

# 불평형 전압 조건에서 스위칭 소자의 전류 용량과 순환전류를 고려한 HVDC-MMC 제어기법

문지우<sup>†,1</sup>, 배득우<sup>1,2</sup>, 박정우<sup>2</sup>, 강대욱<sup>2</sup>, 유동욱<sup>2</sup>, 김장목<sup>1</sup>

## Control of HVDC-MMC Considering the Switching Device's Current Capacity and Circulating Current under Unbalanced Voltage Conditions

Ji-Woo Moon<sup>†,1</sup>, Deuk-Woo Pae<sup>1,2</sup>, Jung-Woo Park<sup>2</sup>, Dea-Wook Kang<sup>2</sup>,  
Dong-Wook Yoo<sup>2</sup>, and Jang-Mok Kim<sup>1</sup>

**Abstract** - This paper proposes a control method for high voltage direct current(HVDC) with modular multilevel converter (MMC) under unbalanced voltage conditions considering the submodule(SM)'s current capacity and circulating current. It is aimed to propose a control method in which the current peak value does not exceed the maximum value of HVDC-MMC by considering the current capacity of the SM under unbalance voltage conditions. And it analyzes the effect of the unbalanced voltage on circulating currents in MMC and then proposes a control method considering each component of circulating currents under unbalanced voltages. The effectiveness of the proposed controlling method is verified through simulation results using PSCAD/EMTDC.

**Keywords:** modular multilevel converter(MMC), circulating current, unbalance, current limit, high voltage direct current(HVDC)

### 1. 서 론

현재 중국의 대규모 high voltage direct current (HVDC) 투자 계획과 유럽의 super grid, 북미의 2030 프로젝트 등과 같이 대용량 전력전송 및 이종 계통망 연계를 통한 전력계통의 효율과 신뢰성을 향상시키기 위한 HVDC 시스템에 대한 투자 및 연구가 확대되고 있다. 이러한 HVDC 시스템은 전류형 HVDC와 전압형 HVDC로 구분할 수 있으며, 특히 신재생 에너지의 증가에 따라 전력계통의 안정화를 위해 능동적인 제어가 가능한 전압형 HVDC 시스템에 대한 관심이 고조되고 있다.<sup>[1]-[2]</sup> 전압형 HVDC의 경우, 전류형 HVDC와 비교하

여 유효전력과 무효전력의 독립제어가 가능하며, 계통측 필터 사이즈의 감소, pulse width modulation(PWM) 방식의 사용으로 빠른 과도응답특성, 전환 과정을 돕기 위한 변압기가 필요 없다는 장점을 가진다.<sup>[3]</sup> 이러한 장점 때문에 전압형 HVDC의 사용이 제안되었고, 현재 modular multilevel converter(MMC)을 이용한 전압형 HVDC에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 그림 1은 6개의 암으로 이루어진 3상 MMC의 구조를 보여준다. 한 개의 암은 half-bridge 형태의 모듈을 직렬로 연결하여 구성하게 된다.

현재 MMC를 제어하기 위한 많은 연구가 진행되고 있으며,<sup>[3]-[12]</sup> 불평형 전압 발생시 MMC의 AC측 전류를 정상분 성분과 역상분 성분으로 분리하여 제어하는 dual vector current control(DVCC) 방법이 많이 사용되고 있다.

참고문헌 [3]에서는 불평형 전압 발생시 DVCC를 이용하여 AC측 전류를 제어하고, 이에 따른 각 상의 순시 전력을 분석하였다. 제안한 방식의 경우 AC측 역상분 전류를 0A로 제어함으로써, AC측 유효전력에 기본파 주파수의 두 배의 맥동이 존재하는 단점을 가지고 있으며, 유효전력의 맥동으로 인해 DC-link 전압의 맥동이

Paper number: TKPE-2013-18-3-10 ISSN: 1229-2214  
<sup>†</sup> Corresponding author: hoopman99@keri.re.kr, Power Conversion & Control Research Center, Korea Electrotechnology Research Institute  
 Tel: +82-55-280-2476 Fax: +82-55-280-1490  
<sup>1</sup> Department of Electrical Engineering, Pusan National University  
<sup>2</sup> Power Conversion & Control Research Center, Korea Electrotechnology Research Institute  
 Manuscript received Feb. 25, 2013; accepted Mar. 25, 2013

나타나는 단점이 있다. 따라서 참고문헌 [3]에서는 DC-link 전압의 맥동을 제거하기 위하여 추가적인 제어기를 통하여 DC-link단 전압을 제어하는 방식을 제안한 바 있다.

참고문헌 [4]는 2상 정지 좌표계에서 proportional-resonant (PR) 제어기를 이용하여 MMC를 제어하는 제어 방법을 제안하였다. 2상 정지 좌표계에서 PR 제어기를 사용할 경우 정상분 성분과 역상분 성분의 분리 없이 2개의 PR제어기만으로 정상분 전류와 역상분 전류를 제어할 수 있는 장점이 있다.<sup>[14]</sup> 하지만 resonant 제어기의 경우 하나의 주파수에만 반응을 하기 때문에 기본파 이외의 고조파 성분이 포함되어 있는 경우 고조파를 제거하기 위한 resonant 제어기가 추가되어야 하는 단점을 가지고 있다. 또한 제안한 제어 방식의 경우 AC축 역상분 전류를 0으로 제어하여 AC축 유효전력에 기본파 주파수의 두 배의 맥동이 존재하는 단점을 가지고 있다.

참고문헌 [2]는 DVCC를 이용할 경우, 역상분 전류 지령치를 계산하는 방식을 제안하였다. 제안된 방식의 경우 MMC의 계통측 인덕턴스 성분을 고려한 유효전력의 맥동을 분석하고 인덕턴스에 의한 맥동 성분도 보상하는 방식을 제안하였다. 하지만 제안한 방식의 경우 역상분 전류의 주입에 따른 AC축 전류의 peak치가 증가하게 되며, 이로 인하여 스위칭 소자에 흐르는 전류가 증가하게 되어 정격전류 이상으로 상승할 수 있다.

