

전압 불평형 조건에서 스위칭 소자의 전류용량을 고려한 MMC-HVDC 순환전류 제어기법

(Circulating Current Control in MMC-HVDC Considering Switching Device Current Capacity under Unbalanced Voltage Conditions)

김춘성* · 정승환 · 황정구 · 박성미 · 박성준**

(Chun-Sung Kim · Seung-Hwan Jung · Jung-Goo Hwang · Seong-Mi Park · Sung-Jun Park)

Abstract

This paper proposed a new control method which is capable of controlling circulating current considering current capacity of switching device. In the unbalanced voltage conditions, active power and reactive power have double line frequency. Thus, in order to provide active power without ripple, it is necessary to inject the negative sequence current components. However, when the negative current components is injected, it increases the total current flowing in the Arm, and in the Sub-module(SM) the current more than rated is impressed, which leads to destroy the system. Also, in impressing the circulating current reference of each arm, conventional control method impressed applicable $i_{ack}/3$ in the case of balanced voltage conditions. In the case of unbalanced conditions, as arm circulating current of three phase show difference due to the power impressed to each arm, reference of each arm is not identical. In this study, in the case of unbalanced voltage, within permitted current, the control method to decrease the ripple of active power is proposed, through circulating current control and current limitations. This control method has the advantage that calculates the maximum active power possible to generate capacity and impressed the current reference for that much. Also, in impressing circulating current reference, a new control method proposes to impress the reference from calculating active power of each phase. The proposed control method is verified through the simulation results, using the PSCAD/EMTDC.

Key Words : Circulating Current, Current Capacity, MMC-HVDC, Unbalanced Voltage

* Main author : Doctor's course of Electrical Engineering at Chunnam National University
** Corresponding author : Professor of Electrical Engineering at Chunnam National University
Tel : 062-530-0629, Fax : 062-530-1749
E-mail : sjpark1@jnu.ac.kr
Received : 2015. 11. 4.
Accepted : 2015. 12. 8.

1. 서 론

HVDC 기술에 대한 연구는 1940년 초반부터 이루어졌고, 1954년 스웨덴 본토와 고트랜드 섬을 연결하는 20MW급 전류형 HVDC 시스템이 처음으로 상용화에

성공하였다. 이후 유럽과 미국, 중국을 중심으로 투자 및 연구가 크게 확대되고 있으며, 초기 전류형 컨버터부터 최근 전압형 컨버터까지 많은 분야의 연구가 진행되고 있다[1]. HVDC 송전 시스템에서는 크게 전류원 컨버터(Line-Commutated Current Source Converter; LCCSC, CSC)와 전압원 컨버터(Self-Commutated Voltage Source Converter; VSC)의 2가지의 기술이 사용된다[2-3].

CSC-HVDC는 연결되는 교류의 고조파특성 및 직류단 전류 특성의 개선을 위해 12-Pulse 형태의 컨버터가 주로 사용되며, 직렬 연결된 CSC의 특성상 컨버터 측에 연결된 변압기에 직류전압이 인가되기 때문에 특수한 변압기가 사용된다는 단점이 있다[4]. 이러한 단점을 보완하기 위해 발전된 기술이 VSC-HVDC이다. VSC는 독립적으로 유·무효 전력의 제어가 가능하며 CSC에 비하여 빠른 동특성을 갖는다. 특히 2002년 독일의 R.Marquardt가 제안한 모듈형 멀티레벨 컨버터(Modular Multi-Level Converter; MMC)는 간단한 회로 구조와 모듈화로 대용량 확장이 가능하다는 장점과 주파수가 다른 계통간의 송전도 가능하다는 큰 이점을 가지고 있다[5-6].

그림 1은 6개의 arm으로 이루어진 3상 MMC의 구조를 보여주며, 컨버터는 half-bridge 형태의 모듈을 직렬로 연결하여 구성하게 된다. MMC는 DC 링크 전압과 전체 Sub-Module(SM)의 커패시터 전압 차이에 의하여 각각의 arm 전압은 다르게 나타나며, 이로 인하여 arm에 순환전류가 존재하게 되는 문제점이 있다[7].

[8-9]에서는 불평형 전압 발생 시, MMC의 제어방법에 대하여 제안되었다. [8]은 AC측 전류제어기를 Dual Vector Current Control(DVCC)로 구성하고, 순환전류 및 DC 링크 전압의 리플을 제거하는 알고리즘을 제안하였다. 하지만 불평형 전압 발생 시 AC측 역상분 전류를 0A로 제어하여 AC측 유효전력에 기본과 주파수 두 배의 리플이 존재하는 단점을 가지고 있다. 또한 역상분 전류 지령치를 계산하는 방식을 제안하고 있으며, MMC의 계통측 인덕턴스 성분을 고려한 유효전력의 리플을 분석하고 인덕턴스에 의한 리플 성분도 보상하는 방식을 제안하였다. 하지만 역상분

전류의 주입에 따른 AC측 전류의 최고치가 증가하게 되며, 결과적으로 스위칭 소자에 흐르는 전류가 증가하게 된다. 따라서 스위칭 소자의 정격전류 이상으로 상승할 수 있다는 단점을 지닌다.

