

불평형 전원 조건에서 MMC 기반 HVDC 시스템 순환전류에 관한 연구

A Study of Circulating Current in MMC based HVDC System under an Unbalanced Grid Condition

도원석* · 김시환* · 김태진** · 김래영†
(Won-Seok Do · Si-Hwan Kim · Tae-Jin Kim · Rae-Young Kim)

Abstract - This paper presents a study of circulating current of modular multi-level converter (MMC) based a high voltage direct current (HVDC) system under unbalanced grid conditions. Due to the connection of a dependent DC source in each phase, the MMC system inherently generates the power ripple of double-line-frequency components in the AC-side and as a result, the additional sinusoidal current named circulating current flows through the each arm. Reliability improvement of HVDC system under an unbalanced grid condition is one of the important criteria. Generally, the modeling of the circulating current is based on the power relation between DC-side and AC-side. However, the method is not perfectly matched in the MMC system due to the difference of the structural characteristic. In this paper, improved modeling method of circulating current is proposed, which is based on the inner arm power. The proposed method is verified by several simulations to have good agreement of the circulating current components.

Key Words : Circulating current, Modular multi-level converter (MMC), High voltage direct current (HVDC)

1. 서 론

최근 전력계통의 신뢰성 향상과 계통 연계간 효율성을 증대시키기 위하여 고압직류송전(High Voltage Direct Current, HVDC) 시스템 투자 및 연구가 확대되고 있다. 현재 HVDC 시스템은 전류형 컨버터와 전압형 컨버터 시스템으로 분류된다. 사이리스터 밸브로 구성된 전류형 컨버터 시스템은 항상 지상전류로 동작하며, 큰 무효전력 보상을 필요로 한다. 따라서 컨버터 입력측은 커패시터 뱅크가 병렬로 설계 되어야 하고 큰 수동 필터가 요구된다. 반면에 자기 소호가 가능한 스위칭 소자인 IGBT로 구성된 전압형 컨버터 시스템은 유효전력과 무효전력의 독립적인 제어가 가능하여 무효전력 보상을 필요로 하지 않고, 고속 스위칭이 가능한 전력용 반도체 소자를 사용하여 큰 수동필터가 요구되지 않아 전류형 컨버터 시스템의 단점들을 극복할 수 있다. 그러나 전압형 컨버터 시스템은 아직 신뢰성이 확보되지 않은 단점이 있어 이 문제가 해결된다면 전류형 컨버터 시스템을 대체할 것으로 전망하고 있다.

현재 전압형 HVDC 시스템에 사용되는 컨버터 토폴로지들 중

모듈형 멀티레벨 컨버터(Modular Multi-level Converter, MMC)에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 이것은 동일한 구조로 구성된 서브 모듈(Sub-module, SM)을 단순히 확장시킴으로써 저압 스위칭 소자를 이용하여 고전압 구현이 용이하며, 스위칭 주파수 증가 없이 정현적인 출력파형을 만들 수 있다. 또한 예비모듈을 각 상에 장착할 수 있어 고장 발생 시 예비 모듈을 투입함으로써 연속적인 운전이 가능해 신뢰성이 우수하다[1]-[2]. 그러나 각 상마다 독립된 직류 전원을 갖는 회로적 특징으로 전원 주파수 두 배에 해당하는 교류전력이 필연적으로 각 상에 존재하여 MMC 시스템 내에 순환전류가 발생한다. 이 전류는 계통측에 영향을 주지 않으며 MMC 시스템 내부에서만 순환하는 특징을 가지고 있다[3]-[4]. 순환전류는 시스템 전류 용량 및 커패시터 전압 리플을 증가시켜 전기적 스트레스를 가중시키므로 반드시 제거되어야 할 성분이다[5]. 순환전류를 제어하기 위해 각 상의 상단과 하단 암에 인덕터를 설치하며, 또한 이것은 시스템의 지락 및 단락과 같은 오동작에 의해 발생하는 과도한 전류를 억제하는데 사용된다.

계통 운용의 신뢰성 확보에 대한 중요성이 대두됨에 따라 계통 전원의 지락 사고와 같은 불평형 전원 조건에서 HVDC 시스템을 운전하기 위한 전력 제어기법들이 제안되었다[6]-[7]. 불평형 전원 조건에서 기존 전력 제어기법들이 적용된 MMC 기반 HVDC 시스템 운전은 전력 제어와 별개로 과도한 순환전류가 발생되어 시스템 성능 및 신뢰성이 크게 저하된다. 2-레벨과 3-레벨 컨버터 시스템의 경우 기존 전력 제어기법이나 전류 제어기법

† Corresponding Author : Dept. of Electrical and Biomedical Engineering Hanyang University, Korea

E-mail : rykim@hanyang.ac.kr

* Dept. of Electrical Engineering Hanyang University, Korea

** Living & Energy R&D Center, LG Electronics

Received : December 10, 2014; Accepted : April 23, 2015

을 이용하여 시스템의 성능 및 신뢰성 문제를 해결할 수 있지만, MMC는 구조적 특징으로 인해 기존 컨버터들과는 달리 내부 순환전류가 존재하므로 이에 대한 정확한 해석 및 추가적인 제어가 필요하다. 하지만 현재까지 불평형 전원 조건에서 기존의 전력 제어기법 적용에 따라 다양하게 발생하는 순환전류 성분에 대한 정확한 해석과 정의는 이뤄지지 않았다.

본 논문에서는 단상 지락(Single Line Ground, SLG) 사고 시 불평형 전원 조건에서 전력 제어기법에 따른 순환전류의 분석 및 제어 방법을 제안한다. 기존의 순환전류 해석 방법은 직류측과 계통측의 전력 관계식으로부터 유도되었다[8]-[9]. 그러나 MMC는 구조적으로 DC-link 전압을 독립적으로 구성하는 단상 인버터가 병렬로 연결된 구조로 DC-link를 공유하는 기존 컨버터 시스템에서 적용되어온 전력 관계식으로부터 유도된 수학적 모델링 방법은 불평형 전원 조건에서 발생하는 다양한 성분의 순환전류와 일치하지 않는다. 따라서 개별 상마다 독립적인 직류 전원으로 구성된 MMC 내부 암 전력을 고려하여 순환전류의 수학적 모델링 방법을 제안한다. 이 방법은 불평형 전원 조건하에 존재하는 다양한 순환전류 성분들의 발생 원인을 밝히고 해석할 수 있다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 MMC에 대한 구조 및 동작원리에 대한 설명을 서술하고, 3장에서는 기존 계통 전력을 이용한 순환전류 모델링 방법 및 이것의 적용 결과를 나타내었다. 4장에서는 본 논문에서 제안하는 MMC 시스템의 암 전력을 이용한 순환전류 모델링 해석 방법을 기술하였다. 제안된 방법은 시뮬레이션 결과를 통하여 그 타당성을 검증하였다.

