평균 모델을 이용한 Z-소스 인버터의 제어

이광운[†]

Control of the Z-Source Inverter using Average Model

Kwang-Woon Lee[†]

Abstract - This paper presents a design strategy for the control of the Z-source inverter (ZSI). For the Z-network capacitor voltage control, the average current model is derived to describe the dynamics of the voltage control and the controller outputs the average current command for the capacitor. Z-network inductor current reference is derived from the average current model of the Z-network capacitor. The inner current control loop outputs the average voltage command for the Z-network inductor and the shoot-through duty ratio of the ZSI is calculated from the output using the average voltage model of the Z-network inductor. The gain values of the current and voltage controllers are directly obtained by the Z-network parameters and desired bandwidth of each controller without a gain tuning process.

Keywords: Z-source Inverter, capacitor voltage control, inductor current control

1. 서 론

인덕터와 커패시터로 구성된 Z-네트워크(Z-network) 기반의 Z-소스 인버터는 낮은 입력 전원에 대해 승압된 출력 전압을 얻을 수 있다는 특징으로 인하여 연료전지 또는 태양전지를 이용하는 전력변환 시스템 등에 이를 적용하고자 하는 연구가 활발히 진행되어 왔다.^{[1],[2]}

Z-소스 인버터의 출력 전압은 인버터 dc-link 전압의 크기와 밀접한 관계를 갖기 때문에 일반적으로 dc-link 전압제어를 위해 별도의 피드백(feedback) 제어가 사용되어 왔으며, 과도응답 특성을 개선할 목적으로 외부의 전압제어 루프와 내부의 전류제어 루프로 구성된 제어 시스템이 사용되고 있다.^[3] 기존에 제시된 제어기 설계 방법들을 살펴보면, 소신호 모델링을 통해 전달함수를 구하고, 보드 선도를 통해 설계 사양(대역 폭과 위상 여유)을 만족시키는 제어 이득들을 찾는 방식이 주류를 이루고 있다.^[4]

기존의 소신호 모델 기반의 Z-소스 인버터 전압제어기 설계에서는 전달함수를 얻는 과정이 복잡하고, 제어 사양을 만족시키는 제어기 이득들을 구하는 과정이 직

관적이지 못하다. 또한, 특정 동작 점에서 선형화를 통해 시스템의 전달함수를 구하기 때문에 동작 점이 크게 변동하는 경우 제어 특성이 저하될 가능성이 있다.^[5]

본 논문에서는 외부의 전압제어 루프와 내부의 전류제어 루프로 구성된 Z-소스 인버터의 커패시터 전압제어기를 소신호 모델을 이용하지 않고서 Z-네트워크 인덕터 및 커패시터의 평균전압, 평균전류 모델을 이용하여 설계하는 방법에 대해서 제안하고자 한다. 제안된 설계 방식에서 전류 및 전압제어기의 이득들은 Z-네트워크 파라미터 및 제어 사양(대역 폭)에 의해서 직접 결정되기 때문에 설계 과정이 단순해지는 장점이 있다.

2. Z-소스 인버터의 동작 원리

3상 인버터를 이용한 Z-소스 인버터의 구성 및 동작 모드에 따른 등가회로를 각각 그림 1과 2에 나타내었다. 그림 1의 Z-소스 인버터에서, Z-네트워크의 인덕터 및 커패시터는 서로 대칭($L_1=L_2=L$, $C_1=C_2=C$)이 되도록 구성되기 때문에 $v_{L1} = v_{L2} = v_L$, $v_{C1} = v_{C2} = v_C$ 의 관계가 성립한다.

Z-소스 인버터에서는 3상 인버터에서 shoot-through (ST) 상태와 non shoot-through (NST) 상태를 만들어서 Z-네트워크의 커패시터 전압을 제어한다. 원하지 않는 모드(unwanted mode)가 발생하지 않는 정상 조건에서는 NST 상태에서 인버터 dc-link 전압이 일정 값을 유

Fig. 1 Basic structure of the ZSI

Fig. 2 Equivalent circuits of the ZSI viewed from the dc-link: (a) shoot-through (ST) state, (b) non shoot-through (NST) state when effective voltage vectors are applied to the inverter load, (c) NST state when zero voltage vectors are applied to the inverter load

지하고^[6], NST 상태에서만 인버터가 유효전압 벡터를 출력하므로 인버터의 출력 전압은 ST의 영향을 받지 않는다.

