

배터리 에너지 저장 장치를 위한 2단 DC-DC-AC 컨버터의 모델링 방법

현동엽¹, 정석언¹, 현동석[†]

Modeling and Control of a Two-Stage DC-DC-AC Converter for Battery Energy Storage System

Dong-Yub Hyun¹, Seok-Eon Jung¹, and Dong-Seok Hyun[†]

Abstract

This study proposes a small-signal model and control design for a two-stage DC-DC-AC converter to investigate its dynamic characteristics in relation to battery energy storage system. When the circuit analysis of the two-stage DC-DC-AC converter is attempted simultaneously, the mathematical procedure of deriving the dynamic equation is complex and difficult. The main idea of modeling the two-stage DC-DC-AC converter states that this topology is separated into a bidirectional DC-DC converter and a single-phase inverter with an equivalent current source corresponding to that of the inverter or converter. The dynamic equations for the separated converter and inverter are then derived using the state-space averaging technique. The procedures of building the small-signal model of the two-stage DC-DC-AC converter are described in detail. Based on the derived small-signal model, the individual controllers are designed through a frequency-domain analysis. The simulation and experimental results verify the validity of the proposed modeling approach and controller design.

Key words: Two-stage DC-DC-AC converter, Bi-directional DC-DC converter, Single-phase full-bridge inverter, BESS(Battery Energy Storage System), Small-signal model

1. 서 론

에너지 소비는 점점 증가하는 반면에, 자원은 한정되어 있고 고갈되고 있으며, 이에 따른 지구온난화 같은 환경문제들이 최근 심각한 수준에 이르렀다. 이러한 이유로 태양광, 풍력, 연력전지, 열전기와 같은 신재생 에너지원들이 분산발전으로써 매우 각광받고 있다. 따라서 신재생 에너지원 수요는 급격하게 증가하고 있으며, 이에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다.^{[1],[2]}

그러나 이러한 신재생 에너지원들은 몇가지 단점들이 있다.^{[3],[4]} 예를 들어, 태양광 발전은 날씨에 호리거나, 비가 오면 출력이 일정하지 않다. 연료전지 경우에는 부하

가 변동될 때 느린 응답을 가진다. 그리고 열전기 발전 경우에는 온도에 따라 출력이 변하는 단점이 있다.

이러한 문제점을 극복하기 위해서, 안전한 에너지 공급할 수 있는 에너지 저장 장치(ESS)를 필요로 한다. 에너지 저장 장치는 다음과 같은 3가지 장점이 있다.^[5] 첫 번째로 날씨, 온도, 부하 등 주변 환경에 의해 신재생 에너지원의 불안정한 출력을 보완하여 전력품질을 향상시킬 수 있다. 두 번째로 최대 전력수요시간에는 ESS에서 저장된 전력이 계통으로 공급함으로써, 발전기 역할을 하므로 계통측에서 수용가로 안전한 전력을 공급할 수 있다. 최대 전력 수요의 시간에는 ESS가 부하 역할을 하므로 전력을 저장할 수 있다. 세 번째로, 전력 계통의 고장사고로 인한 전압강하 시 무효전력을 공급함으로써 전압회복을 할 수 있는데, ESS가 무효 전력 공급원으로 활용되어 계통에 신뢰성을 향상시킬 수 있다.

여러 종류의 ESS 중에서 배터리 에너지 저장 장치(BESS)가 계통 연계 시, 배터리가 충·방전모드에 따라 DC-AC 또는 AC-DC 변환시킬 수 있는 양방향 인버

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

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

[†] Corresponding author: dshyun@hanyang.ac.kr, Dept. of Electrical and Biomedical Eng., Hanyang University
Tel: +82-2-2220-0341 Fax: +82-2-2220-0570

¹ Dept. of Electrical Eng., HYPEC LAB., Hanyang University
Manuscript received May. 8, 2014; accepted Jun. 25, 2014

터가 필요하다.^[6] 그러나 계통 연계형 인버터가 동작하기 위한 입력측 전압이 충분히 크지 않는 경우에는 앞단에 DC-DC 컨버터를 추가한 2단 DC-DC-AC 컨버터를 널리 사용되고 있다.^{[7],[8]} 2단 DC-DC-AC 컨버터 시스템의 안정성 고려와 동작특성을 해석하기 위해서는 세부적인 모델링 과정이 필요하다. 또한 정확한 제어를 설계하기 위해서는 정확한 모델링은 필수적이다. 기존 논문에서는 2단 DC-DC-AC 컨버터를 2개의 토폴로지로 나누고 독립적으로 모델링을 한 후, 제어기 설계를 하였다.^{[9],[10]} 그러나 2단 DC-DC-AC 컨버터는 하나의 시스템이고 동시에 동작하기 때문에 각 토폴로지의 소자들이 상호간의 미치는 영향을 고려해야 한다. 또한 한 번에 동특성 및 회로해석을 위하여 어떠한 모델링 기법을 적용해야 하는지 어려운 점이 발생한다.

따라서 본 논문에서는 위에서 언급한 문제점을 해결하기 위해 등가전류원을 이용하는 모델링 방법^[11]을 2단 DC-DC-AC 컨버터에 적용시켜 소신호 모델링을 유도하였고, 이를 근거로 제어기 설계를 하였다. 제시된 모델링 방법의 개념은 2단 DC-DC-AC 컨버터를 등가전류원을 포함하는 양방향 DC-DC 컨버터와 단상 풀-브릿지 인버터로 각각 나누어 회로방정식을 유도한 후, 이것을 하나의 통합적인 상태방정식으로 유도한다. 그리고 상태 공간 평균화 방법^[12]을 이용하여 소신호 모델을 얻었고, AC Sweep으로 타당성을 검증하였다. 이러한 모델을 근거로 각각의 제어기를 설계하였고, 시뮬레이션과 실험결과를 통해 제시된 모델링 방법 및 제어기 설계의 타당성을 검증하였다.