2. MMC 동작원리 및 해석

2.1 MMC 구조 및 해석

(n+1)-레벨 MMC 시스템의 구조는 그림 1과 같다. 3개의 상(phase)으로 구성되어 있으며, 각 상은 상단과 하단 암(Arm)으로 구성된다. 이것의 동작은 계통측과 MMC 및 직류측과 MMC 사이의 관계 해석을 통해 알 수 있다.

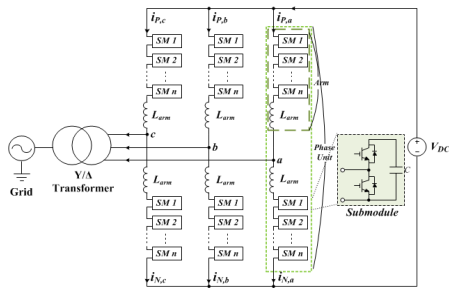


그림 1 (n+1)-레벨 MMC 구조
Fig. 1 Structure of (n+1)-level MMC

계통측 전류는 연속적이며, 각 상의 상단과 하단 암의 임피던스는 동일하고, 서브 모듈의 개수는 무한대, 각 암 전압은 영부터

DC-link 전압인 V_{DC} 로 변동하는 정현파 형태를 가지며 서로 180도의 위상차를 갖는 이상적인 전압원으로 가정하면 그림 2와 같이 한상에 대한 AC 등가회로로 표현할 수 있다. MMC 각 상의 계통측 연결 지점인 x에 대하여 KCL과 KVL을 적용하면 계통측 상전류 i_x 와 직류측 가상의 중성점 기준 계통측 상전압 v_{x0} 는 각각 식 (1)과 (2)로 표현할 수 있다[10]-[11]. 여기서 x는 a, b, c 상을 나타낸다.

$$i_x = i_{P,x}^{AC} - i_{N,x}^{AC} \quad (\text{for KCL}) \quad (1)$$

$$v_{x0} = \frac{V_{DC}}{2} - v_{Px} = -\frac{V_{DC}}{2} + v_{xN} \quad (\text{for KVL}) \quad (2)$$

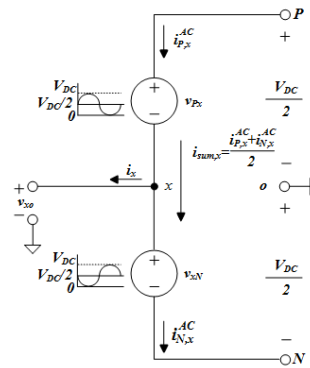


그림 2 MMC 시스템에 대한 한 상의 AC 등가회로
Fig. 2 AC equivalent circuit of one phase for MMC system

상단 암 전압 v_{Px} 와 하단 암 전압 v_{xN} 의 합은 항상 V_{DC} 와 같으므로 상단 암 전류 $i_{P,x}^{AC}$ 와 하단 암 전류 $i_{N,x}^{AC}$ 의 합 $i_{sum,x}^{AC} (= \frac{i_{P,x}^{AC} + i_{N,x}^{AC}}{2})$ 는 영이다. 따라서 각 상단 암 전류 $i_{P,x}^{AC}$ 와 하단 암 전류 $i_{N,x}^{AC}$ 는 식 (3)과 같고, 상단 암 전압 v_{Px} 와 하단 암 전압 v_{xN} 은 식 (4)와 같다.

$$i_{P,x}^{AC} = \frac{i_x}{2}, \quad i_{N,x}^{AC} = -\frac{i_x}{2} \quad (3)$$

$$v_{Px} = \frac{V_{DC}}{2} - v_{x0}, \quad v_{xN} = \frac{V_{DC}}{2} + v_{x0} \quad (4)$$

그림 3은 직류측과 MMC 사이의 관계를 나타낸 MMC 시스템의 단상 DC 등가회로이다. 앞서 설명한 계통측과 MMC 사이의 관계 해석 시 상단과 하단 암 전압이 이상적이며 180도 위상차를 갖는다 가정하였으므로 출력 전압을 생성하기 위한 스위칭 동작에 의해 한 상에 직렬 연결된 서브 모듈 커패시터들의 개수는 항상 n개로 일정하다. 전력 변환 시 발생하는 손실은 없다고 가정하면, MMC의 직류측 전력 P_{DC} 와 교류측 전력 P_{AC} 는 항상 같으므로 식 (5)와 같이 나타낼 수 있다[12].

$$P_{AC} = v_{ao} \cdot i_a + v_{bo} \cdot i_b + v_{co} \cdot i_c = V_{DC} (i_a^{DC} + i_b^{DC} + i_c^{DC}) = P_{DC} \quad (5)$$

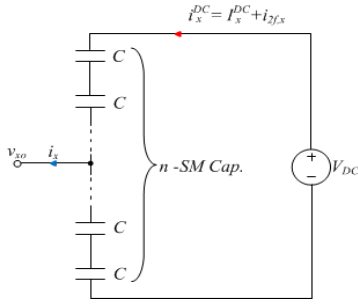


그림 3 단상 MMC 시스템의 DC 등가회로
Fig. 3 DC equivalent circuit of single-phase MMC system

이때 계통측 상전압 v_{x0} 와 상전류 i_x 는 식 (6)과 같고, 식 (5)로부터 직류측 전류 i_x^{DC} 는 식 (7)과 같이 일정한 DC 전류 I_x^{DC} 와 전원 주파수 두 배 성분인 AC 전류 $i_{2f,x}$ 로 구성된다. 여기서 V_m 과 I_m 은 v_{x0} 와 i_x 의 최대값이며, θ_x 와 ϕ_x 는 v_{x0} 와 i_x 의 초기 위상각이다.