그림 1의 3상 인버터에서, 영전압 벡터가 인가되는 구간에 인버터를 구성하는 스위치들을 ST 상태로 만들어 주면 Z-네트워크 커패시터(C_1, C_2)가 방전하여 Z-네트워크 인덕터(L_1, L_2)에 전류를 공급하고, 이때 등가회로는 그림 2(a)와 동일하며, 커패시터 전류(i_C) 및 전압(v_C), 인덕터 전류(i_L) 및 전압(v_L)에는 다음과 같은 관계가 성립한다.

$$i_C = -i_L \quad (1)$$

$$v_L = v_C \quad (2)$$

NST 상태에서는 2가지의 동작 모드가 존재하며, 이때 등가회로는 그림 2(b), 2(c)와 같다. 그림 2(b)는 NST 상태에서 3상 인버터가 유효전압 벡터를 출력하는 경우이고, 그림 2(c)는 NST 상태에서 3상 인버터가 영전압 벡터를 출력하는 경우이다. NST 상태에서 인덕터 전압(v_L), 입력 전압(v_{in}), 그리고 커패시터 전압(v_C)의 관계는 다음과 같다.

$$v_L = v_{in} - v_C \quad (3)$$

NST 상태에서 커패시터(C_1, C_2)들은 충전이 되며, 그

Fig. 3 PWM pattern of MSVMBC

림 2(b), 2(c)에 나타난 동작모드에 따라서 커패시터 전류는 각각 다음과 같다.

$$i_C = i_L - i_{inv} \quad (4)$$

$$i_C = i_L \quad (5)$$

식 (4), (5)는 각각 그림 2(b), 2(c)의 경우에 해당하고, i_{inv} 는 인버터 부하 전류를 의미한다. 정상 상태에서 PWM 주기 T_s 동안 인덕터의 평균 전압은 0이므로, 식 (2), (3)으로부터 입력 전압(v_{in})과 커패시터 전압(v_C) 사이의 관계를 다음과 같이 유도할 수 있다.

$$\frac{v_C}{v_{in}} = \frac{T_{nsh}}{T_{nsh} - T_{sh}} \quad (6)$$

상기 식에서 T_{sh} 와 T_{nsh} 는 각각 ST와 NST 상태의 시간 폭을 의미하며, $T_s = T_{sh} + T_{nsh}$ 의 관계가 성립한다. ST 시비율을 $D_{sh}(=T_{sh}/T_s)$ 라고 하면, 식 (6)으로부터 다음과 같은 식을 이끌어 낼 수 있다.

$$\frac{v_C}{v_{in}} = \frac{1 - D_{sh}}{1 - 2D_{sh}} \quad (7)$$

인버터 dc-link 전압(v_{dc})은 ST 상태에서 0이 되고, NST 상태에서 $2v_C - v_{in}$ 이 되며, 커패시터 전압(v_C)은 D_{sh} 를 조절함으로써 승압이 가능하기 때문에 결과적으로 Z-소스 인버터의 출력 전압은 승압이 가능해진다.

Z-소스 인버터에서 ST 상태를 만들기 위해서 다양한 PWM 방식들이 제안되어 왔다. 본 논문에서는 그림 3에 나타난 MSVMBC PWM 방식을 채택하였다. MSVMBC PWM 방식은 SVPWM을 기반으로 하기 때문에 디지털 구현이 용이하고, 출력 전류에서 고조파가 상대적으로 적게 발생하는 것으로 알려져 있다.^[7]

3. 제안하는 Z-소스 인버터의 제어 방식

그림 2의 등가회로에 나타난 바와 같이, Z-네트워크 커패시터

패시터는 ST 상태에서 방전하고, NST 상태에서 충전된다. NST 상태에서 충전 전류는 3상 인버터의 상태(유효전압 또는 영전압 출력)에 따라서 식 (4)와 (5)에 의해 표현된다. 해석의 편의상, PWM 한 주기(T_s)를 ST 구간과 NST 구간으로 나누고, NST 구간에서 유효전압 인가구간을 T_{eff} 영전압 인가구간을 T_0 라고 하면, 커패시터 전류는 다음과 같다.

$$i_C = \begin{cases} -i_L, & t = [0, T_{sh}) \\ i_L - i_{inv}, & t = [T_{sh}, T_{sh} + T_{eff}) \\ i_L, & t = [T_{sh} + T_{eff}, T_{sh} + T_{eff} + T_0] \end{cases} \quad (8)$$

