 식은 식(17)과 같다.

$$G_{id}(s) = \frac{168082.7273s(s+2.546 \times 10^4)}{(s+2.511 \times 10^4)(s+362.7)(s+9.287 \times 10^{-5})}$$

$$G_{od}(s) = \frac{-52.5847(s+3.03 \times 10^6)}{(s+2.529 \times 10^4)(s+180.1)} \quad (17)$$

식(17)의 $G_{id}(s)$ 에서 $s=0$ 에서 영점이 있으므로 위상은 90° 이고 크기는 20dB/dec의 기울기를 갖다가, 첫 번째 극점에서 위상은 0° 도로 크기는 0dB/dec의 기울기를 바뀐다. 이후 두 번째 극점에서 다시 위상은 -90° 로 떨어지고 크기는 -20dB/dec의 기울기로 떨어진다. $s=2.5 \times 10^4$ 부근에서 영점과 극점이 각각 한 개씩 존재하나 서로 상쇄되어 영향을 미치지 않는다.

보드선도에서 전압과 전류의 제어 전달함수의 위상이 서로 180도 차이가 나는 것은 서로 상보적으로 나타나기 때문이다. 이는 배터리 충전 시에 배터리의 용량은 일정하므로 배터리 전압을 높이면 전류가 줄고 전압을 낮추면 전류가 늘어나는 것으로 설명될 수 있다.

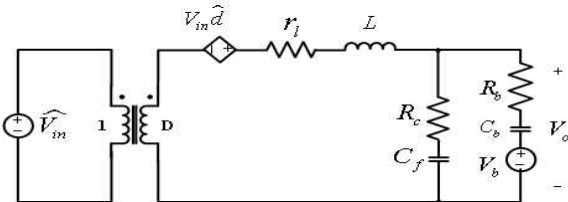


Fig. 11 Converter model considering battery impedance

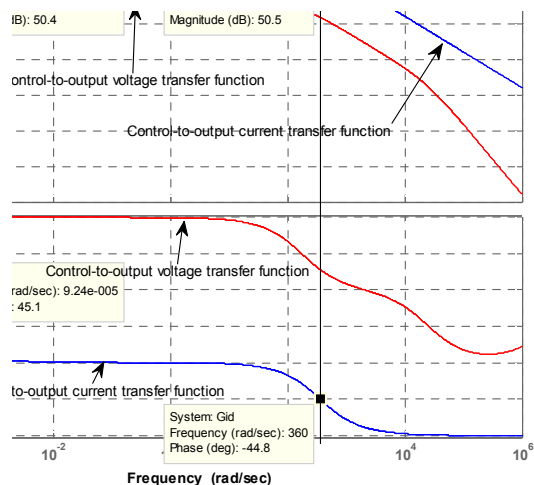


Fig. 12 Converter transfer function considering battery impedance

3. Open Loop Analysis

앞서 모델링한 전달함수가 컨버터의 동작 특성을 제대로 반영하는지 확인하기 위해 PSIM을 통해 회로를 구성하여 나오는 특성과 모델링한 전달함수에서 나오는 특성이 서로 같은지 비교해 볼 수 있다. 이는 제어기 없이 Open Loop 상태에서 모델링의 특성을 확인하기 위한 것이다.^[8]

그림 13은 배터리 충전 제어 시에 듀티 비에 대한 전류 변화의 소신호 성분 전달함수인 G_{id} (전류제어전달함수)에 대해 Open-Loop 분석한 파형이다.

그림 14는 BDC가 Boost 컨버터 모드일 때 듀티 비에 대한 전압 변화의 소신호 성분 전달함수인 G_{vd} (전압제어전달함수)에 대해 Open-Loop 분석한 파형이다.