$$v_{x0} = V_m \cos(\omega t + \theta_x), \quad i_x = I_m \cos(\omega t + \phi_x) \quad (6)$$

$$i_x^{DC} = \frac{V_m I_m}{2V_{DC}} \cos(\theta_x - \phi_x) + \frac{V_m I_m}{2V_{DC}} \cos(2\omega t + \theta_x + \phi_x) = I_x^{DC} + i_{2f,x} \quad (7)$$

따라서 계통측 및 직류측 해석으로부터 그림 1의 MMC 시스템 상단 및 하단 암 전류 $i_{P,x}$ 와 $i_{N,x}$ 는 식 (8)과 같이 정의할 수 있다. 결국 암 전류에는 계통측 상전류 i_x 성분 이외에도 직류측과 MMC 사이에 흐르는 전류 i_x^{DC} 가 포함된다.

$$i_{P,x} = i_{P,x}^{AC} + i_x^{DC} = \frac{1}{2} i_x + I_x^{DC} + i_{2f,x} \quad (8)$$

$$i_{N,x} = i_{N,x}^{AC} + i_x^{DC} = -\frac{1}{2} i_x + I_x^{DC} + i_{2f,x}$$

여기서 MMC 시스템 각 상의 상단 및 하단 암 전류에 동일한 전류 성분인 I_x^{DC} 와 $i_{2f,x}$ 는 MMC 내부에서 순환하는 성분으로 직접적인 측정이 불가능하며 상단 및 하단 암 전류의 합인 $i_{sum,x}$ 를 이용한 식 (9)로부터 간접적으로 측정 가능하다.

$$i_{sum,x} = \frac{i_{P,x}^{AC} + i_{N,x}^{AC}}{2} = I_x^{DC} + i_{2f,x} \quad (9)$$

실제 MMC 시스템은 그림 1에 나타내었듯이 각 암에 인덕터가 존재한다. 이 암 인덕터 역할 중 하나는 계통측 또는 MMC 시스템 자체 고장과 같은 비정상적인 상황으로 인해 과도한 전류가 발생하는 것을 억제하기 위함이며, 다른 기능은 암 전류에 포함된 $i_{2f,x}$ 전류를 제어하는 것이다[3]. 그림 4는 암 인덕터를 이용한 스위칭 제어를 통해 $i_{2f,x}$ 제어를 나타낸 것으로 상단 및 하

단 암 전류의 합인 $i_{sum,x}$ 의 성분 중 2고조파 전류 성분이 영이 되도록 암 전압의 합을 제어한다. 이 제어에 의해 상단 암 전압 v_{Px} 와 하단 암 전압 v_{Nx} 의 합은 더 이상 V_{DC} 와 일치하지 않으며 암 인덕터 양단에 전압이 존재하므로 인덕터를 고려하지 않고 이상적인 전압원으로 가정한 식 (2)는 식 (10)과 같이 수정되어야 한다.

$$v_{x0} = \frac{V_{DC}}{2} - v_{Px} - L_{arm} \frac{di_{P,x}^{AC}}{dt} = -\frac{V_{DC}}{2} + v_{Nx} + L_{arm} \frac{di_{N,x}^{AC}}{dt} \quad (10)$$

이 식으로부터 암 전압들의 합과 순환전류와의 관계를 나타낸 식 (11)을 유도할 수 있으며, 암 인덕터를 고려한 암 전압 v_{Px} 와 v_{Nx} 은 식 (12)로 표현된다. 여기서 e_x 는 MMC 각 상의 내부 전압, $v_{L,x}$ 는 2고조파 전류에 의한 인덕터 전압으로 정의한다[5].

$$L_{arm} \frac{di_{sum,x}}{dt} = \frac{V_{DC}}{2} - \frac{v_{Px} + v_{Nx}}{2} \quad (11)$$

$$v_{Px} = \frac{V_{DC}}{2} - e_x - v_{L,x}, \quad v_{Nx} = \frac{V_{DC}}{2} + e_x - v_{L,x} \quad (12)$$

$$e_x = \frac{v_{Nx} - v_{Px}}{2}, \quad v_{L,x} = L_{arm} \frac{di_{sum,x}}{dt} = L_{arm} \frac{di_{2f,x}}{dt}$$

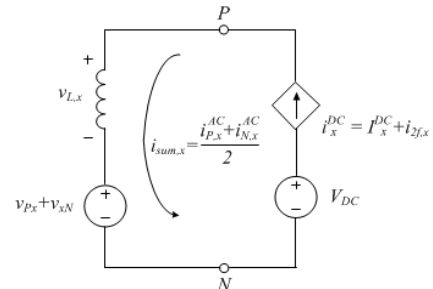


그림 4 순환전류 제어를 위한 등가회로
Fig. 4 Equivalent circuit for circulating current control

3. 계통 전력을 이용한 순환전류 해석

3.1 기존 순환전류 모델링 [8]-[9]

불평형 전원 조건에서 그림 1의 MMC와 연결된 변압기 Δ 측에 의해 영상분 성분이 없다고 가정하면 상전압 v_{x0} 와 상전류 i_x 는 식 (13)과 같이 정상분과 역상분 성분으로 표현할 수 있다[7]. 전력관계식을 나타낸 식 (5)로부터 직류측 전류 i_x^{DC} 는 식 (14)와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 V_m^+ , V_m^- 는 정상분과 역상분 상전압의 최대값, θ^+ , θ^- 는 정상분과 역상분 상전압의 초기 위상각, I_m^+ , I_m^- 는 정상분과 역상분 상전류의 최대값, 그리고 ϕ^+ , ϕ^- 는 정상분과 역상분 상전류의 초기 위상각이다.