식 (8)을 이용하여 PWM 한 주기(T_s) 동안의 커패시터 평균전류($\bar{i}_C$) 모델을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\bar{i}_C = \bar{i}_L(1 - 2D_{sh}) - \bar{i}_{inv} \quad (9)$$

상기 식에서 $\bar{i}_L$ 은 PWM 한 주기 동안의 Z-네트워크 인덕터 평균 전류로서, 그림 3과 같은 MSVMBC PWM 방식을 사용하는 경우 PWM 반송파 신호의 모서리에 동기화 하여 A/D 변환을 함으로써 검출할 수 있다. $\bar{i}_{inv}$ 는 PWM 한 주기 동안의 인버터 부하 전류의 평균으로서, 별도의 전류 센서 없이 인버터에서 검출한 부하 측상 전류 및 유효 백터 인가 시간으로부터 계산할 수 있다.^[8]

식 (9)에서, 커패시터의 평균전류는 Z-네트워크 인덕터의 평균전류, 인버터 부하의 평균전류, 그리고 ST 시비율에 의해 결정된다. 인버터 부하 전류의 경우 인버터 제어에 의해 독립적으로 결정되므로, 입력 변수로 볼 수 있다. Z-소스 인버터에서 ST 시비율 D_{sh} 는 정상 상태에서 다음과 같은 관계를 가진다.

$$D_{sh} = \frac{v_C - v_{in}}{2v_C - v_{in}} \quad (10)$$

식 (10)을 식 (9)에 대입하면 다음과 같다.

$$\bar{i}_C = \frac{v_{in}}{(2v_C - v_{in})} \bar{i}_L - \bar{i}_{inv} \quad (11)$$

식 (11)로부터 커패시터 평균전류는 인버터 부하 전류를 전향 보상함으로써 인덕터 평균전류에 의해 직접적으로 제어 가능함을 알 수 있다. 따라서, 전압제어기의 출력 $\bar{i}_C^*$ 로부터 Z-네트워크 인덕터 전류지령($\bar{i}_L^*$)을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\bar{i}_L^* = \frac{(2v_C - v_{in})}{v_{in}} (\bar{i}_C^* + \bar{i}_{inv}) \quad (12)$$

Fig. 4 Block diagram Z-network capacitor voltage controller

Fig. 5 Block diagram Z-network inductor current controller

식 (12)에 의해 얻어진 인덕터 전류 지령에 따라서 인덕터 전류 제어가 원만하게 이루어진다고 가정하면, 이것은 커패시터의 평균전류를 직접 제어하는 것과 동일한 효과를 얻을 수 있다. 일반적으로 전압제어기의 대역폭은 전류 제어기의 대역폭보다 충분히 작은 값을 갖도록 설계되므로, 전압제어기 측면에서 전류제어기의 전달 함수는 1의 값을 갖는다고 가정할 수 있다.^[5] 이러한 가정 하에 인덕터 전류제어를 포함하는 커패시터 전압제어 시스템의 구성은 그림 4와 같이 간략화하여 표현할 수 있다. 그림 4에서 k_{pv} , k_{iv} 는 전압제어기의 비례 및 적분 이득이고, 전압제어기의 출력 $\bar{i}_C^*$ 는 커패시터 평균전류의 지령을 의미한다. 커패시터의 등가직렬저항(ESR)은 일반적으로 아주 작은 값을 갖기 때문에 ESR에 의한 전압제어 특성 변화는 거의 없다고 볼 수 있다. 이러한 이유로 그림 4에서 커패시터 ESR을 무시하였다.

전압제어기의 출력 $\bar{i}_C^*$ 는 식 (12)에 의해 $\bar{i}_L^*$ 로 변환된다. Z-네트워크 인덕터 전류제어기에서 ST 시비율 대신에 인덕터의 평균전압($\bar{v}_L$)을 출력하도록 하면 전류제어 시스템은 그림 5와 같이 표현된다. 그림 5에서 k_{pc} , k_{ic} 는 각각 전류 제어기의 비례 및 적분 이득이고, R 과 L 은 Z-네트워크 인덕터의 ESR과 인덕턴스이다.