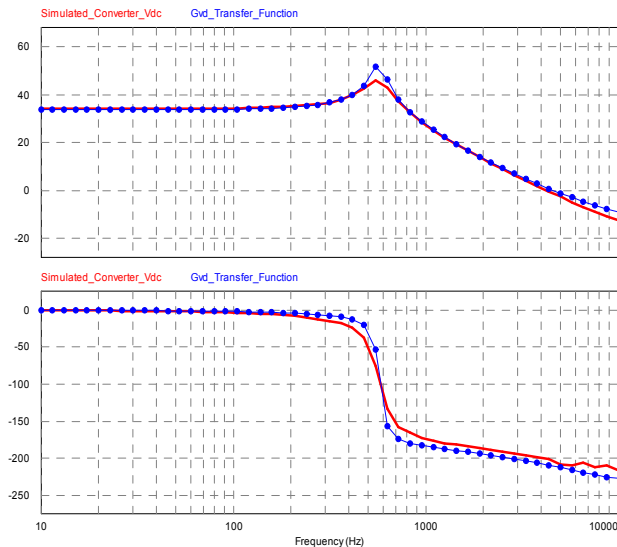


Fig. 13 Bode plots of the simulated converter frequency response and the transfer function $G_{vd}(s)$ (dotted line)

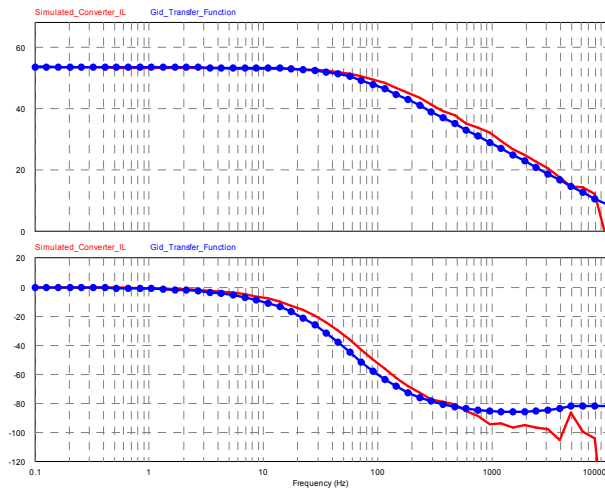


Fig. 14 Bode plots of the simulated converter frequency response and the transfer function $G_{id}(s)$ (dotted line)

그림 13와 그림 14에서 보듯이 PSIM으로 컨버터 시뮬레이션한 파형과 앞서 모델링한 전달함수의 값이 전 주파수 대역에서 크기 및 위상응답이 서로 같은 것을 확인할 수 있다.

4. 제어기 설계

4.1 페이스 인터리빙(Phase Interleaving)

두 개의 양방향 DC-DC 컨버터는 출력 측에선 병렬로 입력 측에선 직렬로 구성된 토폴로지를 사용하였고 각각의 양방향 DC-DC 컨버터는 서로 상보적으로 동작되도록 구성된다. 상단 Leg와 하단 Leg의 스위칭 주파수는 서로 180도의 위상 차이를 가지며, 상단 Leg의 TG1과 하단 Leg의 TG1은 서로 상보적으로 동작되도록 구성하여 전압, 전류 모두 인터리빙 되도록 하였다.^[3]

4.2 이중 루프 제어기 설계

이중루프 제어기는 전압제어루프 안에 전류제어루프가 포함되는 형태로. 전류제어는 스위칭 주파수의 약 1/10 주파수로 제어주기가 실행되도록 하고 전압제어는 전류제어주기의 약 1/10 주기로 실행되도록 설계한다.

전류제어기는 2Pole-1Zero 제어기로 구성되고, 전압제어기는 1Pole-1Zero 제어기로 구성된다. 각각의 제어기는 K-Factor 방식을 사용함으로써 비교적 간단한 수식으로 설계가 가능하다. 식 (18)과 같이 K값을 구하면, 식(19)와 같이 다른 계수들도 구할 수 있다. 시스템이 좋은 과도특성을 가지기 위해서 제어기를 포함한 개루프의 위