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_m^+ \cos(\omega t + \theta^+) + V_m^- \cos(\omega t + \theta^-) \\ V_m^+ \cos(\omega t + \theta^+ - \frac{2\pi}{3}) + V_m^- \cos(\omega t + \theta^- + \frac{2\pi}{3}) \\ V_m^+ \cos(\omega t + \theta^+ + \frac{2\pi}{3}) + V_m^- \cos(\omega t + \theta^- - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} I_m^+ \cos(\omega t + \phi^+) + I_m^- \cos(\omega t + \phi^-) \\ I_m^+ \cos(\omega t + \phi^+ - \frac{2\pi}{3}) + I_m^- \cos(\omega t + \phi^- + \frac{2\pi}{3}) \\ I_m^+ \cos(\omega t + \phi^+ + \frac{2\pi}{3}) + I_m^- \cos(\omega t + \phi^- - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (14)$$

$$i_x^{DC} = I_{Comm}^{DC} + I_x^{DC} + i_{2f,x}^+ + i_{2f,x}^- + i_{2f}^0 \quad (14)$$

직류측 전류 i_x^{DC} 를 나타낸 식 (14)는 세 상 내에 동일한 크기를 갖는 DC 전류 I_{Comm}^{DC} , 서로 다른 크기를 갖는 DC 전류 I_x^{DC} , 그리고 전원 주파수 두 배에 해당하는 정상분 $i_{2f,x}^+$, 역상분 $i_{2f,x}^-$, 영상분 $i_{2f,x}^0$ 로 구분하여 식 (15)에서 (19)에 정리하였다. 정상 전원 조건에서는 역상분 상전압과 역상분 상전류가 존재하지 않아 순환전류 내에 역상분 성분만 존재하지만, 불평형 전원 조건에서는 역상분 이외에도 정상분과 영상분 순환전류 성분이 발생하게 된다.

$$I_{Comm}^{DC} = \frac{1}{2V_{DC}} [V_m^+ I_m^+ \cos(\theta^+ - \phi^+) + V_m^- I_m^- \cos(\theta^- - \phi^-)] \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} I_a^{DC} \\ I_b^{DC} \\ I_c^{DC} \end{bmatrix} = \frac{1}{2V_{DC}} \begin{bmatrix} V_m^+ I_m^+ \cos(\theta^+ - \phi^+) + V_m^- I_m^- \cos(\theta^- - \phi^-) \\ V_m^+ I_m^+ \cos(\theta^+ - \phi^+ + \frac{2\pi}{3}) + V_m^- I_m^- \cos(\theta^- - \phi^- + \frac{2\pi}{3}) \\ V_m^+ I_m^+ \cos(\theta^+ - \phi^+ - \frac{2\pi}{3}) + V_m^- I_m^- \cos(\theta^- - \phi^- - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} i_{2f,a}^+ \\ i_{2f,b}^+ \\ i_{2f,c}^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{2V_{DC}} \begin{bmatrix} V_m^- I_m^- \cos(2\omega t + \theta^- + \phi^-) \\ V_m^+ I_m^+ \cos(2\omega t + \theta^+ + \phi^+ - \frac{2\pi}{3}) \\ V_m^- I_m^- \cos(2\omega t + \theta^- + \phi^- + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} i_{2f,a}^- \\ i_{2f,b}^- \\ i_{2f,c}^- \end{bmatrix} = \frac{1}{2V_{DC}} \begin{bmatrix} V_m^+ I_m^+ \cos(2\omega t + \theta^+ + \phi^+) \\ V_m^- I_m^- \cos(2\omega t + \theta^- + \phi^- + \frac{2\pi}{3}) \\ V_m^+ I_m^+ \cos(2\omega t + \theta^+ + \phi^+ - \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$i_{2f}^0 = \frac{3}{2V_{DC}} [V_m^+ I_m^- \cos(2\omega t + \theta^+ + \phi^-) + V_m^- I_m^+ \cos(2\omega t + \theta^- + \phi^+)] \quad (19)$$

3.2 전력 제어를 고려한 순환전류 해석

불평형 전원 조건 시 전력 계통의 신뢰성 및 시스템 성능을 확보하기 위한 전력 제어기법들이 연구되어왔다. 전력 제어기법을 적용하기 위하여 계통측 전력을 유효전력과 무효전력 성분으로 구분이 필요하며 식 (20)과 같이 표현할 수 있다. 여기서 P_1, Q_1 은 유효전력과 무효전력의 DC성분이며, $P_{s2}, P_{e2}, Q_{s2}, Q_{e2}$ 는 유효전력과 무효전력의 전원 주파수 두 배에 해당하는 AC 성분이다.

$$\begin{aligned} P &= P_1 + P_{s2} \sin(2\omega t) + P_{e2} \cos(2\omega t) \\ Q &= Q_1 + Q_{s2} \sin(2\omega t) + Q_{e2} \cos(2\omega t) \end{aligned} \quad (20)$$

유효전력 및 무효전력의 각 성분들은 계통측 상전압과 상전류의 수식 관계로 표현 가능하며, abc/dq 변환을 이용하여 식 (21)과 같이 나타낼 수 있다[13].

$$\begin{bmatrix} P_1 \\ Q_1 \\ P_{s2} \\ Q_{s2} \\ P_{e2} \\ Q_{e2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_d^+ & v_q^+ & v_d^- & v_q^- \\ v_q^+ & -v_d^+ & v_q^- & -v_d^- \\ v_q^- & -v_d^- & v_q^+ & -v_d^+ \\ v_d^- & v_q^- & v_d^+ & v_q^+ \\ -v_d^- & -v_q^- & v_d^+ & v_q^+ \\ v_q^- & -v_d^- & v_q^+ & -v_d^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^+ \\ i_q^+ \\ i_d^- \\ i_q^- \end{bmatrix} \quad (21)$$

불평형 전원 조건에서 기존 컨버터 시스템을 운전하기 위한 전력 제어기법은 두 가지로 분류할 수 있다. 첫 번째 전력 제어기법은 계통측에 흐르는 상전류가 대칭이며 평형이 되도록 제어하는 전력 제어기법1로 불평형 전원 조건에서 발생하게 되는 역상분 상전류를 영으로 제어한다. 이때 전력 지령 P^*, Q^* 에 따른 전류 지령 $i_d^{+*}, i_q^{+*}, i_d^{-*}, i_q^{-*}$ 는 식 (22)와 같이 표현 가능하다[9].

$$i_d^{+*} = \frac{P^*}{1.5v_d^+}, \quad i_q^{+*} = -\frac{Q^*}{1.5v_d^+}, \quad i_d^{-*} = i_q^{-*} = 0 \quad (22)$$