불평형 전압 발생시 MMC를 제어하는 기존 제어 방식들을 정리하면 크게 두 가지 방식으로 나눌 수 있다. 첫 번째 방법은 불평형 전압 발생시 역상분 전류를 0으로 제어하고, 정상분 전류를 기존의 2-level 방식의 전류제한 방식을 이용하여 스위칭 소자에 흐르는 전류의 크기를 제한한다. 하지만 이 방식의 경우 MMC의 AC축 유효전력에 기본파 주파수의 두 배의 맥동이 존재하는 단점을 가지고 있다. 두 번째 방법은 불평형 전압 발생시 역상분 전류를 주입하여 MMC의 AC축 유효전력의 맥동을 저감하는 제어 방식이다.<sup>[2]</sup> 하지만 이 방식의 경

우 역상분 전류의 주입에 따라 스위칭 소자에 흐르는 전류의 크기가 증가하게 되며 이를 정격 전류 이내로 제한하기 위하여 별도의 전류제한이 필요하게 된다.

본 논문에서는 불평형 전압 발생시 MMC를 제어하는 제어기법에 대하여 제안한다. 불평형 전압 발생시 MMC를 안정적으로 제어하기 위하여, 첫째 역상분 전류를 주입하여 AC축 유효전력의 맥동을 저감하면서 스위칭 소자의 최대 허용전류 이내로 MMC를 제어하는 제어기법에 대하여 제안한다. 둘째, 역상분 전류의 주입에 따라 발생하게 되는 순환전류의 정상분 전류와 역상분 전류를 고려한 새로운 제어 기법에 대하여 제안하였다. 제안된 방법은 시뮬레이션을 통하여 그 타당성을 검증하였다.

## 2. 계통 연계형 컨버터 시스템

불평형 전압 발생시 계통 연계형 PWM 컨버터의 유효전력 및 무효전력을 나타내면 식 (1)과 같다.<sup>[13]-[15]</sup> 여기서 계통측으로 주입되는 전체 유효전력을 표현하면 식 (2)와 같다. 식 (2)에서 전체 유효전력은 계통주파수의 두 배의 성분이 맥동으로 발생하게 되는 것을 확인할 수 있다. 여기서 윗첨자 p는 정상분 성분, n은 역상분 성분, 아래첨자 d는 동기좌표계 d축, q는 동기좌표계 q축이다.

$$\begin{bmatrix} P_0 \\ Q_0 \\ P_{\sin 2} \\ P_{\cos 2} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_d^p & V_q^p & V_d^n & V_q^n \\ V_q^p - V_d^p & V_q^n - V_d^n & -V_d^p & -V_d^n \\ V_q^n - V_d^n - V_q^p & V_d^p & V_d^p & V_d^n \\ V_d^n & V_q^n & V_d^p & V_q^p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^p \\ i_q^p \\ i_d^n \\ i_q^n \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$P = P_0 + P_{\sin 2} \sin 2\omega t + P_{\cos 2} \cos 2\omega t \quad (2)$$

계통측에 맥동이 없는 일정한 유효전력을 공급하기 위해서는  $P_{\sin 2}$  와  $P_{\cos 2}$  를 0으로 제어하면 유효전력의 맥동을 제거할 수 있다. 식 (1)에서 PLL을 통하여  $V_d^p=0$ 이 되도록  $\theta$ 를 결정하는 경우  $P_{\sin 2}$  와  $P_{\cos 2}$  성분을 역상분 전류로 나타내면 식 (3), (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$i_d^n = \frac{V_q^n}{V_q^p} i_d^p - \frac{V_d^n}{V_q^p} i_q^p \quad (3)$$

$$i_q^n = -\frac{V_d^n}{V_q^p} i_d^p - \frac{V_q^n}{V_q^p} i_q^p \quad (4)$$

그림 2는 3상 MMC에서의 단상 등가회로를 보여준다. 여기서  $i_{pk}$ ,  $i_{nk}$ 는 상단 암(upper arm), 하단 암(lower arm)의 전류이며,  $i_{diffk}$ 는 상단 암과 하단 암의 평균전류(inner unbalanced current)이며,  $e_{pk}$ ,  $e_{nk}$ 는 상단, 하단 암 전압,  $V_k$ 는 AC축 전압,  $k$ 는 a, b, c상을 나타낸다.

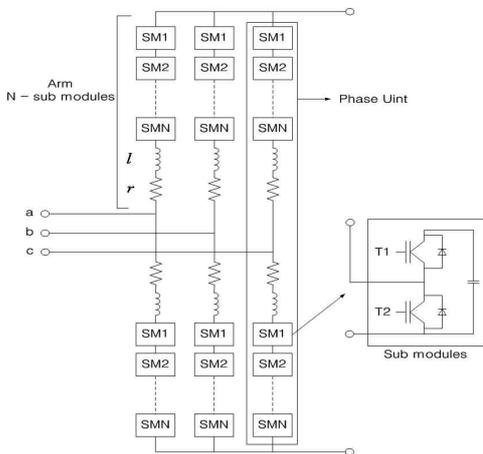


Fig. 1 Basic structure of MMC

그림 2에 따라 MMC의 AC측 전압 방정식은 식 (5)와 같이 주어진다. 여기서  $R' = R+r/2$ ,  $L' = L+l/2$ ,  $i_k$ 는 계통측 상전류이며, 아래첨자 p는 상단 압, n은 하단 압을 나타낸다.  $e_k$ 는 electromotive force(EMF)이며 식 (6)과 같이 정의된다.

$$V_k = e_k - R' i_k - L' \frac{di_k}{dt} \tag{5}$$

$$e_k = \frac{e_{nk} - e_{pk}}{2} \tag{6}$$

불평형 전압이 발생하게 되면 계통측 전압에 정상분과 역상분 성분이 발생하므로 식 (5)를 정상분과 역상분으로 나타내면 식 (7)과 같다.

$$V_k^p + V_k^n = e_k^p + e_k^n - R' (i_k^p + i_k^n) - L' \frac{d}{dt} (i_k^p + i_k^n) \tag{7}$$

정상분 전류와 역상분 전류를 제어하기 위해서는 각각의 성분으로 분리하여 제어하므로 식 (7)을 분리하여 2상 동기 좌표계로 좌표변환을 실시하면 식 (8), (9)와 같이 나타내어진다.

$$\frac{di_{dq}^p}{dt} = -\frac{1}{L'} V_{dq}^p + \frac{1}{L'} e_{dq}^p - \frac{R'}{L'} i_{dq}^p \pm 2\omega i_{qd}^p \tag{8}$$

$$\frac{di_{dq}^n}{dt} = -\frac{1}{L'} V_{dq}^n + \frac{1}{L'} e_{dq}^n - \frac{R'}{L'} i_{dq}^n \mp 2\omega i_{qd}^n \tag{9}$$