2. 시스템 모델링

2.1 시스템 구성

그림 1은 삼상 인터리브드 양방향 컨버터와 단상 풀-브릿지 인버터로 구성된 2단 DC-DC-AC 컨버터의 회로도이다. 앞단 양방향 컨버터에서 부스트 모드 동작 시, 아래쪽 스위치 S_{ad} , S_{bd} , S_{cd} 가 메인스위치며, 위쪽 스위치는 보조 스위치 역할을 한다. 벡 모드 동작 시, 각 스위치는 반대의 역할을 한다. 전류 기생 공진(Parasitic ringing)에 따른 손실을 줄이기 위해 서로 상보적 스위칭을 한다. 세 개의 인덕터 L_a , L_b , L_c 는 벡 모드 동작에서는 저주파 통과 필터(low-pass filter) 역할을 하며, 부스트 동작에서는 부스트 인덕터 역할을 한다. 그리고 R_a , R_b , R_c 는 인덕터의 등가직렬저항(Equivalent series resistance)이다. 두 개의 커패시터 C_1 , C_2 는 에너지 버퍼 역할을 한다. 삼상 인터리브드 방식 때문에 커패시터에 흐르는 전류리플은 최소화 시킬 수 있다.^[13] v_{Bat} 는 배터리 전압이고, R_B 는 배터리 내부저항이다. 뒷단 단상 풀-브릿지 인버터에서는 스위치 S_3 가 메인 스위치이며, 나머지 스위치는 보조스위치 역할을 한다. 그리고 단방향 스위칭 PWM 방식을 사용했기 때문에, 양방향 스위칭

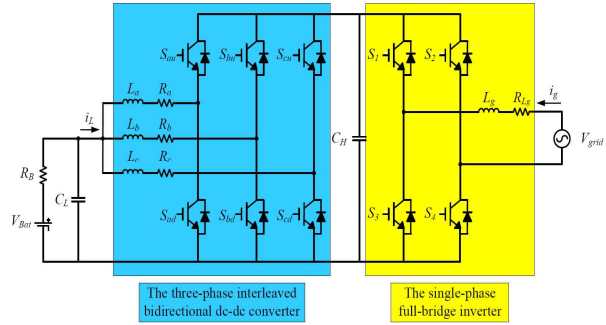


Fig. 1. Circuit diagram of two-stage DC-DC-AC converter.

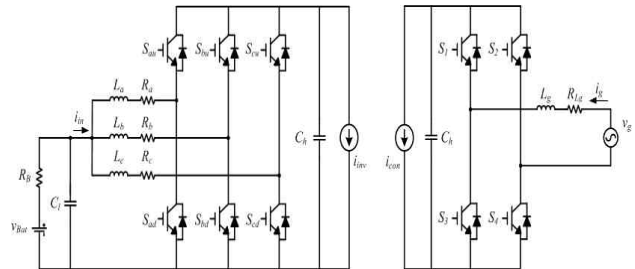


Fig. 2. Separated converter and inverter with equivalent current source.

PWM 방식 보다 출력 리플 전압이 낮고 스위칭 주파수에서의 고조파의 영향이 적다.^[14] 계통측 인덕터 L_g 는 고주파 감쇄를 하기 위한 필터 역할을 한다. 그리고 R_g 는 계통측 인덕터의 등가직렬저항이다. v_{grid} 는 계통전압이다.

2.2 2단 DC-DC-AC 컨버터 모델링 방법

2단 DC-DC-AC 컨버터는 DC-Link를 사이에 두고 인터리브드 양방향 DC-DC 컨버터와 단상 풀-브릿지 인버터로 구성된 하나의 시스템이다. 그래서 각각의 토폴로지의 소자들은 서로에게 영향을 주고 있다. 또한 2단 DC-DC-AC 컨버터를 동시에 회로해석을 하여 모델링을 해야 하므로 수식과정이 복잡하다. 따라서 이점을 해결하기 위해, 그림2에서 보는 것처럼 양방향 DC-DC 컨버터와 단상 풀 브릿지 인버터에 상응하는 등가전류원으로 대체한다.^[11] 따라서 인버터에 상응하는 등가전류원을 포함하는 양방향 DC-DC 컨버터, 그리고 컨버터에 상응하는 등가전류원을 포함하는 단상 풀 브릿지 인버터로 각각 나눌 수 있다. 그 후, 분리된 컨버터와 인버터는 한 스위칭 주기 동안에 독립적으로 모델링하면 수식적으로 간소화 시킬 수 있다. KVL과 KCL를 이용하여, 각각의 회로방정식을 세우고, 이것을 다시 연립하여 하나의 상태 공간 평균 행렬을 유도할 수 있다. 유도한 행렬로부터 평균화, 변동, 선형 단계과정을 거치면서 소신호 교류 모델을 얻을 수 있다.

2.3 2단 DC-DC-AC 컨버터의 소신호 모델

2단 인버터의 소신호 모델을 유도하기에 앞서 다음과 같은 가정이 필요하다.

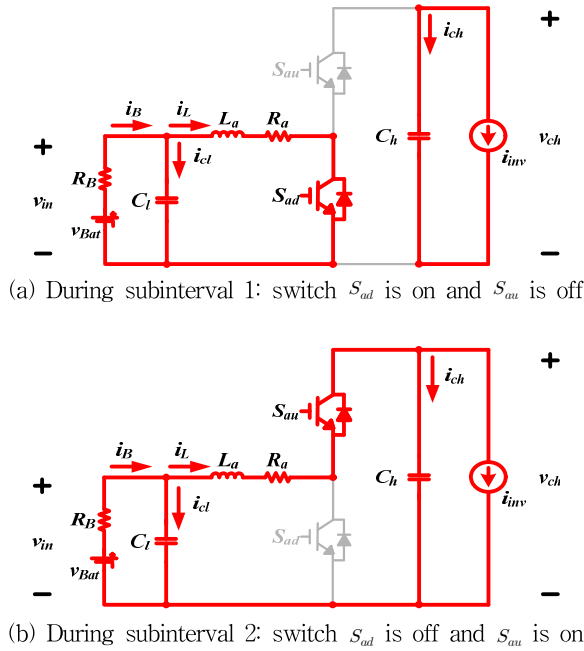


Fig. 3. Bi-directional DC-DC converter with two subintervals for one phase-leg operation

1. 각각의 인덕터에 흐르는 상 전류 크기는 같다. 따라서, 모델링할 때 다상을 단상으로 간략화 할 수 있다.
2. 모든 스위치는 이상적인 스위치 모델이다.
3. 데드타임(Dead Time)은 스위칭 주기 T_s 의 1/10 배보다 작기 때문에 데드타임은 무시한다.
4. 역률은 1이다.