두 번째 전력 제어기법은 유효전력 또는 무효전력 성분 중 전원 주파수 두 배에 해당하는 AC 전력 성분을 선택적으로 영으로 제어하는 전력 제어기법2이다. 이것은 불평형 전원 조건에서 역상분 상전압과 정상분 상전류에 의해 발생하게 되는 AC 전력 성분을 정상분 상전압과 역상분 상전류에 의해 발생하는 AC 전력 성분과 상쇄되도록 제어한다. 만약 무효전력 지령이 영이며 계통측 유효전력의 맥동을 영으로 제어하는 경우, 행렬식 $[P_1, Q_1, P_{s2}, P_{e2}]^T = [P^*, 0, 0, 0]^T$ 를 식 (21)에 대입하여 전류 지령 $[i_d^{+*}, i_q^{+*}, i_d^{-*}, i_q^{-*}]^T$ 을 식 (23)과 같이 계산할 수 있다[13].

$$\begin{bmatrix} i_d^{+*} \\ i_q^{+*} \\ i_d^{-*} \\ i_q^{-*} \end{bmatrix} = \frac{2P^*}{3D_1} \begin{bmatrix} v_d^+ \\ v_q^+ \\ -v_d^- \\ -v_q^- \end{bmatrix} + \frac{2Q^*}{3D_2} \begin{bmatrix} v_q^+ \\ -v_d^+ \\ v_q^- \\ -v_d^- \end{bmatrix} \quad (23)$$

$$D_1 = (v_d^+)^2 + (v_q^+)^2 - (v_d^-)^2 - (v_q^-)^2$$

$$D_2 = (v_d^+)^2 + (v_q^+)^2 + (v_d^-)^2 + (v_q^-)^2$$

전력 제어기법1이 적용된 시스템에서는 역상분 상전류를 영으로 제어하기 때문에 역상분 상전압과 역상분 상전류에 의한 식 (17)의 정상분 순환전류는 발생하지 않지만 역상분 상전압과 정상분 상전류에 의한 식 (19)의 영상분 순환전류는 발생한다. 하지만 전력 제어기법2가 적용된 시스템에서는 유효전력 또는 무효전력의 맥동을 제어하기 위해 역상분 상전류가 계통에 존재하므로 역상분 상전압과 역상분 상전류에 의한 식 (17)의 정상분 순환전

류가 발생한다. 또한 정상분 상전압과 역상분 상전류에 의한 전류 성분은 역상분 상전압과 정상분 상전류에 의한 전류 성분을 상쇄시키도록 발생하기 때문에 식 (19)의 영상분 순환전류는 발생하지 않는다. 이와 같은 기존 순환전류 모델링 방법을 사용하여 해석한 결과를 표 1에 나타내었다. 이것은 전력 제어기법에 따른 기존 순환전류 모델링 방법 적용 시 순환전류 성분들에 대한 비교표이다. 표 2는 단상 지락 사고 조건으로 시뮬레이션을 수행한 순환전류 결과를 나타낸다. 표 1에 정리한 이론적 해석 결과가 표 2의 시뮬레이션 결과와 일치하지 않음을 알 수 있다. 이것은 독립된 직류전원을 갖는 MMC 시스템의 구조적 특징 때문으로 DC-link 전압을 공유하는 기존 컨버터 시스템의 해석 방법으로는 MMC 시스템의 순환전류를 설명할 수 없다. 따라서 불평형 전원 조건 시 MMC 시스템의 순환전류를 해석하기 위해서는 새로운 방법이 필요하다.

4. 암 전력을 이용한 순환전류 해석

4.1 제한한 순환전류 모델링

본 논문에서는 개별 상마다 독립된 전원을 가진 MMC 내부 암 전력을 이용한 개선된 순환전류 모델링을 제안한다. 불평형 전원 조건에서 각 상의 상단과 하단 암 전압은 식 (24)와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 e_x^+, e_x^-, e_x^0 는 식 (12)에서 정의한 MMC 각 상 내부 전압의 정상분과 역상분 및 영상분 성분을 의미하고, E_m^+, E_m^-, E_m^0 는 정상분과 역상분 및 영상분 내부 전압의 최대값, $\alpha^+, \alpha^-, \alpha^0$ 는 각각 정상분과 역상분 및 영상분 내부 전압의 초기 위상각이다. 내부 영상분 전압은 불평형 전원 조건에서 커패시터 전압 변동의 크기와 동작하는 서브 모듈의 개수 변동에 의해 발생하게 된다. 또한 $V_{L,x}$ 는 식 (12)에서 정의한 순환전류 제어를 위한 전압 $v_{L,x}$ 의 최대값, β 는 $v_{L,x}$ 의 초기 위상각이다. k^+, k^-, k^0 는 내부 전압 변조지수, Γ 는 순환전류 제어를 위한 전압 변조지수를 나타내고 수식관계를 단순화시키기 위하여 식 (25)와 같이 정의된다[7].

표 1 기존 해석 방법에서 순환전류 성분의 유무
Table 1 Existence of circulating current components with conventional analysis

| 발생성분 조건 | 역상분 순환전류 | 정상분 순환전류 | 영상분 순환전류 |
|----------------|-------------|-------------|-------------|
| 평형 | ○_식(15) | × | × |
| 불평형 (전력제어1) | ○_식(15) | × | ○_식(16) |
| 불평형 (전력제어2) | ○_식(15) | ○_식(14) | × |

표 2 순환전류 시뮬레이션 결과(표4 참조)
Table 2 Simulation results of circulating current component

| 발생크기 조건 | 역상분 순환전류 | 정상분 순환전류 | 영상분 순환전류 |
|----------------|---------------|---------------|-------------|
| 평형 | $6A_{peak}$ | $0A_{peak}$ | $0A_{peak}$ |
| 불평형 (전력제어1) | $6.3A_{peak}$ | $1.7A_{peak}$ | $2A_{peak}$ |
| 불평형 (전력제어2) | $9.6A_{peak}$ | $3.7A_{peak}$ | $2A_{peak}$ |