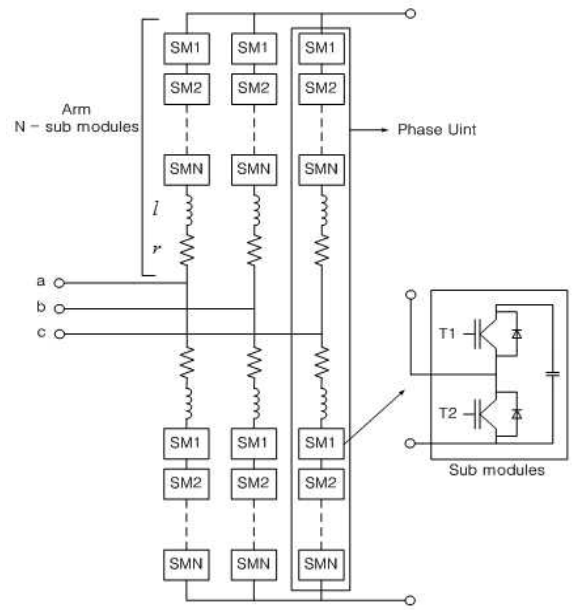


Fig. 1. Basic structure of MMC-HVDC

불평형 전압 발생시 MMC를 제어하는 기존 제어 방식들을 정리하면 크게 두 가지 방식으로 나눌 수 있다. 첫 번째 방법은 불평형 전압 발생 시 역상분 전류를 영으로 제어하고, 2-level 전류제한 방식을 이용하여 스위칭 소자에 흐르는 정상분 전류의 크기를 제한한다[7]. 하지만 이 방식의 경우 MMC의 AC측 유효전력에 기본과 주파수 두 배의 리플이 존재하는 단점을 가지고 있다. 두 번째 방법은 불평형 전압 발생 시 역상분 전류를 주입하여 MMC의 AC측 유효전력 리플을 저감하는 제어 방식이다[8]. 이러한 방식의 경우, 유효전력의 리플은 줄지만 역상분 전류의 주입에 따라 스위칭 소자에 흐르는 전류의 크기가 증가하게 되는데 정격전류를 넘어설 경우 시스템 파괴로 이어지는 단점을 가지고 있다.

평형인 3상 전압 조건에서는 각 arm에 기본과 두 배 주파수 성분의 역상분 전류만 존재한다. 그러므로 기존의 순환전류 제어 기법에서 역상분의 전류만 고려

하면 된다[9]. 하지만 불평형 조건에서는 역상분 뿐만 아니라 정상분과 영상분도 발생한다. [9]에서는 정상분과 역상분, 영상분을 고려한 제어 기법을 제안하였다. 이 제어 기법은 불평형 전압 조건에서 제어 가능하다는 장점을 지닌다. 하지만 [7-9]는 각 상의 유효전력이 동일하다고 가정하였다. 이렇게 제어할 경우 각 상의 유효전력이 같은 크기로 제어되지 못하기 때문에 AC측의 역상분 전류를 주입하거나 전류제한을 하더라도 순환전류를 완전히 제거하지 못한다는 단점이 있다.

본 논문에서는 불평형 전압 발생 시 역상분 전류를 주입하면서 최적의 유효전력을 출력할 수 있는 전류제한 제어 기법을 제안한다. 불평형 전압 발생시 MMC를 안정적으로 제어하기 위하여 역상분 전류를 주입하여 AC측 유효전력의 리플을 저감하였다. 이 과정에서 각각의 arm 파워를 계산하여 지령치 개별적으로 주었고, 출력할 수 있는 최대 유효전력을 추종하여 출력할 수 있는 제어기를 추가하였다. 제안된 방법은 PSCAD/EMTDC를 이용한 시뮬레이션을 통하여 그 타당성을 검증하였다.

2. 본 론

2.1 MMC-HVDC의 기본구조

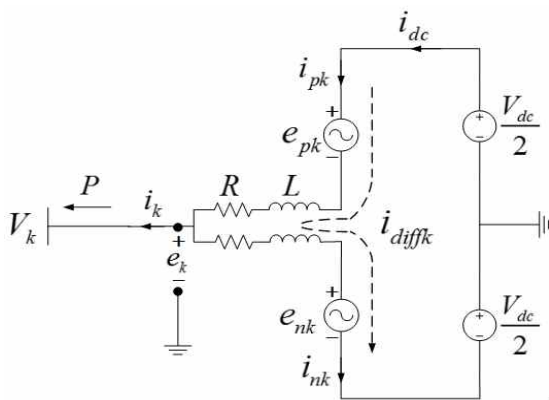


Fig. 2. Equivalent circuit of MMC-HVDC

그림 2는 3상 MMC에서의 단상 등가회로를 보여준다. 여기서 i_{pk} 와 i_{nk} 는 상위 arm과 하위 arm의 전

류이다. i_{diff} 는 내부 불평형 전류, e_k 는 컨버터 출력 전압, e_{pk} 와 e_{nk} 는 상위 arm과 하위 arm의 전압, 첨자 p와 n은 상위와 하위 arm, 첨자 k는 abc상을 나타낸다.

$$V_k = e_k - \frac{L}{2} \frac{di_k}{dt} - \frac{R}{2} i_k \quad (1)$$

$$L \frac{di_{diffk}}{dt} + Ri_{diffk} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{e_{pk} + e_{nk}}{2} \quad (2)$$

$$e_k = \frac{e_{nk} - e_{pk}}{2} \quad (3)$$

그림 2에서 상위 arm과 하위 arm의 전압방정식은 각각 식 (4), (5)와 같으며, 상위 arm과 하위 arm의 전류는 식 (6), (7)과 같다.

$$\frac{V_{dc}}{2} - V_k = e_{pk} + Ri_{pk} + L \frac{di_{pk}}{dt} \quad (4)$$

$$\frac{V_{dc}}{2} + V_k = e_{nk} + Ri_{nk} + L \frac{di_{nk}}{dt} \quad (5)$$

내부 불평형 전류는 식 (8)과 같으며, i_{zk} 는 각 상에 대한 순환전류로 스위칭 소자를 통해 흐르는 전류의 크기와 손실을 증가시킨다.

$$i_{pk} = i_{diffk} + i_k/2 \quad (6)$$

$$i_{nk} = i_{diffk} - i_k/2 \quad (7)$$

$$i_{diffk} = \frac{i_{dc}}{3} + i_{zk} \quad (8)$$

2.2 AC측의 순환전류 지령치

평형 전압조건에서 계통전압과 전류는 오직 정상분만 존재한다. 유효축을 Q, 무효축을 D로 가정하고 $V_d = 0$ 이 되게 제어되고 있다면, MMC에서의 유효전력과 무효전력은 식 (9), (10)과 같다.

$$P_C = 1.5 V_q^p i_q^p \quad (9)$$

$$Q_C = 1.5 V_d^p i_d^p \quad (10)$$

여기서 P_c 는 컨버터에서의 유효전력이고, Q_c 는 컨버터서의 무효전력이다. 첨자 d와 q는 동기좌표계에서의 D축과 Q축을 의미하며, p는 정상분을 의미한다. 만약 불평형 전압 조건이라면 계통전압과 전류에는 정상분 뿐만 아니라 역상분도 존재하게 된다. 이를 유효전력과 무효전력으로 나타내면 식 (11)과 같다.