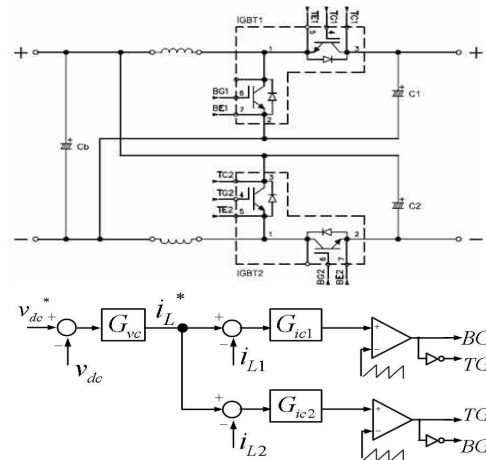


Fig. 15 Interleaved BDC configuration

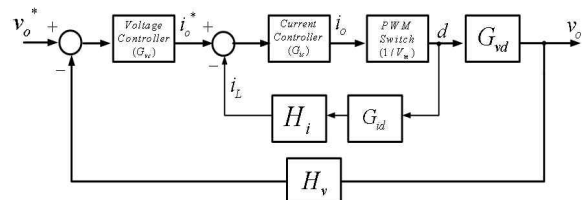


Fig. 16 Block diagram of the two-loop control

상여유를 $45^\circ \sim 60^\circ$ 정도로 가져가는 것이 좋다. 이를 위해 적절한 boost 값을 선정한다.^[2]

$$K = \tan\left(45^\circ + \frac{\text{boost}}{2}\right) \quad (18)$$

$$C_1 = C_2(K^2 - 1), \quad C_2 = \frac{G_1}{KR_1\omega_{cross}} \quad (19)$$

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

where, G_1 : Magnitude of $G_{id}(s)$ at ω_{cross}

K값을 구하고 R_1 값을 임의로 정하면, 제어기의 다른 계수들도 같이 구해진다. 그리하여 2pole-1zero 제어기의 Pole과 Zero는 식 20과 같이 구할 수 있다.

$$\omega_z = \frac{\omega_{cross}}{K}, \quad \omega_p = K\omega_{cross}, \quad A = \frac{1}{R_1 C_2} \quad (20)$$

$$G_{ic}(s) = \frac{1}{R_1 C_2} \frac{s + \omega_z}{s(s + \omega_p)}$$

제어기를 포함한 전류제어의 루프이득은 식(21)과 같다.

$$\therefore T_i(s) = G_{ic}(s) \cdot 1/V_m \cdot G_{id}(s) \quad (21)$$

그림 17의 보드선도에 나타내어지듯이 전류제어기의 차단주파수는 3KHz이고 위상여유는 60° 로 설계하였다.

전류제어기를 설계하였으면 다음으로 외부의 전압제어 루프를 설계하여야 한다. 이때, 전압제어기는 1Pole-1Zero 제어기로 구성되며, 수식은 식(22)와 같다.

$$G_{vc}(s) = \frac{K_{pv}(s + \omega_{cv})}{s} \quad (22)$$

전압제어를 포함한 전체 제어루프의 이득은 식(23)와 같다.

$$T_v(s) = \frac{G_{vc} \times G_{ic} \times 1/V_m \times G_{vd}}{1 + T_i} \quad (23)$$

그림 18에서 보듯이 전압제어기의 차단주파수는 300Hz이고 위상여유는 100° 로 설계되었다.

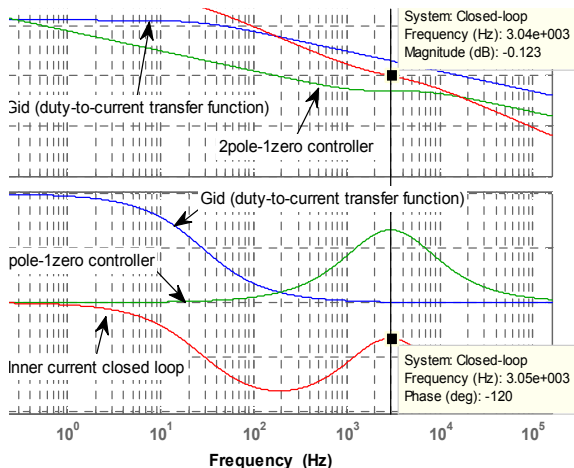


Fig. 17 Bode plot of the Current control loop

5. 시뮬레이션

주파수 영역에서 설계한 제어기의 시간응답특성을 PSIM을 통해 시뮬레이션 하였다. 그림 19은 양방향 컨버터를 시뮬레이션하기 위한 회로 구성이다.

그림 20은 벡 모드 제어 시뮬레이션 결과 파형이며, 그림에서 보듯이 전압·전류의 이중루프 제어를 하고 있어 지령전압의 스텝 변경에도 오버슈트가 없이 빠르게 추종하는 것을 확인할 수 있다.