$$\begin{aligned}
 v_{Px} &= \frac{V_{dc}}{2} - (e_x^+ + e_x^- + e_x^0) - v_{L,x} \\
 &= \frac{V_{DC}}{2} - E_m^+ \sin(\omega t + \alpha^+) - E_m^- \sin(\omega t + \alpha^-) \\
 &\quad - E_m^0 \sin(\omega t + \alpha^0) - V_{L,x} \sin(2\omega t + \beta^-) \\
 &= \frac{V_{DC}}{2} \left[1 - k^+ \sin(\omega t + \alpha^+) - k^- \sin(\omega t + \alpha^-) \right] \\
 &\quad \left[-k^0 \sin(\omega t + \alpha^0) - \Gamma \sin(2\omega t + \beta^-) \right] \\
 v_{x,N} &= \frac{V_{dc}}{2} + (e_x^+ + e_x^- + e_x^0) - v_{L,x} \tag{24}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \frac{V_{DC}}{2} + E_m^+ \sin(\omega t + \alpha^+) + E_m^- \sin(\omega t + \alpha^-) \\
 &\quad + E_m^0 \sin(\omega t + \alpha^0) - V_{L,x} \sin(2\omega t + \beta^-) \\
 &= \frac{V_{DC}}{2} \left[1 + k^+ \sin(\omega t + \alpha^+) + k^- \sin(\omega t + \alpha^-) \right] \\
 &\quad \left[+k^0 \sin(\omega t + \alpha^0) - \Gamma \sin(2\omega t + \beta^-) \right] \\
 k^{\pm,0} &= \frac{E_m^{\pm,0}}{V_{DC}/2} \quad \Gamma = \frac{V_{L,x}}{V_{DC}/2} \tag{25}
 \end{aligned}$$

제어전압 $v_{L,x}$ 에 의해 순환전류의 역상분 성분이 영으로 제어된다 가정하면 상단과 하단 암 전류 $i_{P,x}, i_{N,x}$ 는 식 (26)과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 m^+, m^- 는 상전류 변조지수를 의미하며 수식관계를 단순화시키기 위하여 식 (27)과 같이 정의된다[7].

각 상 전력은 상단 암과 하단 암 전력의 합과 같으므로 식 (24)와 (26)에 나타낸 상단 및 하단 암 전압과 전류의 곱에 의하여 식 (28)과 같이 나타낼 수 있다. 각 상의 합을 대칭좌표법을 이용하여 대칭분으로 분리하면 a상에 대한 전력 성분은 식 (29)에서 (35)와 같이 정리할 수 있다. 식 (29)와 (30)은 전원 주파수 두 배의 주파수로 회전하는 역상분 성분의 암 전력, 식 (31)과 (32)는 전원 주파수 두 배의 주파수로 회전하는 정상분 성분의 암 전력, 식 (33)은 전원 주파수 두 배의 주파수로 회전하는 영상분 성분의 암 전력, 식 (34)는 DC 암 전력, 식 (35)는 평형 전원 조건에서 발생하는 순환전류에 의한 불평형 전압 보상에 따른 암 전력이다. 이들은 각각 커패시터에 저장되는 에너지 식으로부터 정상분과 역상분 및 영상분에 해당하는 전원 주파수 두 배의 전압을 각 상에 유발하고, 결국 순환전류를 발생시킨다[3].

$$i_{P,x} = \frac{I_{dc}}{3} + \frac{i_x^+}{2} + \frac{i_x^-}{2} \quad (26)$$

$$= \frac{I_{dc}}{3} [1 + m^+ \sin(\omega t + \phi^+) + m^- \sin(\omega t + \phi^-)]$$

$$i_{N,x} = \frac{I_{dc}}{3} - \frac{i_x^+}{2} - \frac{i_x^-}{2}$$

$$= \frac{I_{dc}}{3} [1 - m^+ \sin(\omega t + \phi^+) - m^- \sin(\omega t + \phi^-)]$$

$$m^\pm = \frac{I_m^\pm}{I_{dc}/3} \quad (27)$$

$$p_{tot,x} = v_{P,x} \cdot i_{P,x} + v_{N,x} \cdot i_{N,x} \quad (28)$$

$$p_{tot,a} = \frac{V_{DC} I_{dc}}{6} [k^+ m^+ \cos(2\omega t + \alpha^+ + \phi^+)] \quad (29)$$

-전원 주파수 두배의 역상분 암 전력-

$$+ \frac{V_{DC} I_{dc}}{6} [k^0 m^- \cos(2\omega t + \alpha^0 + \phi^-)] \quad (30)$$

-전원 주파수 두배의 역상분 암 전력-

$$+ \frac{V_{DC} I_{dc}}{6} [k^- m^- \cos(2\omega t + \alpha^- + \phi^-)] \quad (31)$$

-전원 주파수 두배의 정상분 암 전력-

$$+ \frac{V_{DC} I_{dc}}{6} [k^0 m^+ \cos(2\omega t + \alpha^0 + \phi^+)] \quad (32)$$

-전원 주파수 두배의 정상분 암 전력-

$$+ \frac{V_{DC} I_{dc}}{6} \left[k^- m^+ \cos(2\omega t + \alpha^- + \phi^+) \right. \\ \left. + k^+ m^- \cos(2\omega t + \alpha^+ + \phi^-) \right] \quad (33)$$

-전원 주파수 두배의 영상분 암 전력-

$$+ \frac{V_{DC} I_{dc}}{6} \left[2 - \left(k^+ m^+ \cos(\alpha^+ - \phi^+) + k^0 m^- \cos(\alpha^0 - \phi^-) \right) \right. \\ \left. + k^- m^- \cos(\alpha^- - \phi^-) + k^0 m^+ \cos(\alpha^0 - \phi^+) \right. \\ \left. + k^- m^+ \cos(\alpha^- - \phi^+) + k^+ m^- \cos(\alpha^+ - \phi^-) \right] \quad (34)$$

-DC 암 전력-

$$+ \frac{V_{DC} I_{dc}}{6} [-2I^- \sin(2\omega t + \beta^-)] \quad (35)$$

-순환전류 보상 전압에 따른 암 전력-

4.2 전력 제어기법에 따른 순환전류 해석

불평형 전원 조건에서 계통측 상전류가 삼상 평형을 유지하도록 제어하기 위해서는 역상분 상전류를 영으로 제어한다. 이때 내부 정상분 전압과 정상분 상전류에 의한 전력 성분 식 (29)에 의해 역상분 순환전류가 발생한다. 기존 순환전류 모델링 방법에서는 역상분 상전류를 영으로 제어함으로써 전력 성분 식 (31)에 의한 정상분 순환전류는 발생하지 않는다. 그러나 내부 영상분 전압이 존재하므로, 이것은 정상분 상전류와의 관계인 전력 성분 식 (32)에 의해 정상분 순환전류를 발생시키며 이때의 전력을 그림 5에 나타내었다. 또한 내부 역상분 전압과 정상분 상전류에 의한 전력 성분 식 (33)에 의해 영상분 순환전류가 발생한다.