2.3.1 분리된 양방향 DC-DC 컨버터

그림 3은 양방향 컨버터의 두 개의 세부 구간으로 나뉘서 동작 모드를 나타내었다. KVL과 KCL을 사용하여 두 개의 세부구간에서의 회로방정식은 다음과 같이 구할 수 있다.

첫 번째 구간:

$$v_{in} = L_a \frac{di_L}{dt} + i_L R_a \quad (1)$$

$$i_B = i_{cl} + i_L = C_l \frac{dv_{in}}{dt} + i_L = -\frac{v_{in} - v_{Bat}}{R_B} \quad (2)$$

$$i_{ch} = C_h \frac{dv_{ch}}{dt} = -i_{inv} \quad (3)$$

두 번째 구간:

$$v_{in} = L_a \frac{di_L}{dt} + i_L R_a + v_{ch} \quad (4)$$

$$i_B = i_{cl} + i_L = C_l \frac{dv_{in}}{dt} + i_L = -\frac{v_{in} - v_{Bat}}{R_B} \quad (5)$$

$$i_{ch} = i_L - i_{inv} = C_h \frac{dv_{ch}}{dt} \quad (6)$$

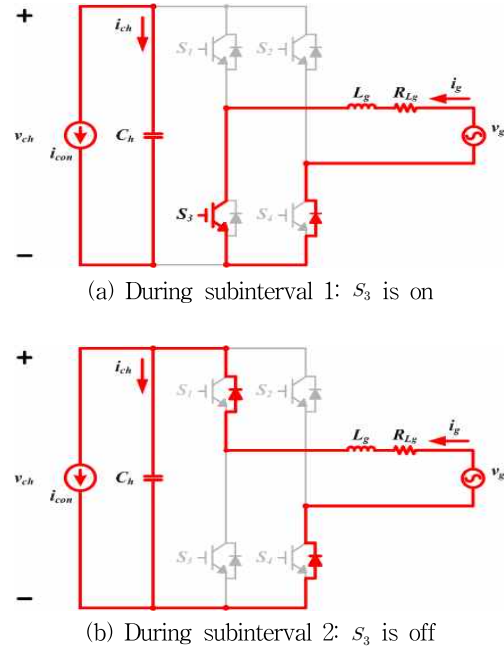


Fig. 4. Single-phase full-bridge inverter with two subintervals.

(1)-(6)방정식을 상태 공간 행렬로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

첫 번째 구간:

$$\begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & C_l & 0 \\ 0 & 0 & C_h \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{in} \\ v_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a & 1 & 0 \\ -1 & -\frac{1}{R_B} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{in} \\ v_{ch} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{R_B} & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Bat} \\ i_{inv} \end{bmatrix} \quad (7)$$

두 번째 구간:

$$\begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & C_l & 0 \\ 0 & 0 & C_h \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{in} \\ v_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a & 1 & -1 \\ -1 & -\frac{1}{R_B} & 0 \\ 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{in} \\ v_{ch} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{R_B} & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Bat} \\ i_{inv} \end{bmatrix} \quad (8)$$

상태 공간 행렬 (7)-(8)으로부터 상태 공간 평균화 기법을 이용하여 한 스위칭 주기 동안 컨버터의 상태 공간 평균 행렬을 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 \\ 0 & C_l & 0 \\ 0 & 0 & C_h \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{in} \\ v_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_a & 1 & -D_c \\ -1 & -\frac{1}{R_B} & 0 \\ D_c & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_{in} \\ v_{ch} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \frac{1}{R_B} & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{Bat} \\ i_{inv} \end{bmatrix} \quad (9)$$

2.3.2 분리된 단상 풀-브릿지 인버터

그림 4는 단상 풀 브릿지 인버터의 두 세부구간으로 나뉘서 동작모드를 나타낸 그림이다. KVL과 KCL을 사용하여 두 개의 세부구간에서의 회로방정식은 다음과 같이 구할 수 있다.

첫 번째 구간:

$$L_g \frac{di_g}{dt} = v_g - i_g R_{Lg} \quad (10)$$

$$C_h \frac{dv_{ch}}{dt} = -i_{con} \quad (11)$$

두 번째 구간:

$$L_g \frac{di_g}{dt} = v_g - i_g R_{Lg} - v_{ch} \quad (12)$$

$$C_h \frac{dv_{ch}}{dt} = i_g - i_{con} \quad (13)$$

(10)-(13)방정식을 상태 공간 행렬로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

첫 번째 구간:

$$\begin{bmatrix} L_g & 0 \\ 0 & C_h \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_g \\ v_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{Lg} & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_g \\ v_{ch} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{con} \\ v_g \end{bmatrix} \quad (14)$$

두 번째 구간:

$$\begin{bmatrix} L_g & 0 \\ 0 & C_h \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_g \\ v_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{Lg} & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_g \\ v_{ch} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{con} \\ v_g \end{bmatrix} \quad (15)$$

상태 공간 행렬 (14)-(15)으로부터 상태 공간 평균화 기법을 이용하여 한 스위칭 주기 동안 인버터의 상태 공간 평균 행렬을 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} L_g & 0 \\ 0 & C_h \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_g \\ v_{ch} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{Lg} & -D_i' \\ D_i' & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_g \\ v_{ch} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{con} \\ v_g \end{bmatrix} \quad (16)$$