$$\begin{bmatrix} P_{C0} \\ Q_{C0} \\ P_{C\sin 2} \\ P_{C\cos 2} \\ Q_{C\sin 2} \\ Q_{C\cos 2} \end{bmatrix} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} V_d^p & V_q^p & V_d^n & V_q^n \\ V_q^p & -V_d^p & V_q^n & -V_d^n \\ V_q^n & -V_d^n & -V_q^p & V_d^p \\ V_d^n & V_q^n & V_d^p & V_q^p \\ -V_d^n & -V_q^n & V_d^p & V_q^p \\ V_q^n & -V_d^n & V_q^p & -V_d^p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^p \\ i_q^p \\ i_d^n \\ i_q^n \end{bmatrix} \quad (11)$$

계통은 컨버터에 유효전력과 무효전력을 공급한다. 이를 수식으로 표현하면 식 (12), (13)과 같다. 수식과 같이 두 배 주파수 성분의 리플이 포함되어 있는 것을 확인할 수 있다[11].

$$P_C = P_{C0} + P_{C\sin 2} \sin 2\omega t + P_{C\cos 2} \cos 2\omega t \quad (12)$$

$$Q_C = Q_{C0} + Q_{C\sin 2} \sin 2\omega t + Q_{C\cos 2} \cos 2\omega t \quad (13)$$

따라서 컨버터에 일정한 파워를 공급하기 위해서는 유효전력의 리플 성분 $P_{c\sin 2}$, $P_{c\cos 2}$ 또는 무효전력의 리플 $Q_{c\sin 2}$, $Q_{c\cos 2}$ 가 영이 되도록 제어하여야 한다. 또한 유효전력의 리플을 제거하기 위해서는 식 (14), (15)의 역상분 전류를 컨버터에서 계통으로 공급해주어야 한다[9].

$$i_d^{n*} = \frac{V_q^n}{V_q^p} i_d^p - \frac{V_d^n}{V_d^p} i_q^p \quad (14)$$

$$i_q^{n*} = \frac{V_d^n}{V_d^p} i_d^p - \frac{V_q^n}{V_q^p} i_q^p \quad (15)$$

무효전력의 리플을 제거하기 위한 역상분 전류 지령치는 식 (16), (17)과 같다.

$$i_d^{n*} = -\frac{V_q^n}{V_q^p} i_d^p + \frac{V_d^n}{V_d^p} i_q^p \quad (16)$$

$$i_q^{n*} = \frac{V_d^n}{V_d^p} i_d^p + \frac{V_q^n}{V_q^p} i_q^p \quad (17)$$

하지만 기존 수식은 인덕터에서의 손실은 영이라 가정 하에 가능하며, 인덕터에서의 손실을 고려하여 파워를 표현하면 식 (18)과 같다.

$$P = P_C + P_L \quad (18)$$

불평형 전압 조건에서 P_L 은 식 (19)와 같고, $P_{L\sin 2}$ 와 $P_{L\cos 2}$ 는 계통 주파수의 두 배 주파수 리플 성분이다.

$$\begin{aligned} P_L &= P_{L0} + P_{L\sin 2} \sin 2\omega t + P_{L\cos 2} \cos 2\omega t \\ &= \frac{3}{4} \left[L \frac{di_d^p}{dt} + L \frac{di_q^p}{dt} + L \frac{di_d^n}{dt} + L \frac{di_q^n}{dt} \right] \\ &\quad + 3L\omega \left[-i_d^p i_d^n - i_q^p i_q^n \right] \sin 2\omega t \\ &\quad + 3L\omega \left[i_d^p i_q^n - i_q^p i_d^n \right] \cos 2\omega t \end{aligned} \quad (19)$$

따라서 인덕터에서의 손실을 고려한 유효전력의 리플을 감소시키기 위해서는 $P_{c\sin 2}$, $P_{c\cos 2}$, $P_{L\sin 2}$, $P_{L\cos 2}$ 가 영으로 제어되어야 한다. 만약 정상분의 D축이 영으로 제어되고 있다고 가정하면, 인덕턴스에 의한 손실을 고려한 역상분 전류 지령치는 식 (20), (21)과 같다.

$$i_d^{n*} = \frac{-V_q^p V_d^n + 2L\omega V_q^n i_q^p}{(V_q^p)^2 + (2L\omega i_q^p)^2} i_q^p \quad (20)$$

$$i_q^{n*} = \frac{-V_q^p V_q^n - 2L\omega V_d^n i_q^p}{(V_q^p)^2 + (2L\omega i_q^p)^2} i_q^p \quad (21)$$

2.3 SM의 전류용량을 고려한 전류제한

수식 (6), (7)에서 만약 순환전류가 0A로 제어되고 있다면, 각 arm의 상위 arm, 하위 arm 전류는 식 (22), (23)과 같고, AC축 전류는 식 (24)와 같다.

$$i_{pk} = \frac{i_{dc}}{3} + \frac{i_k}{2} \quad (22)$$

$$i_{nk} = \frac{i_{dc}}{3} - \frac{i_k}{2} \quad (23)$$

$$i_k = i_{pk} - i_{nk} \quad (24)$$

식 (22), (23)을 AC 전류에 대해 표현하면 식 (25), (26)과 같다.

$$i_k = 2 \left(i_{pk} - \frac{i_{dc}}{3} \right) \quad (25)$$

$$i_k = 2 \left(i_{nk} - \frac{i_{dc}}{3} \right) \quad (26)$$

식 (25)와 (26)에서 만약 스위칭 소자에 대한 전류 제한 값을 $i_{SM-peak}$ 로 설정하면, AC측의 최고 허용 전류는 식 (27)과 같이 표현할 수 있다.

$$i_{k-peak} = 2 \left(i_{SM-peak} - \left| \frac{i_{dc}}{3} \right| \right) \quad (27)$$