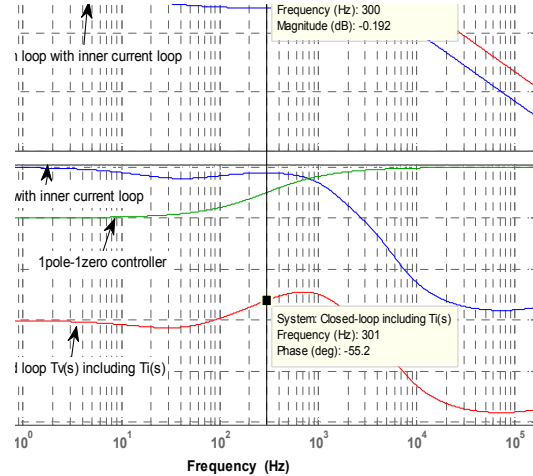


Fig. 18 Bode plot of the voltage-current control loop

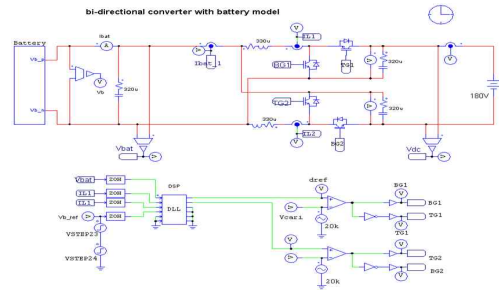


Fig. 19 Diagram of BDC simulation circuit

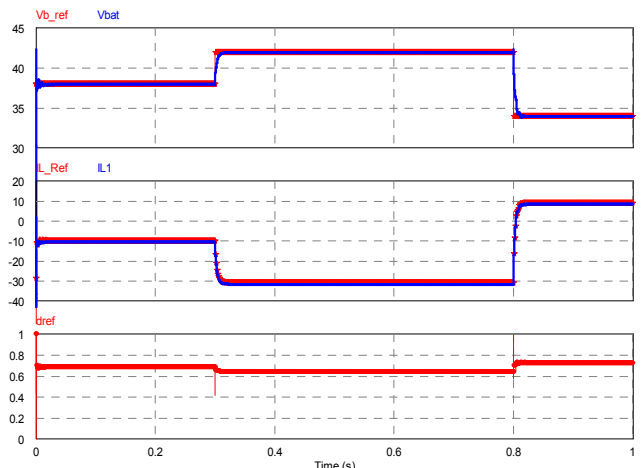


Fig. 20 Simulation of the buck mode control of BDC

그림 21은 부스트 컨버터 모드 제어에서 지령 전압과 V_{dc} 전압 그리고 출력 전류와 듀티 값의 파형을 보여주고 있다.

그림 22에서 보듯이 phase 인터리빙 제어를 하고 있어 배터리 충전과 방전시에는 인덕터 전류와 전압이 모두 인터리빙되어 출력 전류의 리플은 개선되고, 작은 듀티비로도 고 승압비를 낼 수 있다.

따라서 출력 전류의 리플은 5.37%에서 1.08%로 개선되었다. 또한 그림 23와 같이 출력이 커질수록 인터리빙 컨버터가 기존의 컨버터 대비 높은 효율을 낼 수 있다. 출력 2KW에서는 기존 컨버터는 약 90%이었고 인터리빙 컨버터는 약 93%를 나타내었다.