위 식을 바탕으로 PI 제어기로 전류 제어를 구성하면 식 (10), (11)로 제어를 구성할 수 있다. 그림 3은 정상분과 역상분 전류제어기 블록도를 보여준다. 여기서  $i_{dq}^p$ 는 정상분 d-q축 전류,  $i_{dq}^n$ 은 역상분 d-q축 전류,  $V_{dq}^p$ 는 정상분 d-q축 계통전압,  $V_{dq}^n$ 은 역상분 d-q축 계통전압,  $e_{dq}^p$ 는 정상분 d-q축 EMF,  $e_{dq}^n$ 은 역상분 d-q축 EMF이다.

$$e_{dq}^p = V_{dq}^p + PI[i_{dq}^{p*} - i_{dq}^p] \mp 2\omega L' i_{qd}^p \tag{10}$$

$$e_{dq}^n = V_{dq}^n + PI[i_{dq}^{n*} - i_{dq}^n] \pm 2\omega L' i_{qd}^n \tag{11}$$

### 3. 순환전류 제어

MMC는 DC-link 전압과 전체 sub module(SM)의 커패시터 전압의 차이에 의하여 각각의 압에 전압 차이가 존재하게 되며 이로 인하여 압에  $i_{diffk}$ 가 존재하게 되는 문제점이 있다.  $i_{diffk}$ 는 식 (12)와 같이 정의되며 DC 성분인  $i_{dc}/3$ 과 AC 성분인  $i_{zk}$ 로 구성된다. 여기서  $i_{zk}$ 는 순환전류로서, 계통전압이 정상상태일 경우 순환전류는 기본파 주파수의 두 배의 주파수로 회전하는 역상분 성분이다.<sup>[3],[4],[7]</sup> 순환전류는 손실을 증가시키고 스위칭 소자에서 사용할 수 있는 AC 성분의 전류 크기를 감소시키기 때문에 제거되어야 하는 성분이다.

$$i_{diffk} = \frac{i_{pk} + i_{nk}}{2} = \frac{i_{dc}}{3} + i_{zk} \tag{12}$$

계통전압에 불평형이 발생하게 되면 MMC의 상단, 하단 압 전압 및 전류는 정상분과 역상분으로 나타내게 되므로 식 (13)~(16)으로 나타내어진다. 여기서  $V_{diffk}$ 는 순환전류를 제어하기 위한 전압 지령치이며,  $\alpha_+$ ,  $\alpha_-$ 는 정상분과 역상분 전압의 위상각,  $\gamma_+$ ,  $\gamma_-$ 는 정상분과 역상분 전류의 위상각,  $k_k^p = E_k^p / V_{dc}$ ,  $k_k^n = E_k^n / V_{dc}$ ,  $m_k^p = (i_k^p/2)/i_{diffk}$ ,  $m_k^n = (i_k^n/2)/i_{diffk}$  이다.

$$V_{pk} = \frac{V_{dc}}{2} - (e_k^p + e_k^n) - V_{diffk} = \frac{V_{dc}}{2} - \left( E_k^p \sin(\omega t + \alpha_+) + E_k^n \sin(\omega t + \alpha_-) \right) - V_{diffk} \tag{13}$$

$$V_{nk} = \frac{V_{dc}}{2} \left[ 1 - \left( \frac{k_k^p \sin(\omega t + \alpha_+)}{+k_k^n \sin(\omega t + \alpha_-)} \right) - U_{diffk} \right] \tag{14}$$

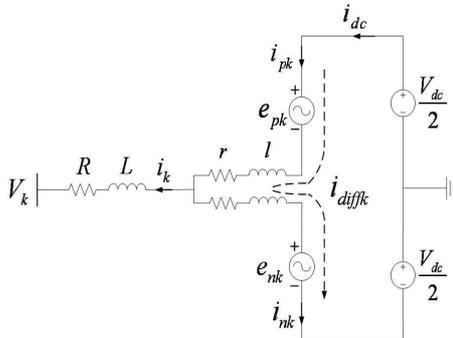


Fig. 2 Single-phase equivalent circuit of the three-phase MMC

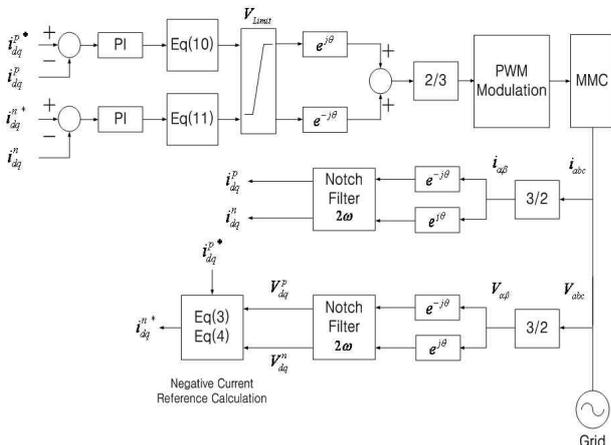


Fig. 3 Positive sequence & negative sequence inner current controller

$$i_{pk} = i_{diffk} + (i_k^p/2) + (i_k^n/2) = i_{diffk}[1 + m_k^p \sin(\omega t + \gamma_+) + m_k^n \sin(\omega t + \gamma_-)] \quad (15)$$

$$i_{nk} = i_{diffk}[1 - m_k^p \sin(\omega t + \gamma_+) - m_k^n \sin(\omega t + \gamma_-)] \quad (16)$$

각 상의 순시 전력은 식 (17)과 같이 나타내어지며 식 (13)~(16)을 식 (17)에 대입하여, 각각의 주파수 성분으로 분리하면 식 (18)과 같다. 여기서  $K_k^0$ 는 DC 성분,  $K_k^{2p}$ 는 기본과 주파수의 두 배의 주파수로 회전하는 정상분 성분,  $K_k^{2n}$ 는 기본과 주파수의 두 배의 주파수로 회전하는 역상분 성분,  $K_k^{2z}$ 는 기본과 주파수의 두 배의 주파수로 회전하는 영상분 성분,  $U_{diffk}$ 는 순환전류를 제어하기 위한 제어전압의 크기이다. 식 (18)에서  $a$ 상의 성분을 나타내면 식 (19)~(22)와 같다. 따라서 각 상의 순시전력은 DC 성분과 역상분 성분뿐만 아니라, 정상분 성분과 영상분 성분이 나타나는 것을 확인할 수 있다. 그림 4는 불평형 전압 발생시 MMC의 등가회로를 보여 준다.