식 (27)에 의해 AC측의 최대 허용 전류는 제한되며 정상분 전류와 역상분 전류 지령치는 (28)에 의해 제한된다.

$$|i^{p*}| + |i^{n*}| = \sqrt{(i_d^{p*})^2 + (i_q^{p*})^2} + \sqrt{(i_d^{n*})^2 + (i_q^{n*})^2} \leq i_{k-peak} \quad (28)$$

만약 인덕터에서의 손실을 무시하면, 유효전력의 리플을 제거하기 위한 역상분 전류 지령치는 식 (14), (15)에 의해 결정된다. 그리고 이를 식 (28)의 역상분 성분에 대입하면, 역상분 전류는 식 (29)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\sqrt{(i_d^{n*})^2 + (i_q^{n*})^2} = \sqrt{\left(\frac{V_q^n}{V_q^p} i_d^{p*} - \frac{V_d^n}{V_q^p} i_q^{p*} \right)^2 + \left(-\frac{V_d^n}{V_q^p} i_d^{p*} - \frac{V_q^n}{V_q^p} i_q^{p*} \right)^2} \quad (29)$$

정상분 전압과 역상분 전압에 대하여 식 (29)를 정리하면 식 (30)과 같이 나타낼 수 있으며,

$$\sqrt{(i_d^{n*})^2 + (i_q^{n*})^2} = \frac{V^n}{V^p} \sqrt{(i_d^{p*})^2 + (i_q^{p*})^2} \quad (30)$$

이때 $V^p = \sqrt{V_d^{p2} + V_q^{p2}}$, $V^n = \sqrt{V_d^{n2} + V_q^{n2}}$ 이다.

식 (30)을 식 (28)에 대입하면 전류제한 조건을 식 (31)과 같이 얻을 수 있다.

$$\left(1 + \frac{V^n}{V^p} \right) \sqrt{(i_d^{p*})^2 + (i_q^{p*})^2} \leq i_{k-peak} \quad (31)$$

또한 계통에서 불평형 전압이 발생되면, 계통의 상태에 따라 역상분 전류 지령치는 결정되며 정상분의 D축 전류지령치는 무효전력 지령치에 의해 결정된다. 따라서 만약 식 (32)와 같이 정상분의 Q축 전류를 제한할 수 있다면, MMC-HVDC에서 스위칭소자에 흐르는 전류를 정격전류 이내로 제한할 수 있다.

$$i_{q-peak}^p = |i_q^{p*}| \leq \sqrt{\left(i_{k-peak} \frac{V_p}{V_p + V_n} \right)^2 - (i_d^{p*})^2} \quad (32)$$

하지만 인덕터의 손실을 고려하고 식 (20), (21)을 식 (28)에 대입하여 나타내면 역상분 전류의 크기는 식 (33)과 같다.

$$\sqrt{(i_d^{n*})^2 + (i_q^{n*})^2} = \frac{\sqrt{A}}{(V_q^p)^2 + [2L\omega(i_q^{p*})]^2} \quad (33)$$

$$A = B + C$$

$$B = [V_q^p V_d^n i_q^{p*}]^2 + [V_q^p V_q^n i_q^{p*}]^2$$

$$C = [2L\omega V_q^n (i_q^{p*})]^2 + [2L\omega V_d^n (i_q^{p*})]^2$$

식 (33)은 식 (31)과 식 (32)에서의 수식에 비하여 계산하기 복잡하고, 전류제한을 사용함에 있어 정확한 값을 계산함에 어려운 점이 있다. 스위칭 소자의 전류 용량을 제한하기 위한 정상분의 전류지령치는 식 (34)와 같다.

$$|i^{p*}| = \sqrt{(i_d^{p*})^2 + (i_q^{p*})^2} \leq i_{k-peak} \quad (34)$$

여기서 $|i_{limit}^n|$ 를 역상분 전류의 지령치로 나타내면, 역상분 전류의 지령치 크기는 식 (28)으로부터 식 (35) 과 같이 제한된다. 만약 역상분 전류 지령치의 경우 지령치가 제한값보다 크다면, 역상분 전류는 식 (36) 에 의해 제한된다.

$$|i^{n*}| = \sqrt{(i_d^{n*})^2 + (i_q^{n*})^2} \leq i_{k_peak} \quad (35)$$

$$if |i^{n*}| > |i_{Limit}^n| \begin{cases} i_d^{n*} = i_d^{n*} \cdot I_{ratio}^n \\ i_q^{n*} = i_q^{n*} \cdot I_{ratio}^n \end{cases} \quad (36)$$

$$else \begin{cases} i_d^{n*} = i_d^{n*} \\ i_q^{n*} = i_q^{n*} \end{cases}$$

$$\left\{ \begin{array}{l} Where \\ if \ i^{n*} = 0 \end{array} \right. \begin{cases} I_{ratio}^n = |i_{Limit}^n| / |i^{n*}| \\ I_{ratio}^n = 1 \end{cases}$$

식 (34)와 식 (36)에 의해 정상분과 역상분의 전류를 스위칭 소자의 전류용량 이내로 제한할 수 있다. 하지만 유효전력의 리플은 $|i^{n*}| > |i_{Limit}^n|$ 인 경우에는 완벽하게 제거되지 못한다. 역상분 전류의 크기는 전압의 불평형 크기에 의해 정해지기 때문에 정상분 전류의 크기를 줄이고 역상분 전류의 크기를 증가하도록 제어하면 시스템을 리플 없이 안정적으로 제어할 수 있다.

정상분 전류의 D축 전류는 LVRT(Low Voltage Ride Though)조건에 의해 결정되며, 역상분 전류의 크기는 정상분의 Q축 전류를 제한함으로써 안정적으로 확보할 수 있다. 유효전력은 정상분의 Q축 전류에 의하여 결정되며, 역상분 전류의 증가는 유효전력의 감소를 의미한다. 스위칭 소자의 정격 전류 내에서 유효전력에 리플 없는 최고 전력을 출력하기 위해서는 정확한 역상분 전류의 값이 계산되어야 한다. 따라서 본 논문에서는 역상분 전류의 지령치와 인덕터의 손실을 포함한 내부적인 손실을 고려할 필요 없이 스위칭 소자의 정격 내에서 최고 출력을 확보할 수 있는 제어기법을 제안한다.