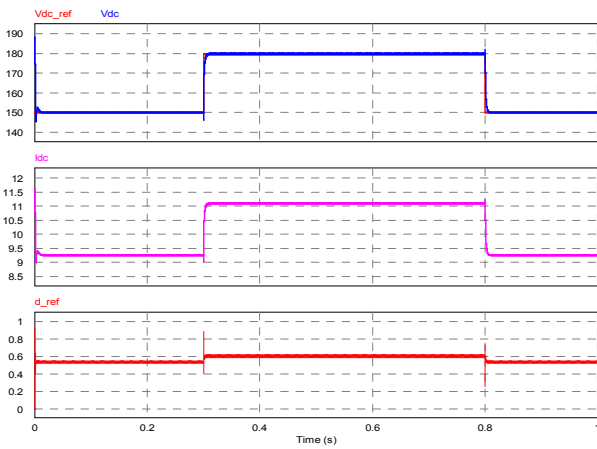


Fig. 21 Simulation of the boost mode control of BDC

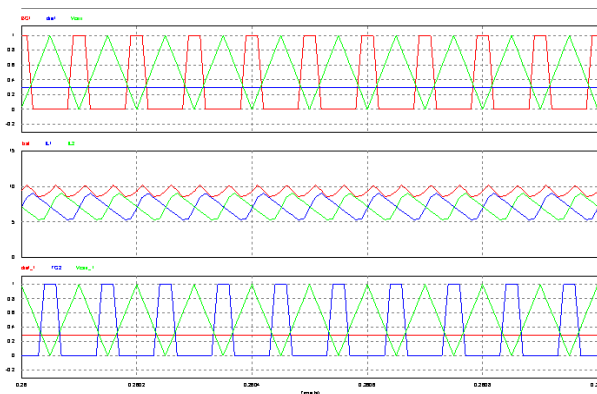


Fig. 22 Simulation of the interleaving control of BDC

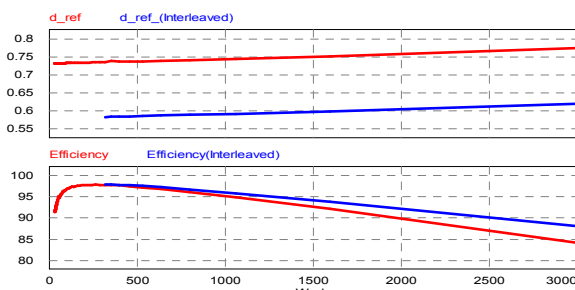


Fig. 23 Compare the efficiency of existing methods and interleaving converter

그림 24는 BDC를 통해 이차전지 충전 시 CC(Constant Current)-CV(Constant Voltage) 모드 시 물레이션이다. 정전류(CC) 충전모드에서는 전류가 일정하게 제어되고 배터리 전압이 커지는 것을 확인할 수 있는 반면, 정전압(CV) 충전모드에서는 전압이 일정하게 제어되고 전류는 감소한다.

6. 실험 결과

그림 25는 Vdc 전압 제어시의 전압과 전류의 파형을 확대해서 보여준 파형이다. 그림에서 보듯이 전류의 파형이 서로 인터리빙 되어있는 것을 볼 수 있다.