컨버터와 인버터의 상태 공간 평균 행렬 식 (9)와(16)을 연립하여 등가전류원을 상태변수와 입력변수로 치환할 수 있다. 그 후, 상태변수와 입력변수에 변동과 선형화 단계를 통해 다음과 같은 2단 인버터의 소신호 교류 모델을 유도할 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{in} \\ \hat{v}_{ch} \\ \hat{i}_g \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_a}{L_a} & \frac{1}{L_a} & -\frac{D_c'}{L_a} & 0 \\ -\frac{1}{C_i} & -\frac{1}{C_i R_B} & 0 & 0 \\ \frac{D_c'}{C_h} & 0 & 0 & -\frac{D_i'}{C_h} \\ 0 & 0 & -\frac{D_i'}{L_g} & -\frac{R_{Lg}}{L_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{i}_L \\ \hat{v}_{in} \\ \hat{v}_{ch} \\ \hat{i}_g \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 & \frac{V_{ch}}{L_a} & 0 \\ \frac{1}{C_i R_B} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{I_L}{C_h} & -\frac{I_g}{C_h} \\ 0 & \frac{1}{L_g} & 0 & \frac{V_{ch}}{L_g} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{Bat} \\ \hat{v}_g \\ \hat{d}_c \\ \hat{d}_i \end{bmatrix} \quad (17)$$

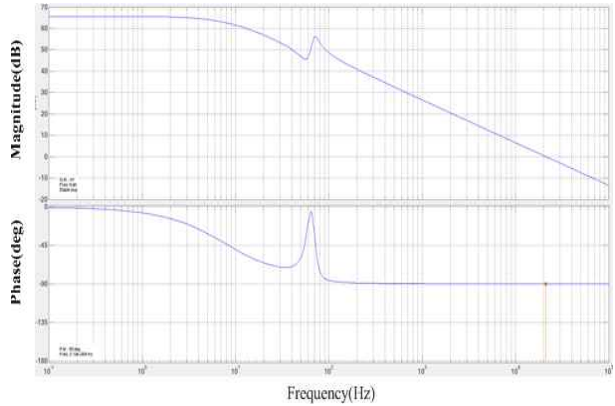


Fig. 5. Frequency response of inverter control to grid current transfer function in open loop by MATALB.

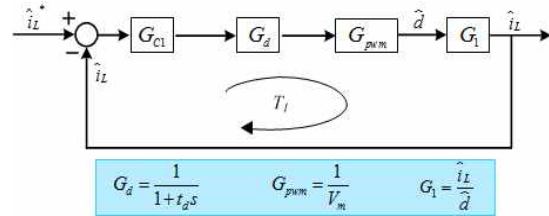


Fig. 6. Control diagram for bi-directional DC-DC converter.

그림 5는 2단 인버터의 소신호 교류모델 식(17)을 근거로 개루프 상태에서의 인버터 제어입력에 대한 계통 측 전류 전달함수의 주파수 응답 특성 MATALB으로 구현하였다. 약 8Hz지점에 극점이 존재하며, 약 60Hz지점에 복소 영점과 약 70Hz지점에 복소 극점이 각각 공진 주파수를 형성한다. 그리고 34kHz지점에 각각 극점과 영점이 존재한다.

3. 제어기 설계

3.1 양방향 DC-DC 컨버터의 제어기 설계

양방향 DC-DC 컨버터는 입력측 인덕터 전류를 제어한다. 컨버터 제어입력에 대한 인덕터 전류비 G_i 를 구하여 MATLAB을 이용하여 제어를 설계하였다. 그림 6은 PWM과 시지연(time delay)에 대한 영향을 고려한 한상에 대한 양방향 컨버터의 제어블록도이다. G_{pwm} 은 PWM 이득이며, G_d 는 Time Delay에 대한 영향을 1차 Pade Approximation를 하여 유도한 이득이다. 표1에 있는 파라미터 값을 사용하여, 컨버터 동작점을 얻을 수 있다. 듀티비 D 는 0.4879이며 한 상 인덕터 전류는 4.86A이다. 저전압측 커패시터 C_i 에 걸리는 전압 v_{in} 은 205.9V이다. 전달함수 G_i 을 근거로 적분기와 하나의 영점을 추가하여 PI(proportional-integral) 제어를 설계하였다. 교차주파수는 500Hz로, 위상여유는 72도로 설정하였다. 양방향 컨버터의 루프이득 T_1 을 그림 7에 나타내었다.

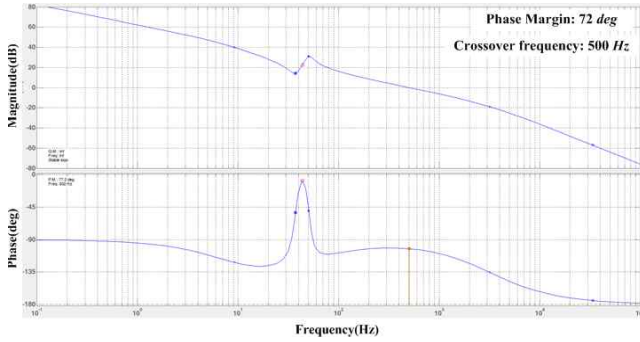


Fig. 7. Bode plot of the loop gain T_1 for bi-directional DC-DC converter.