$|i^n| > |i_{limit}^n|$ 의 경우 만약 i_{ratio}^n 가 1로 제어되고 있다면, 허용 가능한 역상분 전류와 역상분 전류의 지령치는 같고, 리플이 제거된 최고 유효전력을 계통에 공급한다. 그러므로 유효전력의 지령치는 $|i^{n*}| > |i_{limit}^n|$ 의

경우, i_{ratio}^n 가 1이 되게 안정적으로 제어되어야 한다. 유효전력과 무효전력의 지령치는 식 (37), (38)에 의하여 제한된다.

$$P_{Limit}^* = P^* \cdot Factor \quad (37)$$

$$Q_{Limit}^* = Q^* \cdot Factor \quad (38)$$

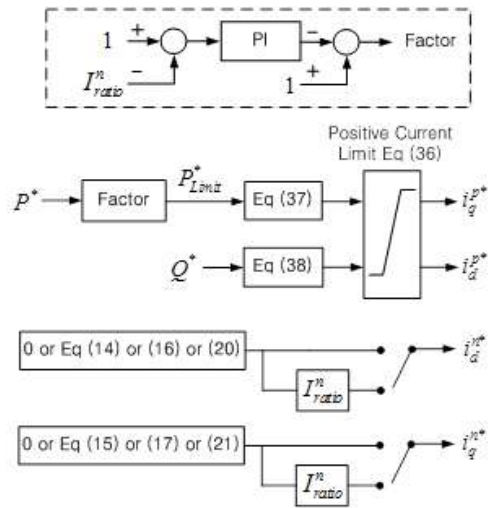


Fig. 3. Control scheme of the proposed current limit calculation

$$if |i^{n*}| > |i_{Limit}^n| \begin{cases} error = 1 - I_{ratio}^n \\ if \ error > 1, \ error = 1 \\ if \ error < 0, \ error = 0 \\ Factor = 1 - PI[error] \\ 0 \leq Factor \leq 1 \end{cases} \quad (39)$$

Factor는 평형 조건에서 1로 제어되며, 불평형 조건에서는 $0 \leq Factor \leq 1$ 로 제어된다. 역상분 전류의 크기를 고려한 Factor의 크기는 식 (39)와 같이 PI(Proportional Integral)제어기를 통하여 구성된다. 그림 3은 제안한 전류제한 제어기를 나타낸 블록도이다.

2.4 순환전류 제어

불평형 전압조건에서 순환전류는 역으로 회전하는 두 배의 주파수 성분이다. 그러나 불평형 전압은 역상분 두 배의 주파수 성분뿐만 아니라 정상분과 영상분

의 성분도 나타난다. 따라서 내부 불평형 전류는 식 (40)과 같이 표현된다.

$$i_{diffk} = i_{dck} + i_{zk}^p + i_{zk}^n + i_{zk}^z \quad (40)$$

여기서, i_{zk}^p 는 두 배의 주파수 정상분 불평형 전류이고, i_{zk}^n 는 두 배의 주파수 역상분 불평형 전류이며, i_{zk}^z 는 두 배의 주파수 영상분 불평형 전류이다. 평형 전압 조건에서는 각 상의 DC 전류 i_{dck} 는 $i_{dck}/3$ 이다. 하지만 불평형 조건에서는 i_{dck} 가 각 상별로 다른 크기를 가진다. 만약 AC측의 역상분 전류가 유효전력의 리플을 감소하는 방향으로 주입되면, i_{dck} 는 각 상별로 같은 크기를 가진다. 하지만 역상분 전류를 영으로 제어한다면 각 상의 유효전력의 크기는 각각 다른 값을 가지며, 각 상의 DC 전류 i_{dck} 는 $i_{dck}/3$ 가 아니다. 그리고 i_{dck} 는 각 상의 유효전력에 비례하기 때문에 불평형 조건에서 i_{dck} 가 $i_{dck}/3$ 가 아님을 고려하여 각 성분을 불평형 전류로부터 추출하여야 한다.

[9]에서 AC측의 역상분 전류는 유효전력의 리플을 감소시키는 목적으로 주입되었다. 그렇기 때문에 각 상의 유효전력은 동일한 $i_{dck}/3$ 의 크기를 가지며, 순환 전류를 제어하기 위해서 내부 불평형 전류는 $i_{dck}/3$ 로 제어된다. 하지만 각상의 유효전력의 크기가 같지 않다면 역상분 전류 지령치는 틀린 값이 되며, 각 상의 유효전력 크기는 내부 불평형 전류 지령치를 선정할 때 고려되어야 한다.

만약 DC 링크(link)의 전압이 일정한 크기로 제어되고 있다고 가정하면 각 상 불평형 전류의 DC 성분은 각 상의 유효전력과 비례하며, MMC에서 손실이 없다고 가정하면 AC측의 유효전력 P_{ac} 와 DC측의 유효전력 P_{dc} 가 동일하다고 볼 수 있다. DC측과 AC측의 유효전력은 식 (41)과 같다.

$$P_{ACk} = P_{dck} = V_{dc} * i_{dck} \quad (41)$$

식 (41)으로부터 AC측의 유효전력과 DC측의 유효전력을 알 수 있고, 각 상의 내부 불평형 전류는 (42)와 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{diffk} = \frac{P_{ACk}}{V_{dc}} + i_{zk} \quad (42)$$

식 (40)과 같이 정상분, 역상분, 영상분 전류의 분리 없이 동시에 제어하기 위해서는 식 (43)와 같이 3상 정지 좌표계에서의 PR 제어기로 구성된다. i_{zk} 는 제거되어야 할 순환전류 성분이다. 따라서 내부 불평형 전류의 지령치는 식 (44)와 같다. 내부 불평형 전류의 리플 성분은 항상 기본파의 두 배에 해당하는 주파수로 나타나므로, 공진 제어기의 차단 주파수는 기본파의 두 배 주파수로 설정된다. 그림 4는 제안한 순환전류 제어기의 블록도를 보여준다. 제어기는 각 상의 정상분, 역상분, 영상분의 순환전류를 제어하는 3개의 PR(Proportional Resonance)제어기로 구성되어 있다.