$$p_{PUk} = V_{pk}i_{pk} + V_{nk}i_{nk} \quad (17)$$

$$p_{PUk} = \frac{V_{dc}i_{diffk}}{2} [K_k^0 + K_k^{2p} + K_k^{2n} + K_k^{2z} - 2U_{diffk}] \quad (18)$$

$$K_a^0 = 2 - k_a^p m_a^p \cos(\alpha_+ - \gamma_+) - k_a^n m_a^n \cos(\alpha_- - \gamma_-) - k_a^z m_a^z \cos(\alpha_+ - \gamma_-) \quad (19)$$

$$K_a^{2p} = k_a^p m_a^p \cos(2\omega t + \alpha_+ + \gamma_-) \quad (20)$$

$$K_a^{2n} = k_a^n m_a^n \cos(2\omega t + \alpha_+ + \gamma_+) \quad (21)$$

$$K_a^{2z} = k_a^z m_a^z \cos(2\omega t + \alpha_+ + \gamma_+) + k_a^z m_a^z \cos(2\omega t + \alpha_+ + \gamma_-) \quad (22)$$

불평형 전압이 발생하게 되면 순환전류는 역상분 성분뿐만 아니라 정상분과 영상분 성분이 존재하게 된다. 여기서 전압은 AC측 전압 지령치 및 DC-link 전압에 의해 결정되는 함수이며 AC측 전류 제어기에 의해 결정되는 값이다. 따라서 순시 전력의 맥동을 제거하기 위해서는  $i_{diffk}$ 의 맥동 성분을 제거하여야 한다. 식 (12)의  $i_{diffk}$ 를 간략화 하여 정리하면 식 (23)과 같이 정의할 수 있다. 여기서  $i_k^p$ 는 순환전류의 정상분 성분,  $i_k^n$ 은 순환전류의 역상분 성분,  $i_k^z$ 는 순환전류의 영상분 성분,  $i_{dck}^0$ 는 DC 성분이다.

$$i_{diffk} = i_{dc}/3 + i_{zk} = i_k^p + i_k^n + i_k^z + i_{dck}^0 \quad (23)$$

각각의 성분들을 DVCC와 같은 방법으로 제어하기 위해서는 notch filter를 통하여 각각의 성분을 분리하고 PI제어기를 통하여 제어할 수 있다. 하지만 이 방법의 경우 제어기 구조가 복잡해지는 단점을 가지고 있다. 따라서 정상분과 역상분의 분리 없이 각각의 성분을 제어하기 위하여 3상 정지 좌표계에서 proportional-integral

-resonant (PIR) 제어기를 이용하여 제어기를 설계하였다.

계통측 전압이 정상상태일 경우에는 각 상에 흐르는  $i_{diffk}$ 는  $i_{dc}/3$ 으로 제어되어야 한다. 또한 불평형 전압 발생시에도 DVCC를 통하여 AC측 유효전력의 맥동을 0으로 제어하므로 각상의 유효전력은 동일하다. 따라서 각 상에 흐르는  $i_{diffk}$ 는 언제나  $i_{dc}/3$ 로 제어되어야 한다. 따라서 순환전류를 제어하기 위한 제어기를 식 (24)와 같이 구성한다. 순환전류는 기본과 주파수의 두 배의 주파수 성분만 존재하므로 resonant 제어기의 차단 주파수는 기본과 주파수의 두 배로 설정하면 된다.

$$V_{diffk-ref}^{mn} = PIR[(i_{dc}/3) - i_{diffk}] \quad (24)$$

$i_{dc}$ 는 각 상의  $i_{diffk}$ 의 합으로 정의되며, 3상 시스템에서 각각의 정상분 및 역상분 성분의 합은 0이므로,  $i_{dc}$ 를 간략화 하여 표현하면 식 (25)와 같이 표현된다.

$$i_{dc} = i_{diffa} + i_{diffb} + i_{diffc} = (i_a^z + i_b^z + i_c^z) + i_{dc}^0 \quad (25)$$

$i_{diffk}$  제어 시 지령치가  $i_{dc}/3$ 으로 인가되므로 순환전류를 제어하기 위한 제어 지령치에 영상분 성분의 맥동이 포함되어 있다. 따라서 PIR 제어기를 통하여 정상분과 역상분 성분의 맥동은 제거가 가능하나 영상분 성분의 맥동은 제거되지 않는다. 따라서 영상분 성분의 맥동을 제거하기 위한 제어기가 필요하다.

MMC에 손실이 없다고 가정하면 MMC의 AC측 유효전력과 DC측 유효전력은 동일하여야 한다. 또한 불평형 전압 발생시 AC측 유효전력의 맥동은 DVCC를 통하여 제거하기 때문에 맥동이 없다고 가정하면 DC측 유효전력은 식 (26)과 같으며 이때 AC측 유효전력과 DC-link

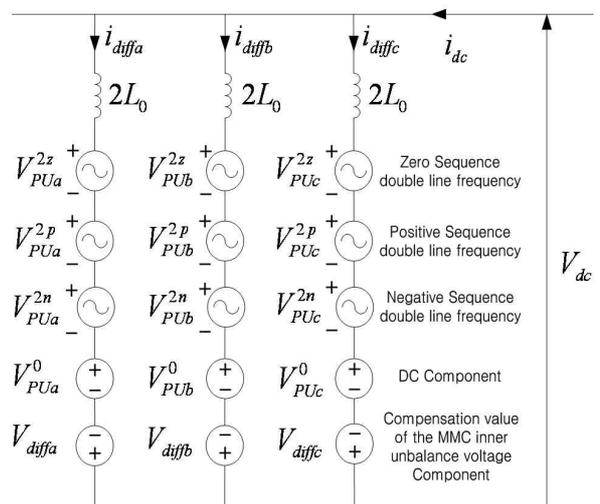


Fig. 4 Generalized equivalent circuit diagram of the MMC under unbalanced conditions