TABLE I
TEST CONDITIONS FOR TWO-STAGE DC-DC-AC
CONVERTER

Parameter	Description	Value
P	Rated Power	1 kW
v_{Bat}	Battery voltage	206 V
v_{ch}	DC-link Voltage	400 V
f_s	Switching Frequency	20 kHz
L_a	input one phase inductance	3 mH
C_l	input capacitance	470 μF
C_h	DC-Link capacitance	1880 μF
R_B	Internal resistance of battery	0.01 Ω
R_L	ESR of input inductor	0.21 Ω
v_{ch}	DC link Voltage	400 V
L_g	Grid filter inductance	3 mH
R_{Lg}	ESR of grid filter inductor	0.12 Ω

3.2 단상 풀 브릿지 인버터의 제어기 설계

그림 8은 PWM과 시지연에 대한 영향을 고려한 단상 풀 브릿지 인버터의 제어블록도이다. 단상 풀 브릿지 인버터에서는 계통전류와 DC-link 전압을 제어하므로 이 중루프를 구성된다. 따라서 내부루프에서 계통 전류를 제어하고, 외부루프에서 DC-link 전압을 제어한다. G_{LPF} 은 1차 로우패스 필터 이득이며, 계통전압으로부터 위상동기루프(phase locked loop)에 의한 출력 값 θ 와 DC-link 보상기 G_{C3} 의해 기준 계통전류를 만들었다. 표1에 있는 파라미터 값을 사용하여 인버터 동작점을 얻을 수 있다. 듀티비 D 는 0.4541 이며, 계통전류는 13.63A_{rms} 이다. 내부루프에서는 전달함수 G_2 를 근거로 하나의 극점과 영점을 추가하여 제어를 설계하였다. 교차주파수는 1kHz로 설정하였으며 위상여유는 68도로 설정하였다. 외부루프에서는 전달함수 G_3 를 근거로 적분기 하나와 하나의 영점을 추가하여 제어를 설계하였다. 외부루프는 내부루프보다 교차주파수가 작아야하므로 교차주파수는 20Hz로 설정하였으며, 위상여유는 44도로 설정하였다. 단상 풀 브릿지 인버터의 내·외부 루프이득 T_2, T_3 을 그림 9에 나타내었다.

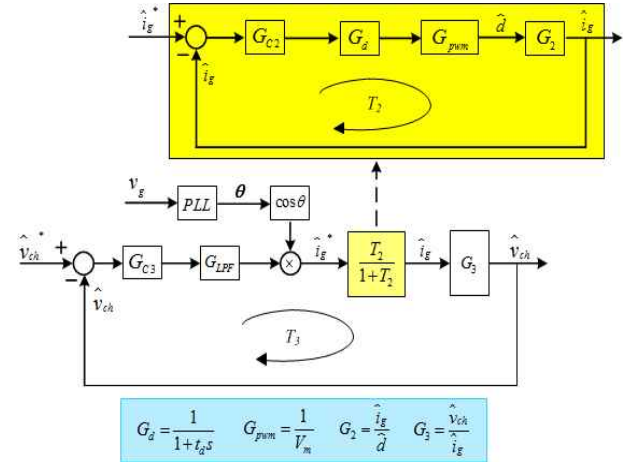
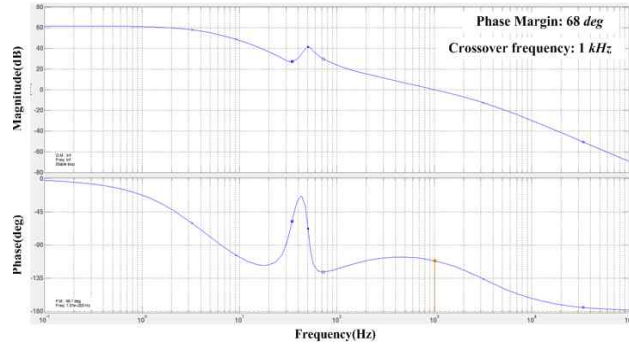
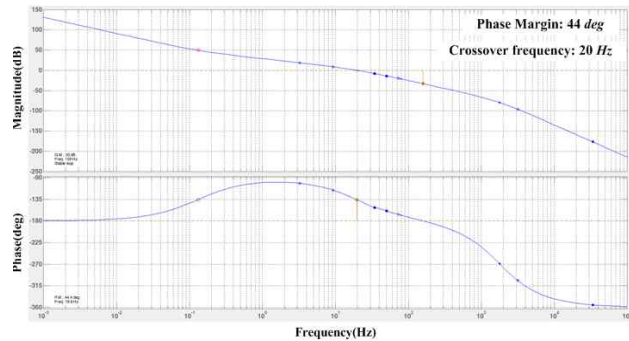


Fig. 8. Control diagram for single-phase full-bridge inverter.



(a) Inner loop gain T_2



(b) Outer loop gain T_3

Fig. 9. Bode plot of the loop gain for single-phase full-bridge inverter.

4. 시뮬레이션 결과

2절에서 유도한 2단 DC-DC-AC 컨버터의 소신호 모델을 근거로 MATABL을 이용하여 주파수 응답을 확인하였다. 그림 10은 PSIM을 이용하여 2단 인버터의 개루프 상태에서의 인버터 제어 입력에 대한 계통 전류 전달함수의 주파수 응답이다. 그림 5와 비교하면 거의 유사한 지점에서 극점과 공진주파수가 형성되고 있음을 확인할 수 있다. 따라서 2단 인버터의 모델링 방법의 유

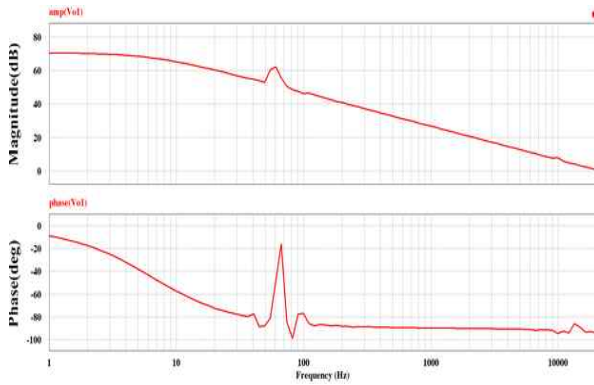
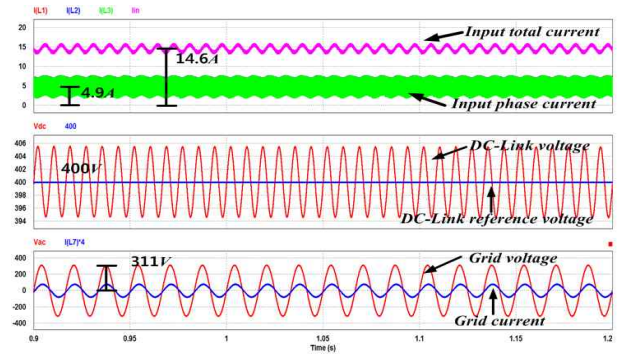


Fig. 10. Frequency response of inverter control to grid current transfer function in open loop by PSIM.