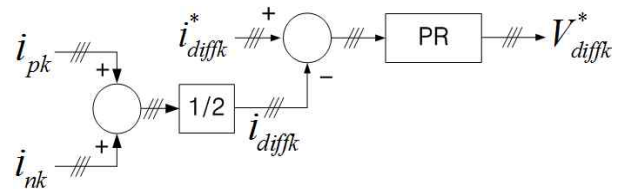


Fig. 4. Proposed circulating currents control scheme

$$V_{diffk}^* = PR[i_{diffk}^* - i_{diffk}] \quad (43)$$

$$i_{diffk}^* = \frac{P_{ACk}}{V_{dc}} \quad (44)$$

그림 5는 제안한 순환전류 제어 기법 MMC-HVDC의 전체적인 시스템 제어 블록도를 나타낸다.

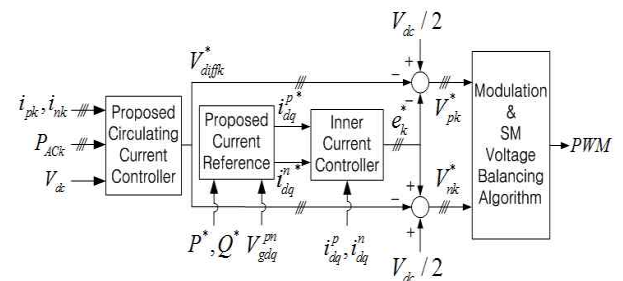


Fig. 5. Control scheme of the MMC including proposed circulating current control

2.5 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 PSCAD/EMTDC를 이용하였으며, 그림 6과 같은 구조로 시뮬레이션을 실시하였다.

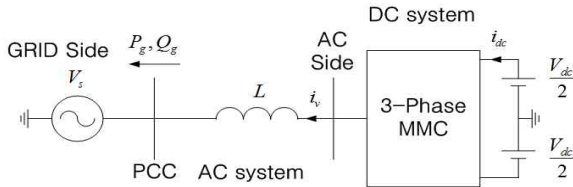


Fig. 6. System structure of simulations

SM에 사용된 PWM 기법과 SM 전압 밸런싱에 관한 제어기법은 [14]에서 사용된 Modified PSC-PWM 방식과 밸런싱 알고리즘을 사용하였으며, SM은 Accelerated Model을 이용하여 시뮬레이션 시간을 단축할 수 있게 구성하였다[15-16].

- 1) 모드 0 (0.5 - 0.6s) : 정상상태에서 유효전력과 무효전력이 영으로 제어되는 구간
- 2) 모드 1 (0.6 - 0.8s) : 정상상태에서 유효전력은 4MW, 무효전력은 0MVA로 제어되는 구간
- 3) 모드 2 (0.8 - 1.2s) : 불평형 전압조건에서 유효전력의 리플 감소를 목적으로 제어되는 구간
- 4) 모드 3 (1.2 - 1.5s) : 불평형 전압조건에서 역상분 전류가 영이 되게 제어되는 구간
- 5) 모드 4 (1.5 - 1.8s) : 정상상태 복귀 구간

Table 1. Main Circuit Parameters

Items	Values
Active Power	4.0MW
Reactive Power	0.8MVar
AC System Voltage	11.5kV
DC Bus Voltage	20kV
Number of SMs per arm	10EA
SM Capacitance	0.002F
SM Capacitor Voltage	2000V
Arm Inductance	0.03H
Carrier Frequency	500Hz
SM Current Limit	300A

유효전력은 4MW, 무효전력은 0Var를 인가하였으며, 0.8sec에 R상을 지락 시켜 불평형 전압을 1.5sec까지 인가하였다.

AC측의 역상분 전류 지령치는 (14), (15)의 지령치를 사용하였으며, 그림 7의 (a), (b)는 AC측 전압 및 AC측 전류를 보여준다. 역상분 전류를 고려하여 불평형 전압에서 0.8sec에 유효전력의 리플을 감소시키는 방향으로 제어를 수행하고 1.2sec에 역상분 전류를 영으로 제어하였다.

(c)는 유효전력을 나타낸다. 모드 2의 경우 역상분 전류를 주입하여 유효전력의 리플이 감소하는 것을 볼 수 있고 모드 3에서는 리플이 포함된 유효전력을 출력하지만 정상상태에서의 유효전력보다 낮은 값으로 출력되며 제어되고 있는 것을 확인할 수 있다. 스위치에 흐르는 전체 전류는 정상분, 역상분, 영상분의 합으로 나타나므로 역상분의 전류를 주입하는 대신 정상분의 전류를 상대적으로 낮추어 제어하게 된다. 이때 수식 (37)의 Factor에 의해 전류 지령치는 감소하게 되고, 스위칭 소자의 정격 전류 이내로 제한하면서 제어하기 때문에 제안된 제어방식은 상대적으로 유효전력이 감소한다.

(d)는 R상의 순환전류를 동기좌표계(synchronous frame)에서 나타낸 것이다. 사고시 발생하는 불평형 전류 성분이 나타나고 있는데 제안하는 순환전류 제어 기법에서는 양호하게 영에 근접한 값을 가지고 있지만 불평형 전류 지령치를 영으로 제어하게 되면 순환전류가 완전히 제거되지 못하고 남아있는 것을 확인할 수 있다. 또한 (e)에서와 같이 DC 전류를 제외하고 확인해보면 제안하는 방식은 각 상의 전력을 계산하여 개별 지령치를 인가함으로써 보다 안정적인 순환전류 제어가 가능하다. 하지만 역상분 전류지령치를 영으로 주고 $i_{dc}/3$ 로 제어할 경우 각 상의 전류는 동일하지 않은 것을 확인할 수 있다.

(f)는 DC 링크 전류를 보여주며, (g)는 SM의 전압을 나타낸다. 모드 2에서의 역상분 전류 주입에 따라 SM의 전압 리플은 상승하고 있는 것을 확인할 수 있지만 밸런싱이 유지되면서 계통전압 정상 조건에서는 안정적으로 운전되는 것을 확인할 수 있다.