전압을 알고 있으므로 DC-link 전류 지령치를 계산할 수 있다. 이 전류 지령치는 순환전류의 정상분, 역상분 및 정상분 성분을 포함하지 않은 전류이므로 영상분 성분에 의한 전류 맥동을 제거하기 위한 지령치로 인가할 수 있다. 따라서 영상분 성분에 의한 맥동을 제거하기 위한 제어기를 식 (28)과 같이 구성할 수 있으며 각각의 성분을 제어하기 위한 제어 출력치는 식 (29)와 같이 정의된다. DC-link 전류 제어기의 경우 불평형 전압 발생 시 전류 맥동뿐만 아니라 과도상태에 따른 DC-link 전류의 맥동도 제어할 수 있는 특징을 가지고 있다. 그림 5는 제안한 순환전류 제어 블록도를 보여준다. 순환전류를 제어하기 위한 3개의 PIR 제어기와 DC 맥동을 제거하기 위한 한개의 PIR 제어기로 구성된다. 그림 6은 MMC를 제어하기 위한 전체 제어 블록도를 보여준다.

$$P_{ac} = P_{dc} = V_{dc} i_{dc} \quad (26)$$

$$i_{dc}^* = P_{ac} / V_{dc} \quad (27)$$

$$V_{diff-ref}^z = PIR [i_{dc}^* - i_{dc}] \quad (28)$$

$$V_{diffk} = V_{diffk-ref}^m + V_{diff-ref}^z \quad (29)$$

#### 4. SM의 전류 제한치를 고려한 전류 제한방법

순환전류가 0 [A]로 제어되고 있다고 가정하면 상단 압과 하단 압에 흐르는 전류는 식 (30), (31)과 같이 정의되며 AC측 전류는 식 (32)와 같다. 여기서  $i_k$ 는 AC측 전류이다.

$$i_{pk} = \frac{i_{dc}}{3} + \frac{i_k}{2} \quad (30)$$

$$i_{nk} = \frac{i_{dc}}{3} - \frac{i_k}{2} \quad (31)$$

$$i_k = i_{pk} - i_{nk} \quad (32)$$

식 (30), (31)을 AC측 전류로 표현하면 식 (33), (34)와 같이 표현된다.

$$i_k = 2 \left( i_{pk} - \frac{i_{dc}}{3} \right) \quad (33)$$

$$i_k = -2 \left( i_{nk} - \frac{i_{dc}}{3} \right) \quad (34)$$

SM의 스위칭 소자 전류 제한치를  $i_{SM-peak}$ 로 두고 AC측 최대 허용 전류를 구하면 식 (35)와 같이 표현된다.

$$i_{k-peak} = 2 \left( i_{SM-peak} - \left| \frac{i_{dc}}{3} \right| \right) \quad (35)$$

AC측 최대 허용전류는 식 (35)에 의해 제한되므로 AC측 정상분 전류와 역상분 전류는 식 (36)과 같이 제한된다.

$$|i_k^p| + |i_k^n| = \sqrt{(i_d^p)^2 + (i_q^p)^2} + \sqrt{(i_d^n)^2 + (i_q^n)^2} \leq i_{k-peak} \quad (36)$$

여기서 역상분 전류는 식 (3), (4)에 의해 결정되므로 식 (36)의 역성분 전류에 식 (3), (4)를 대입하면 역상분 전류의 크기는 식 (37)과 같이 표현되며 이를 정상분 전류 크기의 함수로 표현하면 식 (38)과 같이 표현된다. 여기서  $V^P = \sqrt{(V_d^p)^2 + (V_q^p)^2}$ ,  $V^N = \sqrt{(V_d^n)^2 + (V_q^n)^2}$ 이다.

$$\sqrt{(i_d^n)^2 + (i_q^n)^2} = \sqrt{\left( \frac{V_q^n}{V_q^p} i_d^p - \frac{V_d^n}{V_q^p} i_q^p \right)^2 + \left( -\frac{V_d^n}{V_q^p} i_d^p - \frac{V_q^n}{V_q^p} i_q^p \right)^2} \quad (37)$$

$$\sqrt{(i_d^n)^2 + (i_q^n)^2} = \frac{V^N}{V^P} \sqrt{(i_d^p)^2 + (i_q^p)^2} \quad (38)$$

식 (38)을 (36)에 대입하면 식 (39)와 같은 전류제한 조건을 얻을 수 있다.

$$(1 + V^N / V^P) \sqrt{i_p^{p^2} + i_p^{n^2}} \leq i_{k-peak} \quad (39)$$

역상분 전류와 정상분 d축 전류 지령치는 불평형 전압과 무효전력 지령치에 따라 결정되므로 허용할 수 있는 최대 정상분 q축 전류 지령치는 식 (40)과 같이 나타

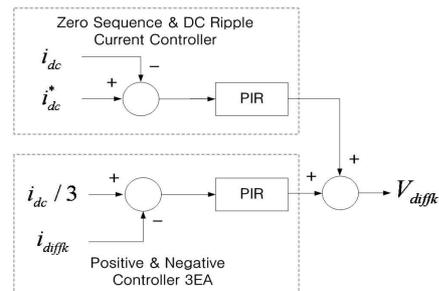


Fig. 5 Proposed circulating currents control scheme

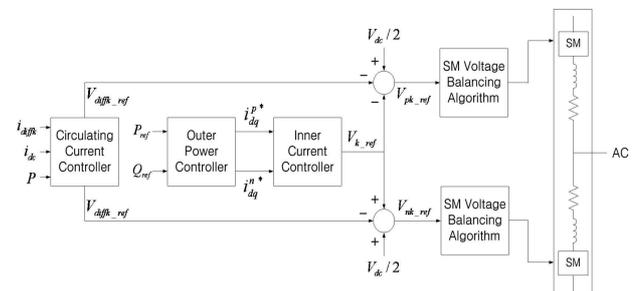


Fig. 6 Control scheme of the MMC including proposed circulating current control

난다. 따라서 정상분 q축 전류 지령치를 식 (40)의 제한치 이내로 제한하게 되면 스위칭 소자의 최대 허용전류 범위 이내에서 MMC를 제어할 수 있다. 그림 7은 전류 제한을 통한 전류 지령치를 계산하기 위한 제어 블록도를 보여준다. 계통전압이 정상상태인 조건에서 phase lock loop(PLL)을 통하여  $V_d^p=0$ 이 되도록  $\theta$ 를 결정하는 경우 유효전력과 무효전력 지령치에 의한 정상분 전류 지령치는 식 (41), (42)와 같이 정의되며 역상분 전류 지령치는 식 (3), (4)에 의해 결정된다. 식 (41)에 의해 출력된 정상분 q축 전류 지령치는 식 (40)에 의해 제한된다.