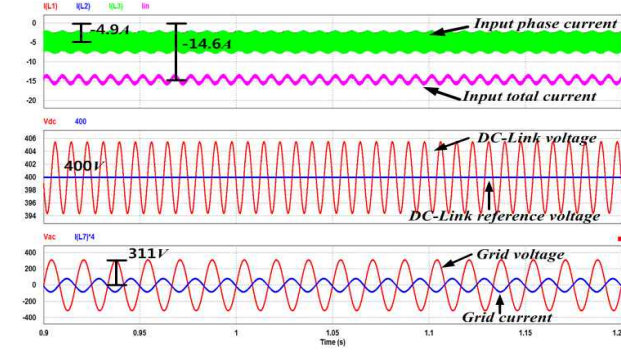
TABLE II
SIMULATION AND EXPERIMENT CONDITIONS FOR
TWO-STAGE DC-DC-AC CONVERTER

Parameter	Description	Value
P	Rated Power	3 kW
v_{in}	Input voltage	205 V
v_{ch}	DC link Voltage	400 V
v_g	Grid voltage	220 V_{rms}
f_s	Switching Frequency	20 kHz
L	input phase inductance	1 mH
L_g	Grid filter inductance	3 mH
C_l	input capacitance	470 μF
C_h	DC-Link capacitance	1880 μF
R_{in}	Input resistance	22 Ω
R_L	ESR of input inductor	0.07 Ω
R_{Lg}	ESR of grid filter inductor	0.12 Ω

효율을 확인하였다. 배터리가 충·방전 시 2단 DC-AC 인버터의 시뮬레이션 파형을 그림 11, 12에 나타내었다. 그림 11에서 부하 3kW일 때 배터리가 방전모드 시 평균 입력 상 인덕터 전류는 4.9A이며 전체 인덕터 전류는 14.6A이다. 충전 모드 시 평균 입력상 인덕터 전류는 -4.9A이며 전체 인덕터 전류는 -14.6A이다. 그리고 충·방전 모두 DC-Link 전압은 400V, 계통전압은 311V(=220V_{rms}), 계통전류는 13.63A_{rms}이다. 따라서 인덕터 전류, DC-Link 전압과 계통전류는 각각의 설정한 기준 전류와 전압 값으로 추종하고 있다. 그리고 역률을 1로 가정했으므로 방전모드 시 계통전류와 계통전압의 위상이 동상이며, 충전모드 시 180도 위상차이가 있다. 그림 12은 부하가 1.5kW에서 2.7kW로 변경될 때 배터리가 충·방전 모드에 따른 2단 DC-AC 인버터의 시뮬레이션 파형이다. 인덕터 전류와 계통전류는 대역폭(Bandwidth)가 각각 500Hz, 1kHz이기 때문에 부하를 가변하더라도 과도 응답 상태가 빠르다. 하지만 DC-Link 전압 경우, 대역폭이 20Hz이므로 상대적으로 과도 응답 상태가 느려서 천천히 기준 값으로 제어되고

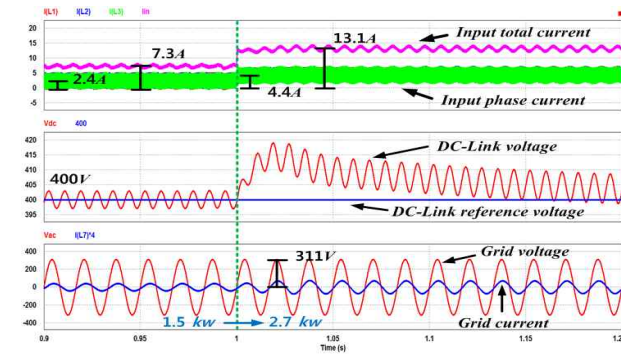


(a) In discharge mode

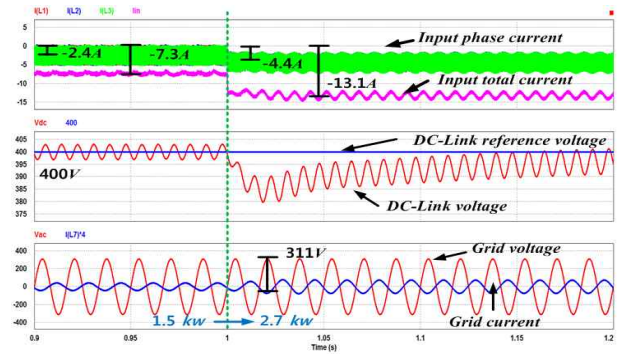


(b) In charge mode

Fig. 11. Simulation waveforms of two-stage DC-DC-AC converter at 3kW.



(a) In discharge mode



(b) In charge mode

Fig. 12. Simulation waveforms of two-stage DC-DC-AC converter when load power changes form 1.5kW to 2.7kW.