Z-소스 인버터가 정상적인 상태에서 동작하는 경우, 식(2), (3)으로부터 Z-네트워크 인덕터의 PWM 한 주기 동안의 평균 전압($\bar{v}_L$) 모델을 구하면 다음과 같다.

$$\bar{v}_L = v_C D_{sh} + (v_{in} - v_C)(1 - D_{sh}) \quad (13)$$

식 (13)에서 인덕터 평균전압($\bar{v}_L$)이 지령($\bar{v}_L^*$)과 동일하다고 하면, 그림 5의 전류제어기 출력인 인덕터 평균전압 지령($\bar{v}_L^*$)으로부터 ST 시비율을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$D_{sh} = \frac{\bar{v}_L^* - v_{in} + v_C}{2v_C - v_{in}} \quad (14)$$

Fig. 6 Overall control block diagram for the peak dc-link voltage control of the ZSI

본 논문에서 제안하는 전압제어 시스템의 동작 순서를 정리하면 다음과 같다. 전압제어기에서 커패시터 전류지령(i_C^*)을 출력하면, 커패시터 평균전류 모델을 이용하여 이 값을 인덕터 전류지령($\bar{i}_L^*$)으로 변환한다. 전류 제어기에서는 인덕터 평균전압 지령($\bar{v}_L^*$)을 출력하며, 식 (14)를 이용하여 ST 시비율(D_{sh})을 구한다. 공간벡터 PWM에 의해 얻어진 각각의 유효벡터 인가 시간들(T_1 , T_2)과 D_{sh} 로부터 구한 T_{sh} 를 이용하여 그림 3과 같은 MSVMBC PWM 패턴을 생성한다.

Z-소스 인버터의 커패시터 전압제어 시스템의 전체 구성은 그림 6과 같다. Z-소스 인버터에서는 유효전압 출력 구간에서 dc-link 전압은 $2V_C - v_{in}$ 이 되기 때문에 그림 6에서와 같이 dc-link 전압지령(v_{dc}^*)은 Z-네트워크 커패시터 전압지령(v_C^*)으로 변환된다.^[1] 그림 6의 전압제어기는 그림 4에 나타난 바와 같이 PI 제어기로 구성되며, 그림 6의 평균전류 모델은 식 (12)를 의미한다. 그림 6의 전류 제어기는 그림 5에 나타난 바와 같이 PI 제어기로 구성되며, 그림 6의 평균전압 모델은 식 (14)를 의미한다. PWM 로직은 그림 3의 MSVMBC PWM 패턴을 생성하고, 인버터 부하 전류 추정기는 인버터 상 전류 및 스위칭 상태 정보를 이용하여 $\bar{i}_{inv}$ 를 구한다.^{[8],[9]}

그림 5에서 v_C^* 와 v_C 사이의 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{v_C}{v_C^*} = \frac{k_{pv}s + k_{iv}}{Cs^2 + k_{pv}s + k_{iv}} \quad (15)$$

식 (15)에서 전달함수의 분모를 표준 2차 시스템의 특성 방정식 $s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2$ 과 같다고 보면, 비례 및 적분 이득들은 감쇠비(ζ)와 비감쇠 고유주파수(ω_n)에 따른 2차 시스템의 응답 특성을 이용하여 다음과 같이 설정할 수 있다.^[5]

$$k_{pv} = 2\zeta\omega_n, \quad k_{iv} = C\omega_n^2 \quad (16)$$

전압제어기로서 적분-비례 (IP) 제어기를 사용하는 경우 전압 지령이 계단으로 변화하는 경우 전압 응답에서 오버 슈트를 억제할 수 있으며^[5], 이 경우의 비례 및 적분 이득은 식 (16)과 동일하고, 제어기의 구조만 IP 제어기 형태로 변경된다. 본 논문에서는 전압 제어기로 IP 제어기를 채택하였다.