불평형 전원 조건에서 계통측 유효전력 맥동을 제어하는 경우 역상분 상전류는 계통측에 존재한다. 여기서 내부 정상분 전압과

정상분 상전류에 의한 전력 성분 식 (29)와 내부 영상분 전압과 역상분 상전류에 의한 전력 성분 식 (30)에 의해 역상분 순환전류가 발생하고, 내부 역상분 전압과 역상분 상전류에 의한 전력 성분 식 (31)과 내부 영상분 전압과 정상분 상전류에 의한 전력 성분 식 (32)에 의해 정상분 순환전류가 발생한다. 또한 기존 순환전류 모델링 방법에서는 존재하지 않던 영상분 순환전류는 그림 6에서 확인할 수 있듯이 내부 역상분 전압과 정상분 상전류에 의한 전력 성분이 내부 정상분 전압과 역상분 상전류에 의한 전력 성분과 상쇄되지 못하므로 전력 성분 식 (33)에 의한 영상분 순환전류가 발생한다.

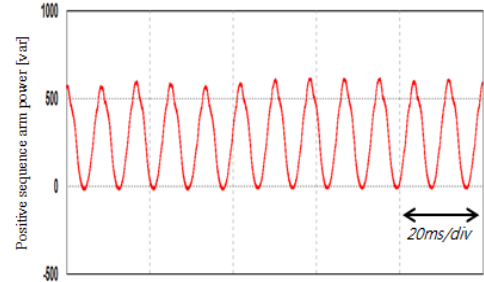


그림 5 전력 제어기법1 적용 시 정상분 순환전류의 원인이 되는 정상분 암 전력 (0.6 ≤ t ≤ 0.7)

Fig. 5 Positive sequence arm power about the cause of positive sequence component of circulating current applied power control method1

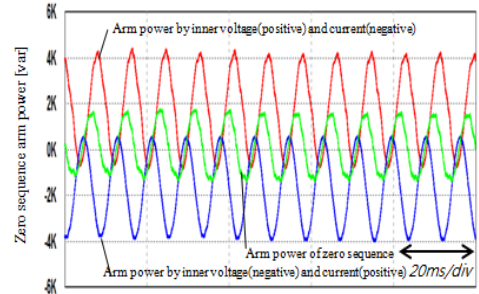


그림 6 전력 제어기법2 적용 시 영상분 순환전류의 원인이 되는 영상분 암 전력 (0.6 ≤ t ≤ 0.7)

Fig. 6 Zero sequence arm power about the cause of zero sequence component of circulating current applied power control method2

표 3은 제안된 순환전류 모델링 방법을 사용하였을 때 각 순환전류 성분들의 원인이 되는 암 전력들을 전력 제어기법에 따라 정리한 것이다. 결론적으로 전력 제어기법 1과 2를 사용하는 MMC 기반 HVDC 시스템에서는 정상분, 역상분 및 영상분에 해당하는 순환전류 제어가 모두 필요하다.

표 3 전력 제어기법 적용에 따른 순환전류 발생의 원인이 되는 압 전력

Table 3 Arm power about the cause of circulating current components according to power control methods

| 발생성분 조건 | 역상분 순환전류 | 정상분 순환전류 | 영상분 순환전류 |
|----------------|-------------|-------------|-------------|
| 평형 | ○_식(26) | × | × |
| 불평형 (전력제어1) | ○_식(26) | ○_식(29) | ○_식(30) |
| 불평형 (전력제어2) | ○_식(26,27) | ○_식(28,29) | ○_식(30) |

표 4 시스템 사양

Table 4 System specifications

| Parameter | Value | Comments |
|-----------------|---------------|---------------|
| Active power | 10[kW] | 1.0[p.u.] |
| Reactive power | 0[var] | 0[p.u.] |
| DC Bus Voltage | 1000V | |
| AC Grid Voltage | 500Vpeak | |
| Arm Inductance | Larm = 2 mH | 0.00754[p.u.] |
| Grid Inductance | Lgrid = 10 mH | 0.0377[p.u.] |
| SM capacitance | CSM = 3.28 mF | |

5. Case study

시뮬레이션은 PSIM 9.0 프로그램을 이용하였으며 시스템 사양은 표 4와 같다. 스위칭 기법으로는 NLC (Nearest Level Control) 변조 방식을 사용하였다[14]. 순환전류 및 전력 제어를 위한 시스템 제어 블록도는 그림 7에 나타내었다. 선택된 전력 제어기법에 관계없이 순환전류 제어를 위한 CCC 제어기가 동작하여 정상분, 역상분 그리고 영상분 성분의 순환전류 제어가 수행된다. 이때 CCC의 제어블록도를 그림 8에 나타내었다. 세 상의 정상분 및 역상분 순환전류는 abc/dq 변환 후 노치 필터를 거쳐 각각의 순환전류 성분들을 분리하고 PI제어기를 통하여 제어하였다. 여기서 노치 필터는 정상분과 역상분 순환전류 i_{dq}^p, i_{dq}^n 의 dq-좌표계 변환 과정에서 정상분과 역상분 성분이 2고조파 성분으로 나타남으로 이 영향을 제거하기 위해 사용하였다. 설계된 노치 필터 중심주파수는 240Hz이며, Q는 2.4이다. 또한 영상분 순환전류는 모든 압 전압의 합을 이용하여 영상분 전압을 구하고 밴드 패스 필터를 사용하여 해당 주파수 성분만 전향 보상할 수 있도록 하였다. 여기서 밴드패스 필터 중심주파수는 120Hz이며, Q는 6으로 설계하였다.