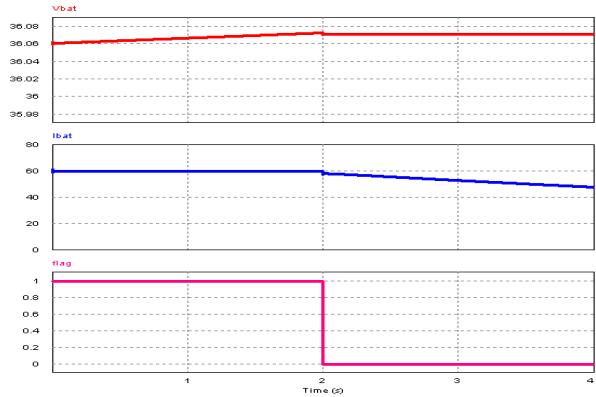


Fig. 24 Simulation of the CC-CV mode charging

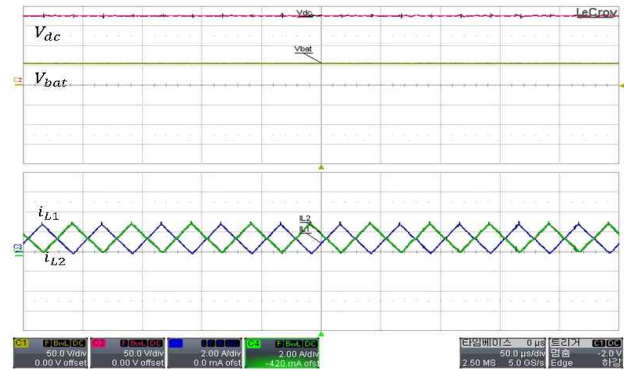


Fig. 25 Waveform of the interleaved inductor current

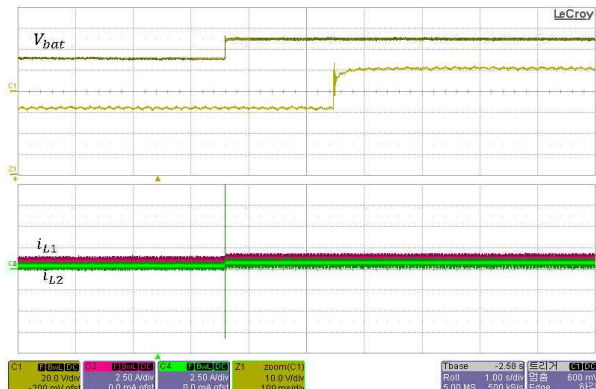


Fig. 26 Waveform of the buck mode control

그림 26과 그림 27은 BDC의 Buck 모드 제어와 Boost 모드 제어를 보여준다. 기준 전압을 변경 시에도 오버슈트 없이 빠르게 추종함을 확인 할 수 있다.

그림 28와 그림 29는 BDC의 배터리 충전 제어 시에 배터리 충전과 방전의 파형을 보여주고 있다.

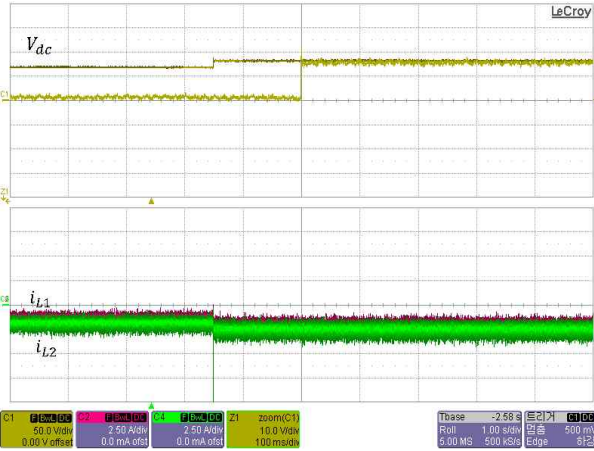


Fig. 27 Waveform of the boost mode control

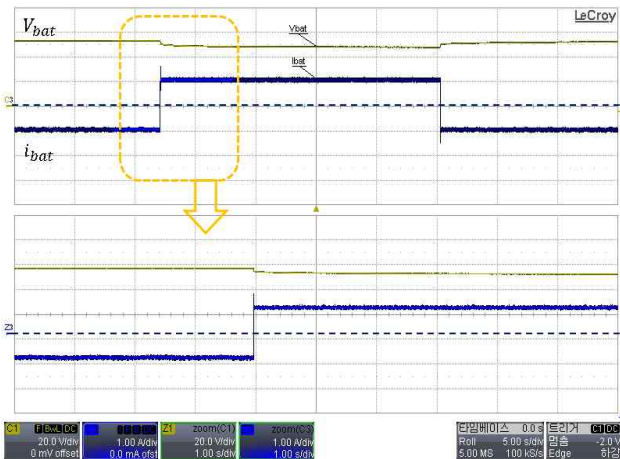


Fig. 28 Waveform of the discharging of the battery control

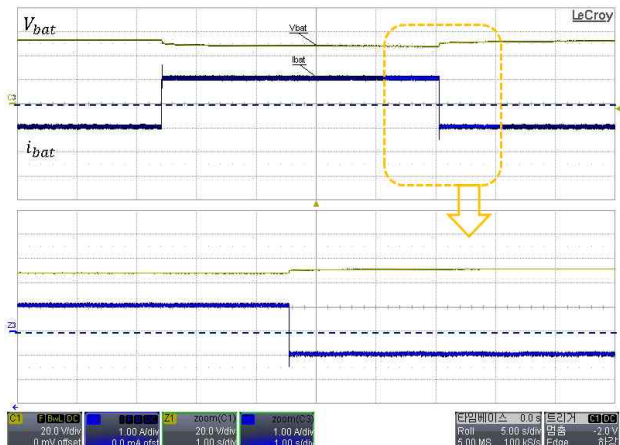


Fig. 29 Waveform of the charging of the battery control

7. 결 론

본 논문은 연료전지와 이차전지로 구성된 하이브리드 발전시스템에서 이차전지의 충·방전위해 양방향 DC-DC 컨버터가 필요하며, 이를 설계하였다. 설계 과정에서 다음의 결론을 얻었다.