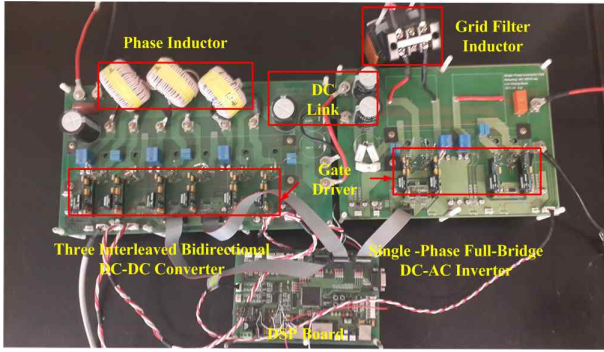
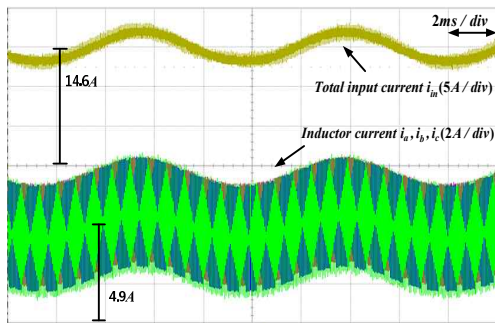
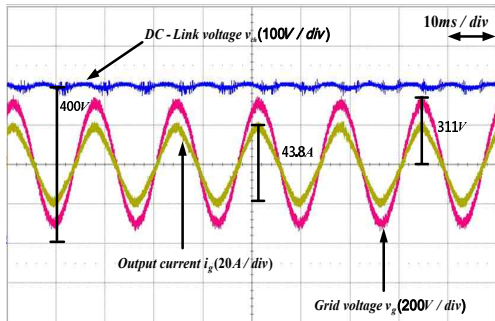


Fig. 13. Prototype of 3kW two-stage DC-DC-AC converter.



(a) Input inductor current



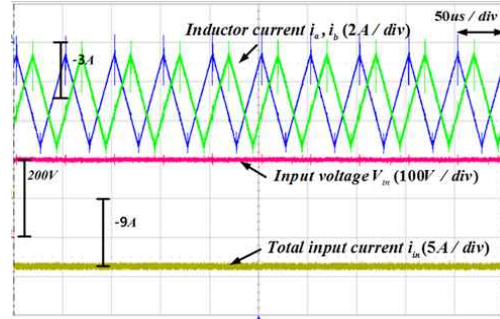
(b) DC-link voltage and grid current

Fig. 14. Experimental results of two-stage DC-DC-AC converter in discharge mode at 3kW.

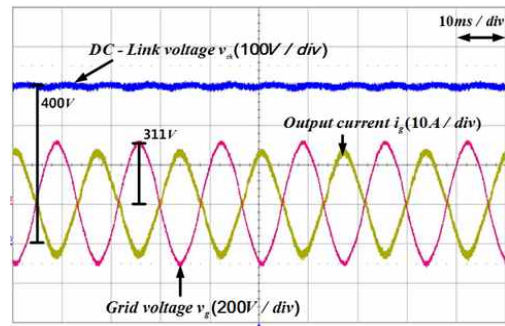
있음을 확인할 수 있다. 그리고 DC-Link 전압과형이 방전모드에서의 위에서 아래로, 충전모드에서는 아래에서 위로, 기준 값으로 추종하고 있다. 따라서 부하가 변동하더라도 각각의 제어기에 의해 기준 전류와 전압을 따라 추종되고 있음을 확인할 수 있다.

5. 실험 결과

표2에 제시된 파라미터 값으로 그림 13처럼 3kW 2단 DC-DC-AC 컨버터 프로토타입을 제작하여 실험을 수행하였고, 제어기는 TI사의 TMS320F28335 DSP를 이용하여 위에서 언급한 제어기 설계방법으로 구현하였다. 배터리 방전모드 시 배터리를 파워서플라이 205V로, 충전모드 시 저항22Ω으로 대체하여 실험을 하였다.

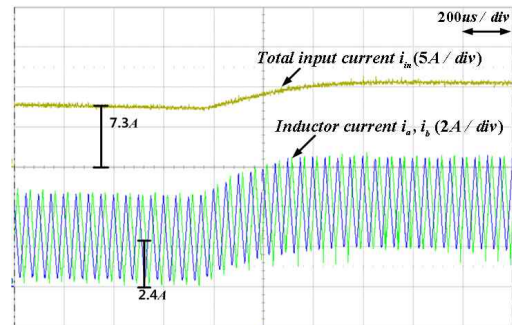


(a) Input inductor current

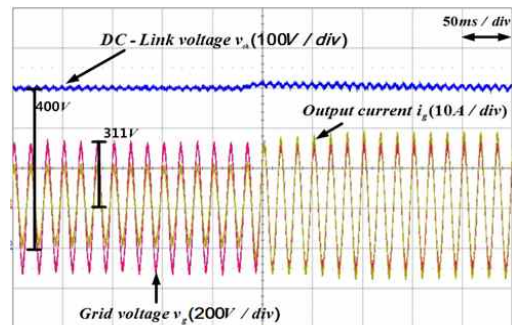


(b) DC-link voltage and grid current

Fig. 15. Experimental results of two-stage DC-DC-AC converter in charge mode at 1.8kW.



(a) Input inductor current



(b) DC-link voltage and grid current

Fig. 16. Experimental results of two-stage DC-DC-AC converter when load power changes form 1.5kW to 2.7kW in discharge mode.

입력측이 변경되었으므로 전달함수가 다르다. 따라서 앞서 언급한 모델링방법과 제어기 설계방법으로 다시 소신호 모델링과 전달함수를 유도하였고, 이를 바탕으로 제어기를 설계하였다. 실제로 입력측이 배터리가 아니므로 배터리 특성 및 ESR을 고려해야 한다. 그림 14, 15, 16은 2단 DC-DC-AC 컨버터의 실험파형이다. 그림 14은 방전 시 부하 3kW 일 때 입력측 인덕터 전류, DC-link전압, 계통전압과 계통전류 실험파형이다. 설정한 기준 값에 따라 상당 인덕터 전류는 평균 전류 4.9A, DC-Link 전압 400V, 계통전류는 13.6A_{rms}을 유지하고 있다. 따라서 그림9(a)의 시뮬레이션 결과와 같은 파형을 확인하였다. 그림 15는 충전 시 부하 1.8kW 일 때 입력전압을 200V을 설정한 실험파형이다. 마찬가지로 설정한 기준 값에 의해 상당의 인덕터 전류는 약 -3A, DC-Link전압은 400V, 계통전류는 8.18A이다. 입력전압과 부하가 바뀌어도 제어기에 의해 설정된 각각에 기준값으로 잘 추종됨을 알 수 있다. 그림 16은 방전모드 시 부하가 1.5kW에서 2.7kW가변 시 성능 실험결과이다. 부하를 가변 하더라도 입력측 인덕터 전류, DC-Link전압, 계통전류는 각각의 제어기에 의해 안정적으로 기준값으로 잘 추종되고 있음을 확인할 수 있다. 또한 인덕터 전류와 DC-Link전압, 계통전류의 과도응답상태 파형은 그림 12(a)의 시뮬레이션 파형과 일치하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 제시된 모델링 방법을 기반으로 하여 설계된 제어기가 유효함을 검증하였다.