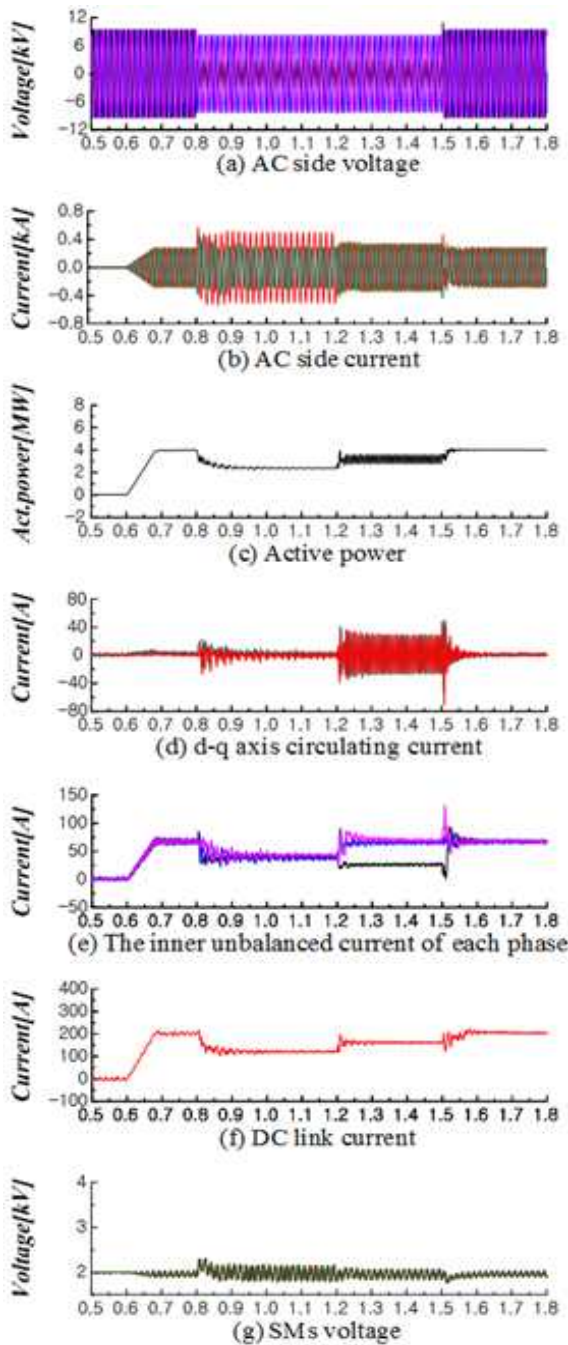


Fig. 7. Simulation result waveform for circulating current control method

제안한 제어방식에서 그림 8은 전류제한에 따른 추가적인 파형을 나타낸다. 그림 8 (a)는 각 상의 상위 arm과 하위 arm의 전류를 나타낸다. 시뮬레이션에서 전류제한은 300A이고, 모드 2의 불평형 조건

에서 유효전력의 리플을 감소시키기 위해 역상분 전류를 증가시키지만 300A가 넘지 않게 AC측 전류를 제한하는 것을 볼 수 있다. 또한 모드 3에서 유효전력을 증가시키기 위하여 AC측의 전류를 증가시키는 기존 [9]의 제어방식과는 대조적이다. (b)는 수식 (35)에 의해 역상분 전류가 제한되고 (37)과 (39)에 의해 역상분 전류 지령치가 제한되는 파형이다. (c)는 유효전력을 제한하는 Factor를 보여준다. 모드 1에서 AC측 전압이 정상상태임에도 불구하고 허용 가능한 역상분 전류는 정상분 전류의 증가에 비례하여 감소하는 것을 볼 수 있다. 이 모드에서는 역상분 전류 지령치가 영이고 Factor는 1이다. 모드 2에서는 역상분 전류를 주입하기 위해 정상분 전류는 비례적으로 감소한다. PI 제어기의 Factor에 의해 유효전력과 정상분 전류 지령치는 감소하고 유효전력리플의 감소에 기여하는 역상분 전류는 증가하게 된다. 모드 3에서는 역상분 전류를 영으로 제어하기 때문에 지령치가 영으로 떨어진다. 그리고 역상분 전류 제한값 이내로 운전되고 있는 것을 볼 수 있다.