1) 이차전지(Battery)는 전류 리플이 크면 수명(Life cycle)이 줄어들기 때문에 입력전류의 리플을 적게 할 수 있는 Phase 인터리빙 컨버터가 효과적이다.

2) 이는 방전모드 시에도 출력 커패시터 전압이 서로 인터리빙 되므로 낮은 듀티비로 고 승압할 수 있으며, 출력 전력이 클수록 기존 대비 높은 효율을 낼 수 있다.

3) 전압과 전류의 이중루프 제어를 하여 지령 전압 변경 시에도 오버슈트를 줄여 안정적인 컨버터 제어가 가능하도록 하였다.

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

참 고 문 헌

- [1] Seung-Min Kim, "The Design and Control of Bi-directional DC-DC Converter for a Fuel Cell Power System," *Power Electronics Annual Conference*, July. 2012.
- [2] Tae-Hoon Kim, "Design and Control of the Phase Shift Full Bridge Converter for the On-board Battery Charger of Electric Forklifts," *Journal of Power Electronics*, Vol. 12, No. 1, Jan. 2012.
- [3] Chanki Park, Jin-Young Yang, "Transformer-less Boost Converter with High Gain and Low Current Ripple for Fuel Cell Applications," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 13, No. 2, pp. 79-87, Apr. 2008.
- [4] Vlatko Vlatkovic, "Small-Signal Analysis of the Phase-Shifted PWM Converter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Jan. 1992.
- [5] H.Dean Venable, "The K Factor: A New Mathematical Tool," 1983.
- [6] "Switch-Mode Power Supplies," Christophe P. BASSO, McGraw-Hill.
- [7] Robert M. Spotnitz, "Battery Modeling," The Electrochemical Society, winter 2005.
- [8] "Voltage regulation of photovoltaic arrays: small-signal analysis and control design," M.G. Villalva, *IET Power Electronics*, Dec. 2008.
- [9] Hee-Sun Kim, Dae-Taek Chung, "Design of DC-DC Converter to Charge and Discharge Lithium Battery Using Isolated Boost Converter and Forward Converter," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 15, No. 6, pp. 441-450, Dec. 2012.



김승민(金承珉)

1985년 10월 20일생. 2010년 부경대 전자공학과 졸업. 2011년~현재 광운대 대학원 석사과정.



최주엽(崔宙燁)

1961년 2월 11일생. 1983년 서울대 전기공학과 졸업. 1990년 Texas Univ at Arlington 졸업(석사). 1994년 Virginia Tech. Post Doc, 1995년~1999년 한국과학기술원 지능제어연구센터 선임연구원. 2000년~현재 광운대 전기공

학과 교수. 당 학회 편집이사.



최익(崔翼)

1956년 6월 5일생. 1979년 서울대 공대 전공학과 졸업. 1981년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1990년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1982년~2003년 한국과학기술연구원 지능제어연구센터 책임연구원. 2003년

~현재 광운대 로봇학부 교수.



송승호(宋丞鎬)

1968년 8월 28일생. 1991년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2000년~2005년 전북대 전자정보공학부 조교수. 2006년~현재 광운대 전기공학과 교수



이상철(李尙哲)

1970년 4월 23일생. 1994년 포항공대 전자전기공학과 졸업. 1996년 동 대학원 전자전기공학과 졸업(석사). 2002년 동 대학원 전자컴퓨터공학부 졸업(공박). 2006년~2008년 삼성SDI/테크윈 책임연구원. 2008년~

2010년 영남대 전기공학과 겸임교수. 2008년~현재 대구경북과학기술원 선임연구원.



이동하(李東夏)

1962년 4월 12일생. 1985년 경북대 전자공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 전자공학과 졸업(공박). 2006년 동 대학원 경영학과 T-MBA 수료. 1987년~2005년 (주)LG전자

S/W연구실장. 2004년~현재 영남대 겸임교수. 2005년~2008년 대구경북과학기술원 연구부장. 2009년~2011년 대구경북과학기술원 차세대융복합연구센터장. 2011년~현재 대구경북과학기술원 산학협력단장.