6. 결 론

본 논문에서는 2단 DC-DC-AC 컨버터 시스템의 안정성 고려, 동작특성 해석과 정확한 제어기 설계를 위한 모델링 방법을 제시하였다. 제안된 방법은 양방향 DC-DC 컨버터와 단상 풀-브릿지 인버터에 상응하는 등가전류원으로 대체하고, 이를 포함한 양방향 DC-DC 컨버터와 단상 풀-브릿지 인버터로 2단 인버터를 분리하였고, 상태 공간 평균화 기법을 이용하여 하나의 소신호 교류 모델을 유도하였다. 따라서 상태 공간 방정식으로 유도하기 위한 수학적인 과정을 간소화 하였다. 유도한 모델링 방법이 유효한지를 주파수 응답 특성으로 확인하였고, 소신호 모델을 바탕으로 각각의 제어기를 적절하게 설계하였다. 시뮬레이션과 실험결과를 통해 충전 시 부하가 가변 하더라도 각각의 기준 값을 잘 추종되고 있으므로 유도한 소신호 모델 타당성과 제어기의 유효함을 검증하였다. 실험 및 시뮬레이션에서 배터리를 사용하지 않았으므로 실제 배터리 에너지 저장 장치에 적용시킬 때에는 배터리 특성 및 ESR 등을 고려해야 된다.

References

- [1] Renewables global status report 2009, Renewable energy policy Network for the 21st Century, France.
- [2] International Energy Outlook 2009, Energy information Administration, official Energy statistics from the U.S. Government, 2009. Report Number DOE/EIA-0484(2009).
- [3] J. M. Correa, F. A. Farret, J. R. Gomes, and M. G. Simoes, "Simulation of fuel cell stacks using a computer controlled power rectifier with the purposes of actual high power injection applications," *IEEE Trans. on Industry. Applications*, Vol. 39 No. 4, pp. 1136-1142, Jul./Aug. 2003.
- [4] H. Yang, R. X. Zhao, X. N. He, and W. H. Li, "A power conditioning system for a hybrid energy system with photovoltaic and sodium-sulfur battery," in *Proc. ICEMS. on Electrical Machines and Systems*, Oct. 2007.
- [5] X. Wang, M. Yue, and E. Muljadi, "Modeling and control system design for an integrated solar generation and energy storage system with a ride-through capability," in *Proc. IEEE. ECCE*, Sep. 2012.
- [6] J. S. Lai, "Power conditioning circuit topologies," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, Vol. 3, No. 2, pp. 25-34, Jun. 2009.
- [7] S. Ponnaluri, G. O. Linhofer, J. K. Steinke, and P. K. Steimer, "Comparison of single and two stage topologies for interface of BESS or fuel cell system using the ABB standard power electronics building blocks," in *Proc. IEEE European Conf* 2005.
- [8] M. Jang, M. Ciobotaru, and V. G. Agelidis, "Grid-connected fuel cell system based on a boost-inverter with a battery back-up unit," in *Proc. IEEE. Power Electron. ECCE. Conf*, pp. 1637-1644, May/Jun. 2011.
- [9] K. D. Hossein and O. Olorumfemi, "Modeling and steady-state analysis of a stand alone, photo voltaic three phase inverter power system," in *Proc. IEEE. Appl. Power Electron. Conf. Expo. APEC*, pp. 1259-1266, Mar. 2008.
- [10] K. T. Tan, P. L. So, Y. C. Chu, and K. H. Kwan, "Modeling, control and simulation of a photovoltaic power system for grid-connected and stand-alone applications," in *Proc. IEEE. IPEC*, pp. 1947-1262., Oct. 2010.
- [11] R. Y. Kim and J. S. Lai, "Aggregated modeling and control of a boost-buck cascade converter for maximum power point tracking of a thermoelectric generator," in *Proc. IEEE. Appl. Power Electron. Conf. Expo. APEC*, pp. 1754-1760, Feb. 2008.
- [12] W. Erickson and D. Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics," *Springer Science, Second Edition*, pp. 187-244, 2001.
- [13] J. Zhang, J. S. Lai, R. Y. Kim, and W. Yu, "High-power density of a soft-switching high-power bidirectional dc-dc converter," *IEEE Trans. Power*

Electronics, Vol. 22, No. 4, pp. 1145-1153. Jul. 2007.

- [14] J. Wei, "Analysis and design of a single-phase PWM rectifier based on the small signal model," in *Proc. IEEE. Information Engineering and Computer Science. IECIECS*, pp. 1-4, Dec. 2009.



현동엽(玄東燁)

1985년 11월 09일생. 2001년 광운대 전기공학과 졸업. 2012년~2014년 한양대 대학원 졸업(석사).



정석언(鄭錫彦)

1960년 10월 30일생. 1983년 숭실대 전기공학과 졸업. 2002년 한양대 전기공학과 졸업(석사). 2005년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 1982년~1990년 이화전기공업 연구소 대리. 1993년~1999년 수영전기기업 연구소장. 2003년~현재 이화전기공업 기술본부장, 기술연구소장.



현동석(玄東石)

1950년 4월 8일생. 1973년 한양대 전기공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1984년~1985년 미국 토레도 대학 교환교수. 1988년~1986년 원한공과대학 교환교수. 2003년 IEEE, Fellow member. 1979년~현재 한양대 전기생체공학부 교수, 2000년 당 학회 회장 역임.