$$|i_q^p| = \sqrt{\left(i_{k-peak} \frac{V_p}{V_p + V_n}\right)^2 - i_d^{p^2}} \leq i_{q-peak}^p \quad (40)$$

$$i_q^p = \frac{2}{3} \frac{P}{V_q} \quad (41)$$

$$i_d^p = \frac{2}{3} \frac{Q}{V_q} \quad (42)$$

### 5. 시뮬레이션

시뮬레이션은 PSCAD/EMTDC를 이용하여 시뮬레이션을 실시하였으며 그림 8과 같은 구조로 시뮬레이션을 실시하였다. 시뮬레이션에 사용한 파라미터는 표 1과 같다. PWM 방식 및 SM의 커패시터 전압 balancing 알고리즘은 참고문헌 [7]의 modified PSC-PWM 방식을 이용하였다.

그림 9는 불평형 전압 발생시 역상분 전류의 크기를 고려하지 않았을 때의 시뮬레이션 결과를 보여준다. MMC의 유효전력 지령치는 2.5 [MW]에서 4.5 [MW]로 지령하였다. 불평형 전압은 0.8[s]에서 a상의 전압을 지락 시켜 불평형 전압을 인가하였으며, 이때 암의 전류 크기를 확인하였다. 그림 (a)와 (b)는 계통측 전압과 MMC측 AC 전류를 보여주며, (c)는 각상의 암 전류를 보여준다. 역상분 전류에 의한 전류의 상승분을 고려하지 않았기 때문에 암의 전류는 전류 제한치 이상으로 상승하는 것을 확인할 수 있다. 따라서 역상분 전류에 의한 전류의 상승분을 고려하여 정상분 전류를 인가하여야 함을 알 수 있다. 그림 (d)는 MMC의 AC측 유효전력을 보여주며, 그림 (e)와 (f)는 정상분 d-q축 전류, 그림 (g), (h)는 역상분 d-q축 전류를 보여준다.

그림 10은 역상분 전류를 고려하여 전류를 제한하였을 경우의 시뮬레이션 결과를 보여준다. MMC의 유효전력 지령치는 2.5 [MW]에서 4.5 [MW]로 지령하였다. 불평형 전압은 0.8 [s]에서 a상의 전압을 지락 시켜 불평형 전압을 인가하였다. 그림 (a)와 (b)는 계통측 전압과 MMC의 AC측 전류를 보여준다. 불평형 전압이 발생함

Table 1 Main circuit parameters

Item	Value
Active Power	4.5 [MW]
Reactive Power	0.8 [MVA]
AC system Voltage	11.5 [kV]
AC system Inductance	19.35 [mH]
DC Bus Voltage	20 [kV]
DC Resistance	0.1 [ohm]
Number of SMs per Arm	10
SM Capacitance	2 [mF]
SM Voltage	2 [kV]
Arm Inductance	30 [mH]
Carrier Frequency	500 [Hz]
SM Current Limit	300 [A]

에 따라 유효전력의 맥동을 저감하기 위하여 주입되는 역상분 전류로 인하여 MMC의 AC측 전류가 상승하는 것을 확인할 수 있다. 그림 (c)는 각상의 암전류 및 스위칭 소자의 전류 제한치를 보여준다. 각상의 암 전류는 스위칭 소자의 전류 제한치 이내에서 안정적으로 제어되는 것을 확인할 수 있다. 그림 (d)는 MMC의 유효전력을 보여준다. 스위칭 소자의 전류 제한치로 인하여 유효전력은 줄어든 형태로 나타나는 것을 확인할 수 있다.

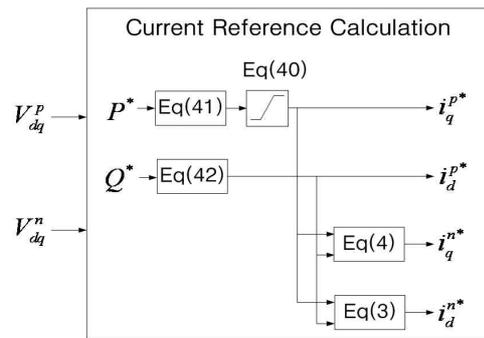


Fig. 7 Control scheme of the proposed current limit calculation

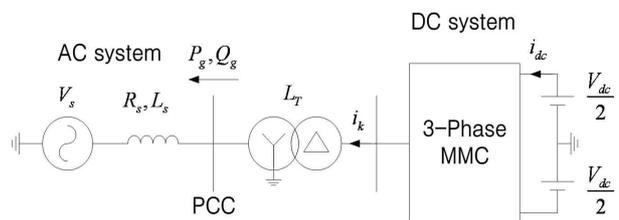


Fig. 8 System structure of simulations

그림 (e)와 (f)는 MMC의 AC측 정상분 d-q축 전류 및 정상분 q-축 전류 제한치를 보여준다. 0.6 [s]에서 유효전력이 증가함에 따라 각 leg에 흐르는  $i_{diffk}$ 의  $i_{dc}/3$ 의 크기가 증가하게 되고, 이로 인하여 정상분 q-축 전류 제한치가 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 또한 불평형 전압 발생 시 역상분 전류의 주입으로 인하여 역상분 전류의 크기만큼 정상분 q-축전류 제한치가 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 그림 (g)와 (h)는 MMC의 AC측 역상분 d-q축 전류를 보여준다. 계통전압이 정상상태일 경우 역상분 전류는 0 [A]로 제어되며 불평형 전압이 발생할 경우 유효전력의 맥동을 저감하기 위하여 식 (3), (4)에 따라 역상분 전류가 주입되는 것을 확인할 수

있다.