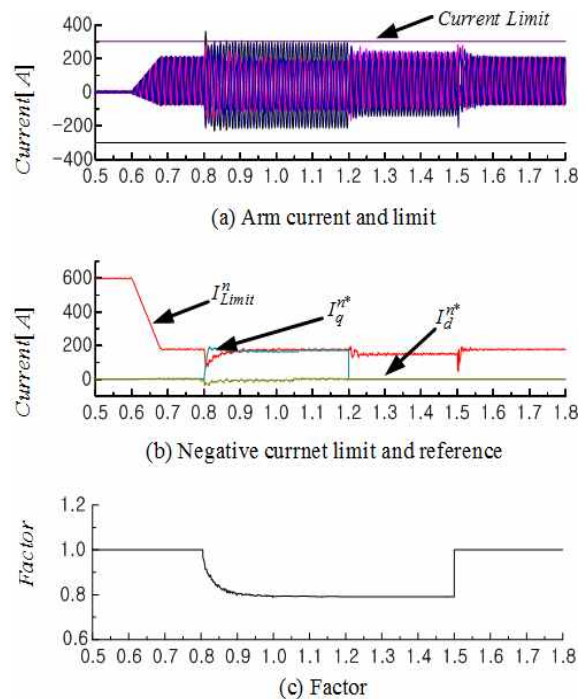


Fig. 8. Current limit and Factor control

3. 결 론

본 논문은 스위칭 소자의 전류 용량을 고려하면서 순환전류를 제거할 수 있는 제어기법을 제안하였다. 첫째, MMC를 운용함에 있어 전류의 허용범위 내에서 운전이 가능하도록 전류를 제한하는 기법을 제안하였다. 불평형 전압 조건에서 컨버터는 유효전력의 리플이 감소하는 목적으로 제어할 시, 리플을 감소시키기 위해 역상분 전류를 계통에 주입하게 되고, 이는 각 arm에 흐르는 전류의 상승을 가져온다. 따라서 AC측에 역상분 전류를 주입하는 조건에서, 스위칭 소자가 갖는 허용전류 범위 내에서 안정적으로 제어할 수 있는 제어 기법을 제안하고 검증하였다. 둘째, 순환전류를 제거하면서 안정적으로 운전될 수 있는 제어 기법을 제안하였다. 불평형 전압 조건에서 순환전류는 기본과 두 배 주파수인 역상분 뿐만 아니라 정상분과 영상분도 존재하게 된다. 그리고 AC측 전류가 모드 2 또는 모드 3과 같이 제어되고 있다면 각 상에서의 불평형 전류 DC성분 크기는 다른 크기를 가진다. 따라서 순환전류 제어를 위한 지령치를 계산할 시, 수식 (44)에 의해 각 상 별로 지령치를 계산하여 추출하였다. 이러한 제어 방식으로 인해 기존에 제어방식에서 모드 3에서 발생하는 문제를 해결하고, 전 영역에서 안정적으로 제어됨을 확인하였다.

본 연구는 중소기업청의 융복합기술개발사업의 일환으로 수행하였음[S2230240, 고효율 다중레벨 양방향 충전기를 이용한 중소형 BESS용 5kW급 전력변환장치 개발].

References

[1] M. P. Bahrman and B. K. Johnson, "The ABCs of HVDC transmission technologies," IEEE Power Energy Mag., vol. 5, no. 2, pp. 32 - 44, Mar./Apr. 2007.

[2] Florentzou, N. Agelidis, V.G. Demetriades, G.D., "VSC-Based HVDC Power Transmission Systems: An Overview," IEEE Trans., Power Electronics, vol.24, no.3, pp.592-602, Mar.2009.

[3] S. Cole and R. Belmans, "Transmission of bulk power: The history and applications of voltage-source converter high-voltage direct current systems," IEEE Ind. Electron.Mag., vol. 3, no.3, pp. 19 - 24, Sept. 2009.

[4] M. Callavik, "ABB-HVDC grids for integration of renewable power sources," in Proc. EPRI HVDC & FACTS Users Meeting, 2010.

[5] R. Marquardt, "Current Rectification Circuit for Voltage Source Inverters with Separate Energy Stores Replaces Phase Blocks with Energy Storing Capacitors," German Patent (DE10103031A1), 25 July 2002.

[6] A. Lesnicar, R. Marquardt, "An Innovative Modular Multilevel Converter Topology Suitable for a Wide Power Range," IEEE Power Tech Conference Proceedings, vol.3, pp. 6, Bologna 2003.

[7] 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. Tech., Hangzhou, China, 2010, pp. 1 - 6. Oct. 2010.

[8] Chaudhary.S.K., Teodorescu. R., Rodriguez. P.,Kjaer. P.C.,Gole. A.M., "Negative Sequence Current Control in Wind Power Plants With VSC-HVDC Connection", IEEE Trans. Sustainable Energy, Vol. 3, No. 3, pp. 535-544, July. 2012.

[9] Ji-Woo Moon, Chun-Sung Kim, Jung-Woo Park, Dea-Wook Kang, and Jang-Mok Kim, "Circulating Current Control in MMC Under the Unbalanced Voltage", IEEE Trans. Power Del, Vol.28, No.3, pp. 1952-1959, Jul. 2013.

[10] 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, July. 2012.

[11] Hong-Seok Sing, and Kwang-hee Nam, "Dual Current Control Scheme for PWM Converter Under Unbalanced Input Voltage Conditions", IEEE Trans. Industrial electronics, Vol. 46, No. 5, pp. 953-959, Oct. 1999.

[12] M. Saeedifard 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.

[13] Yazdani. A, Iravani. R, "A unified dynamic model and control for the voltage-sourced converter under unbalanced grid conditions", IEEE Trans. Power Del, Vol.21, No. 3, pp. 1620 - 1629, Jul. 2006.

[14] 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, Jul. 2011.

[15] Gnanarathna. UN., Gole. AM., Jayasinghe. R.P., "Efficient Modeling of Modular Multilevel HVDC Converters (MMC) on Electromagnetic Transient Simulation Programs", IEEE Trans. Power Del., Vol. 26, No. 1, pp. 316-324, Jan. 2011.

[16] Jianzhong Xu, Chengyong Zhao, Wenjing Liu, Chunyi Guo, "Accelerated Model of Modular Multilevel Converters in PSCAD/EMTDC", IEEE Trans. Power Del., Vol. 28, No. 1, pp. 129-136, Jan. 2013.

[17] Minyuan Guan, Zheng Xu, "Modeling and Control of a Modular Multilevel Converter-Based HVDC System Under Unbalanced Grid Conditions", IEEE Trans. Power Electronics., Vol. 27, No. 12, pp. 4858-4867, Dec. 2012.

◇ 저자소개 ◇



김춘성(金春成)

1982년 8월 22일생. 2009년 동신대학교 전기공학과 졸업. 2011년 전남대학교 전기공학과 졸업(석사). 2012~2014년 한국전기연구원 HVDC 연구본부 전력변환센터 연구원. 2011년~현재 전남대학교 전기공학과 박사과정(수료).



정승환(鄭承煥)

1990년 4월 22일생. 2015년 동신대학교 정보통신공학과 졸업. 2015년~현재 전남대학교 전기공학과 석사과정.



황정구(黃貞九)

1985년 9월 5일생. 2011년 전남대 전기공학과 졸업. 2013년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2013년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



박성미(朴成美)

1963년 6월 20일생. 1986년 전남대 계산통계학과 졸업. 2001년 전남대 컴퓨터공학과 졸업(석사). 2011년 전남대 컴퓨터정보통신공학과 졸업(박사). 2013년~현재 한국승강기대 승강기공학부 설계전공 조교수.



박성준(朴晟濬)

1965년 3월 20일생. 1991년 부산대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2002년 동 대학원 지능기계공학과 졸업(박사). 1996~2000년 거제대학 전기과 조교수. 2000~2003년 동명대학 전기공학과 조교수. 2003년~현재 전남대 전기공학과 교수.