그림 6에서 전류 지령과 전류 응답 사이의 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{\bar{i}_L}{\bar{i}_L^*} = \frac{k_{pc}s + k_{ic}}{Ls^2 + (k_{pc} + R)s + k_{ic}} \quad (17)$$

전류 제어기의 비례 및 적분 이득들을 다음과 같이 설정하면, 식 (17)의 전달함수는 대역폭이 ω_{cc} 인 1차 저역통과필터가 된다.^{[5],[10]} 따라서, 식 (18)과 같이 전류 제어기의 비례 및 적분 이득을 설정함으로써 Z-네트워크 인덕터의 전류 응답이 원하는 대역폭을 갖도록 할 수 있다.

$$k_{pc} = L\omega_{cc}, \quad k_{ic} = R\omega_{cc} \quad (18)$$

기존의 Z-소스 인버터 전압제어 방식에서는 특정 동작 점에서 선형화를 통해 구한 D_{sh} 에 대한 인덕터 전류 응답의 전달함수를 이용하여 주파수 영역에서 전류 제어를 설계하고, 마찬가지로 특정 동작 점에서 선형화를 통해 인덕터 전류에 대한 커패시터 전압 응답의 전달함수를 구하여 전압 제어를 설계한다. 따라서, 선형화 및 보드 선도와 같은 다소 복잡한 설계 과정을 필요로 한다.^[3] 또한, 동작 점이 변동하는 경우 전달 함수가 바뀌게 되어 특정 동작 점 기반으로 설계된 제어기 이득을 사용하는 경우 제어 특성이 저하될 가능성이 있다. 반면에, 본 논문에서 제안하는 Z-소스 인버터 전압제어 방식에서는 커패시터의 평균전류 및 인덕터의 평균전압을 이용하여 전압 및 전류 제어를 설계하므로 모든 동작 점에서 원하는 제어 특성을 갖도록 할 수 있다. 또한, 전압 및 전류 제어기의 이득들을 각각 식 (16), (18)에 의해서 Z-네트워크 파라미터(C, L, R)들과 설계 사양($\zeta, \omega_n, \omega_{cc}$)만을 이용하여 직접 구할 수 있는 특징이 있다.

기존 제어 방식의 경우 인덕터 전류, 커패시터 전압 및 입력 전압을 검출하여 제어에 사용한다. 또한, 인버터에서도 전류 제어를 위해 상 전류를 검출하는 것이 일반적이다. 따라서, 본 논문에서 제안하는 방식이 특별히 더 많은 센서를 필요로 하는 것은 아니다.

4. 시뮬레이션 및 실험

제안한 전압 제어 방식의 효과를 파악할 목적으로 표 1

Table 1 Z-source inverter parameters

Input voltage	20 [V]
Z-network inductance	2000 [μ H]
ESR of Z-network inductance	0.43 [Ω]
Z-network capacitance	470 [μ F]
Load resistance	9.4 [Ω]
Load inductance	4 [mH]

의 조건을 이용하여 시뮬레이션 및 실험을 진행하였다. Z-소스 인버터의 PWM 주파수는 10kHz로 설정하였다. 시뮬레이션 및 실험에서 전류 제어기의 대역폭은 모두 3,000 [rad/s]로 설정하였으며, 전류 제어기의 이득은 식 (18)로부터 직접 구하였다. 전압 제어기는 IP 제어기를 사용하였고, 전압 제어기 이득은 식 (16)으로부터, $\zeta=1$, $\omega_n=200$ 으로 설정하여 구하였다.

그림 7은 Z-네트웍 인덕터의 전류제어 응답 특성을 파악할 목적으로 전압 제어기를 비활성화 시킨 상태에서 Z-네트웍 인덕터의 전류 지령을 0.5[A]에서 1[A]로 계단 형태로 변화시켰을 때의 시뮬레이션 결과이다. 그림 8은 그림 7에서 전류 지령이 변화하는 부분을 확대한 것이다. 전류 제어기의 설계 대역 폭이 3,000 [rad/s] 이므로 시정수는 0.33 [ms]가 되어야 한다. 그림 8의 전류 응답을 살펴보면, 설계 값과 거의 동일한 응답을 보이고 있음을 알 수 있다. 그림 9는 그림 7의 시뮬레이션과 동일한 조건에서 진행된 실험 결과로, 시뮬레이션과 유사한 응답 특성을 보인다. 그림 7과 그림 9로부터 제안된 방식에 의한 Z-네트웍 인덕터의 전류제어 특성이 적절함을 알 수 있다.

그림 10은 내부의 전류제어기와 외부의 전압제어기가 모두 활성화된 상태에서 얻은 전압 제어에 대한 시뮬레이션 결과이다. 그림 10에서 커패시터 전압 지령은 25[V]에서 30[V]로 계단 형태로 변화시켰다. 전압 제어기에서는 Z-네트웍 커패시터의 평균전류 지령을 출력하고, 식 (12)에 의해 Z-네트웍 인덕터의 평균전류 지령으로 변환된다. 또한, 내부의 전류제어기에 의해 Z-네트웍 인덕터의 전류 제어가 수행된다. 그림 11은 그림 10의 시뮬레이션과 동일한 조건에서 진행된 실험 결과이다. 그림 10과 11로부터 제안된 방식에 의해 전압제어 응답 특성이 적절함을 알 수 있다.