그림 11과 12는 순환전류 제어 기법에 따른 시뮬레이션 결과를 보여준다. 그림 11은 순환전류를 제어하기 위한 기존 제어 기법<sup>[7]</sup>을 보여주며, 그림 12는 제안한 제어 기법의 시뮬레이션 결과를 보여준다. 그림 (a)는 d-q축 순환전류를 보여준다. 기존 제어기법의 경우 불평형 전압 발생 시 순환전류에 나타나는 정상분과 영상분 성분을 고려하지 않았기 때문에 순환전류의 맥동이 크게 나타나는 것을 확인할 수 있다. 하지만 제안한 방법의 경우 삼상 정지좌표계에서 각각의 성분들을 고려하였기 때문에 기존 제어 기법과 비교하여 맥동이 줄어든 형태로 나타나는 것을 확인할 수 있다. 그림 (b)는 a상의

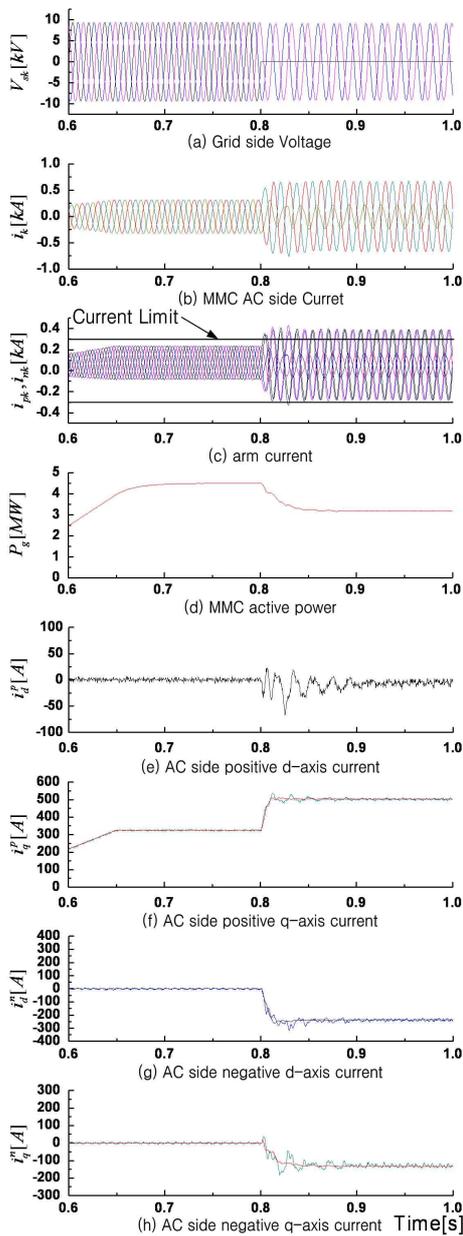


Fig. 9 MMC simulation results under the unbalanced voltage condition without proposed current limit

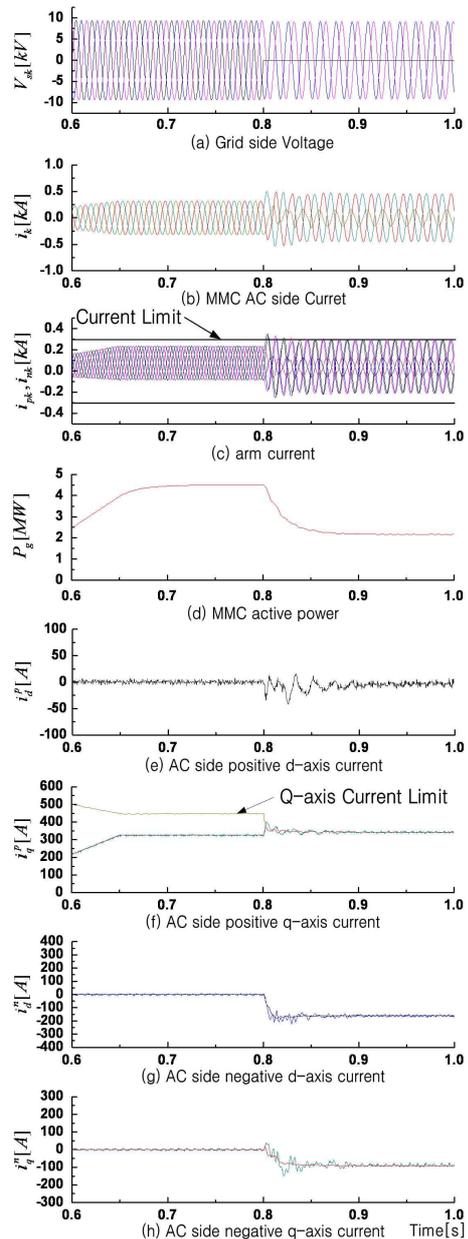


Fig. 10 MMC simulation results under the unbalanced voltage condition with proposed current limit

$i_{diffk}$ 를 보여준다. 기존 제어기법의 경우 불평전압 투입 시, DC-link 전류에 과도특성에 의한 맥동이 발생하는 것을 확인할 수 있으며 또한 불평형 전압에 의한 맥동 성분이 나타나는 것을 확인할 수 있다. 하지만 제안한 방식의 경우 DC-link 전류를 직접적으로 제어하기 때문에 과도 특성 없이 안정적으로 제어되며, 불평형 전압이 유지되는 구간에서도 맥동 없이 안정적으로 제어되는 것을 확인할 수 있다.

### 6. 결 론

본 논문에서는 불평형 전압 조건에서도 HVDC - MMC를 안정적으로 제어할 수 있는 제어기법에 대하여 제안하였다. 첫째, 불평형 전압 시 발생하는 유효전력의 맥동을 저감하기 위하여 주입되는 역상분 전류의 크기와  $i_{diffk}$ 를 고려하여 정상분 전류가 사용할 수 있는 최대 전류를 계산하고 이에 따라 전류를 제한함으로써 SM 및 스위칭 소자에 흐르는 전류가 전류 제한 범위 이내에서 제어되도록 제안하였다. 둘째, 불평형 전압 발생 시에도  $i_{diffk}$  및 순환전류에 맥동 없이 안정적으로 제어할 수 있는 제어 기법을 제안하였다. 불평형 전압 발생 시, 순환전류에 나타나는 정상분, 역상분 및 영상

분 성분을 고려한 제어기를 설계하여 순환전류를 억제 하였다. 제안한 제어기법은 순환전류 뿐만 아니라  $i_{diffk}$  및 DC-link 전류의 과도특성 또한 개선되는 것을 확인할 수 있었다. 제안된 알고리즘은 시뮬레이션을 통하여 그 타당성을 입증하였다.