그림 11은 Z-네트웍 커패시터 전압제어에 대한 실험 결과이다. 그림 11에서 커패시터 전압 지령을 25 [V]에서 30 [V]로 계단 형태로 변화시켰으며, 적절한 과도 응답 특성을 보여주고 있다.

5. 결 론

본 논문에서는 Z-네트웍 커패시터의 평균전류 모델에 기반한 전압제어기와 Z-네트웍 인덕터의 평균전압 모델

Fig. 7 Simulation result for the Z-network inductor current control

Fig. 8 Simulation result for the Z-network inductor current control

에 기반한 전류제어기로 구성되는 Z-소스 인버터의 커패시터 전압제어 방식을 제안하였고, 제안한 방식의 효과를 시뮬레이션과 실험을 통해 검증하였다.

Fig. 9 Experimental result for the Z-network inductor current control

Fig. 10 Simulation result for the Z-network capacitor voltage control

Fig. 11 Experimental result for the Z-network capacitor voltage control

제안한 방식은 소신호 모델을 이용하지 않기 때문에 설계 과정이 비교적 단순하고, 제어기 이득들을 쉽게 설정할 수 있는 특징이 있다. 향후, Z-소스 인버터의 전기적 용량을 키워 제안된 방식의 신뢰성 및 안정도를 평가하고, 기존의 소신호 모델 기반의 제어 방식과 비교하는 연구를 진행할 계획이다.

본 연구는 목포해양대학교 장기연수 연구비 지원으로 수행되었습니다.

References

- [1] Y. Huang, M. Shen, F. Z. Peng, and J. Wang, "Z-Source Inverter for Residential Photovoltaic Systems," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 21, No. 6, pp. 1776-1782, Nov. 2006.
- [2] T.-W. Chun, Q.-V. Tran, H.-G. Kim, "Control of Single-Phase Grid-Connected Photovoltaic System using a Z-Source Inverter," *Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 13, No. 5, pp. 369-375, Oct. 2008.
- [3] O. Ellabban, J. VanMierlo, and P. Lataire, "A DSP-Based Dual-Loop Peak DC-link Voltage Control Strategy of the Z-Source Inverter," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 29, No. 9, pp. 4088-4097, Jul. 2012.
- [4] V. P. Galigekere and M. K. Kazimierczuk, "Small-signal modeling of PWM Z-source converter by circuit-averaging technique," *IEEE Int. Symp. Circuits Syst.*, pp. 1600 - 1603, 15 - 18 May, 2011.
- [5] S.-K. Sul, *Control of Electric Machine Drive Systems*, John Wiley & Sons, New Jersey, 2011.
- [6] M. Shen and F. Z. Peng, "Operation modes and characteristics of the Z source inverter with small inductance or low power factor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 55, No. 1, pp. 89-96, Jan. 2008.
- [7] Q.-V. Tran, T.-W. Chun, J.-R. Ahn, and H.-H. Lee, "Algorithms for Controlling Both the DC Boost and AC Output Voltage of Z-Source Inverter," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 54, No. 5, pp. 2745-2750, Oct. 2007.
- [8] W.-C. Lee and D.-S. Hyun, "Single sensor current control of a three-phase voltage-source PWM converter using predictive state observer," *Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 4, No. 3, pp. 249-256, Jun. 1999.
- [9] J.-I. Ha, "Voltage injection method for three-phase current reconstruction in PWM inverters using a single sensor," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 24, No. 3, pp. 767-775, Mar. 2009.
- [10] K.-W. Lee, "Design and Implementation of a Current Controller for Boost Converters Using a DSP," *Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 17, No. 3, pp. 259-265, Jun. 2012.

이광운(李光雲)

1971년 1월 16일생. 1993년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 졸업(공학박). 2000년~2007년 삼성전자 책임연구원. 2007년~2008년 고려대 BK21 연구교수.

2013년~2014년 University of Michigan-Dearborn 방문교수. 2008년~현재 목포해양대 전자공학과 부교수. 당 학회 편집위원.