### References

- [1] A. Antonopoulos, L. Angquist, and H. P. Nee, "On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter," in *Proc. Eur. Conf Power Electron*, pp. 1-10, 2009.
- [2] M. Saedifard and R. Iravani, "Dynamic performance of a modular multilevel back-to-back HVDC system," *IEEE Trans. Power Del*, Vol. 25, No. 4, pp. 2903-2912, Oct. 2010.
- [3] Qingrui Tu, Zheng Xu, Yong Chang, and Li Guan, "Suppressing DC Voltage Ripples of MMC-HVDC Under Unbalanced Grid Conditions," *IEEE Trans. Power Del*, Vol. 27, No. 3, pp. 1332-1338, 2012.
- [4] Z. Yuebin, J. Daozhuo, G. Jie, H. PengFei, and L. Zhiyong, "Control of Modular Multilevel Converter based on Stationary Frame Under Unbalanced AC system," *Digital Manufacturing and Automation (ICDMA), 2012 Third International Conference on*, pp. 293-296, 2012.
- [5] Q. Tu, Z. Xu, H. Huang, and J. Zhang, "Parameter design principle of the arm inductor in modular multilevel converter based HVDC," in *Proc. Int. Conf Power Syst. Technol*, pp. 1-6, 2010.
- [6] A. Lesnicar, "Neuartiger, modularer mehrpunktumrichter M2C für netzkupplungsanwendungen," *Ph.D. dissertation, Dept. Elect. Eng. Inf. Technol., Univ. Bundeswehr, München, Germany*, 2008.
- [7] Q. Tu, Z. Xu, and L. Xu, "Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters," *IEEE Trans. Power Del*, Vol. 26, No. 3, pp. 2009-2017, 2011.
- [8] P. Wang, Z. Chu, H. Zhu, Y. Luo, and Y. Li, "A Novel Inner Current suppressing Method for Modular Multilevel Converters," *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 4506-4512, 2012.
- [9] A. Antonios, H. Lennart, N. Staffan, and N. Hans-Peter, "Circulating Current Control in Modular Multilevel Converters with Fundamental Switching Frequency," *Power Syst. Technol.*, pp. 1-6, 2010.
- [10] J. Dorn, H. Huang, and D. Retzmann, "Novel voltage-sourced converters for HVDC and FACTS applications," *presented at the CIGRÉ Conf, Japan*, 2007.
- [11] H. Huang, "Multilevel voltage-sourced converters for HVDC and FACTS applications," *presented at the CIGRÉ Conf, Norway*, 2009.

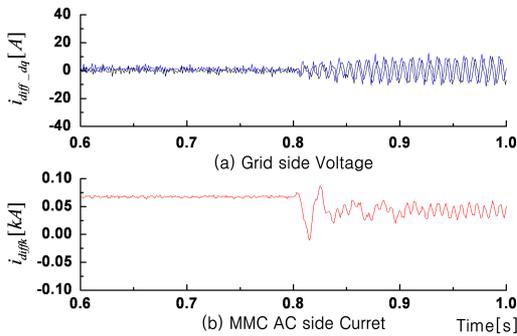


Fig. 11 Conventional circulating current control simulation results of the d-q axis circulating current and inner unbalance current<sup>[7]</sup>

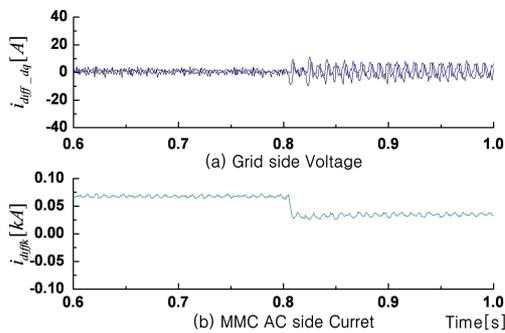


Fig. 12 Proposed circulating current control simulation results of the d-q axis circulating current and inner unbalance current

- [12] J. Jung, H. Lee, and S. Sul, "Control of the modular multilevel converter for overall frequency operation," *Journal of Power Electronics, 2012 conference*, pp. 198-198, 2012.
- [13] L. Xu and Y. Wang, "Dynamic modeling and control of DFIG based wind turbines under unbalanced network conditions," *IEEE Trans. Power Syst.* Vol. 22, No. 1, pp. 314-323, Feb. 2007.
- [14] Jiabing Hu, and Yikang He, "Reinforced Control and Operation of DFIG-Based Wind-Power-Generation System Under Unbalanced Grid Voltage Conditions," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, Vol. 24, No. 4, pp. 905-915, 2009.
- [15] C. Hsu, and P. Cheng, "A Low-Voltage Ride-Through Technique for Grid-Connected Converters of Distributed Energy Resources," *Industry Applications, IEEE Transactions on*, Vol. 47, No. 4 pp. 1821-1832, 2011.



#### **문지우(文智虞)**

1981년 2월 8일생. 2006년 동아대 전기공학과 졸업. 2008년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2009년~현재 부산대 대학원 전자전기공학과 박사과정. 2008년~현재 한국전기연구원 전력변환연구센터 위촉선임연구원.



#### **배득우(裵得佑)**

1981년 3월 11일생. 2007년 경남대 정보통신공학부 졸업. 2009년 동 대학원 정보통신공학과 졸업(석사). 2012년~현재 부산대 대학원 전자전기공학과 박사과정. 2008년~현재 한국전기연구원 전력변환연구센터 연구원.



#### **박정우(朴正雨)**

1963년 2월 5일생. 1986년 충남대 전자공학과 졸업. 1988년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2000년 경북대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1988년~현재 한국전기연구원 전력변환연구센터 책임연구원.



#### **강대욱(姜岱旭)**

1970년 6월 4일생. 1998년 한양대 전기공학과 졸업. 2000년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2004년~현재 한국전기연구원 전력변환연구센터 선임연구원.



#### **유동욱(兪東旭)**

1959년 11월 3일생. 1983년 성균관대 전기공학과 졸업. 1985년 연세대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 성균관대 대학원 전기공학과 졸업(공박). 2005년 Michigan State University 방문연구원. 현재 전기연구원 전력변환연구센터 센터장. 당 학회 협력부회장.



#### **김장목(金長睦)**

1961년 8월 6일생. 1988년 부산대 전기공학과 졸업. 1991년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공박). 1997년~2001년 한전 전력연구원 선임연구원. 2001년 3월~현재 부산대 전자전기공학과 교수, LG 전자 스마트 제어 센터장. 2007년 Florida State University 방문교수.