불평형 전원을 모사하기 위하여 단상 지락 사고를 0.5초에서 발생시켰다. 두 가지 전력 제어기법 적용 시 시뮬레이션 결과를 각각 그림 9와 10에 나타내었다. 이들은 불평형 전원 조건에서 발생하는 모든 순환전류의 성분들을 제어하지 않고 있을 때의 시

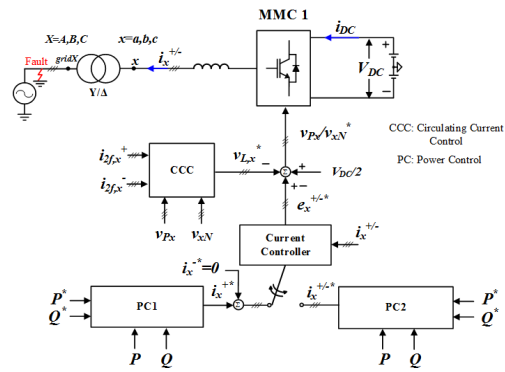


그림 7 시스템 제어 블록도
Fig. 7 System control block diagram

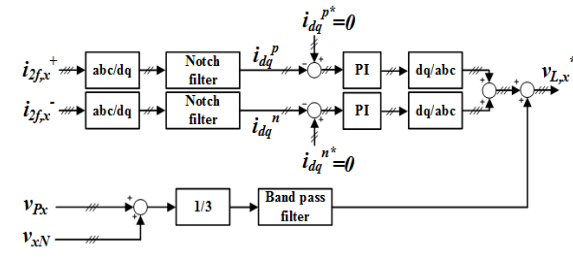


그림 8 순환전류 제어 블록도
Fig. 8 Circulating current control block diagram

물레이션 결과이다. 그림 9는 전력 제어기법1을 적용한 시스템으로 불평형 전원 조건에서 전원 주파수 두 배에 해당하는 전력 맥동이 발생됨을 그림 9(a)에서 확인할 수 있고, 와이델타 삼상 변압기 기준 와이축 계통전압 v_{grid,x}와 델타축 전압 v_{zo}를 각각 (b)와 (c)에 나타내었다. 이때 델타축 전압은 등가 와이결선된 전원으로 변환하여 나타내었다. 계통으로 흐르는 역상분 상전류를 영으로 제어함으로써 대칭이며 평형한 3상 출력 상전류가 유지됨을 그림 9(d)에서 확인할 수 있다. 또한 정상분, 역상분, 그리고 영상분에 해당하는 순환전류가 모두 발생되고 있는 것이 그림 9(e), (f), (g)에 보여진다.

그림 10은 전력 제어기법2를 적용한 시스템으로 불평형 전원이 발생되더라도 전원 주파수 두 배에 해당하는 전력 맥동이 발생하지 않음을 그림 10(a)에서 확인할 수 있다. 전력 제어기법1을 적용한 시스템과는 달리 계통에 역상분 상전류가 존재하므로 불평형한 상전류가 계통에 흐르고 있음을 그림 10(d)에서 확인할 수 있다. 또한 정상분과 역상분 및 영상분에 해당하는 순환전류가 전력 제어기법1 적용 시와 마찬가지로 모두 발생되고 있음을 그림 10(e), (f), (g)를 통하여 확인할 수 있다.

그림 11과 12는 각각 전력 제어기법 1과 2를 적용시킨 시스템에서 발생하게 되는 순환전류 성분들을 모두 제어한 결과이다. 이 그림을 통해 순환전류를 제어하더라도 전력에는 영향이 없음을 알 수 있다. 또한 정상분과 역상분 및 영상분에 해당하는 순환전류가 영으로 제어됨을 그림 11과 12의 (c), (d), (e)에 보여진다.

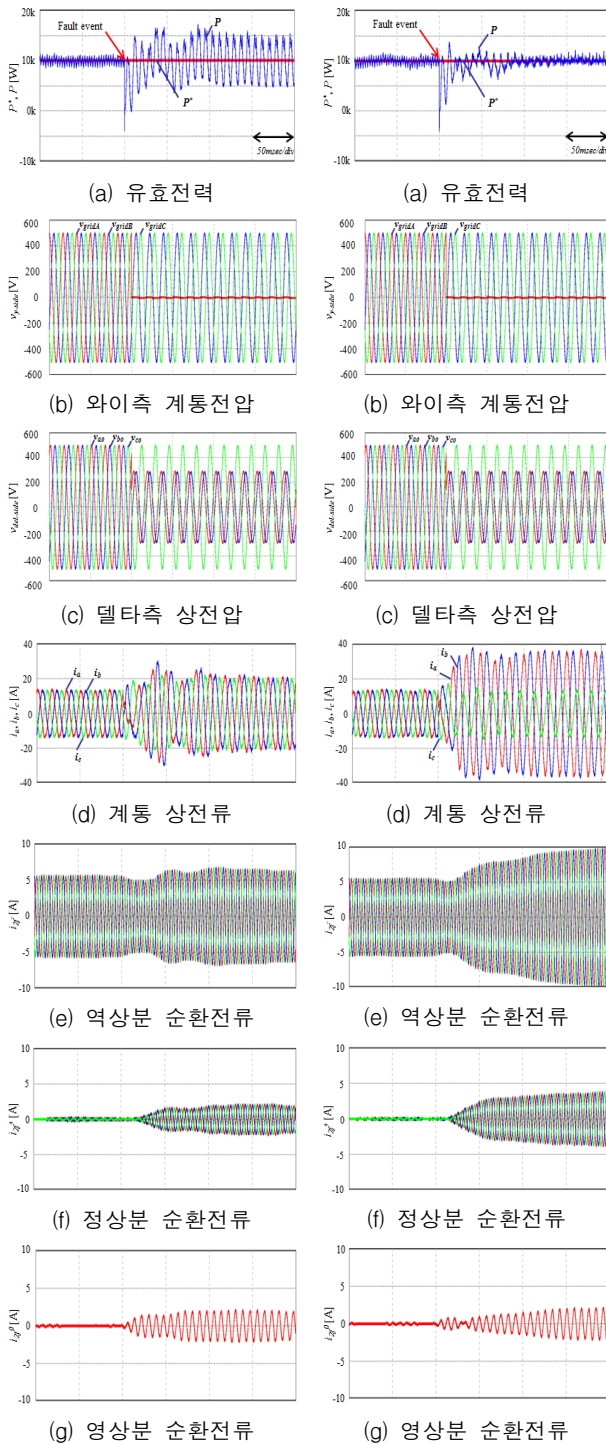


그림 9 전력 제어기법1 적용 시 순환전류를 제어하지 않은 시스템
 Fig. 9 Power control method 1 without circulating current control ($0.4 \leq t \leq 0.7$)

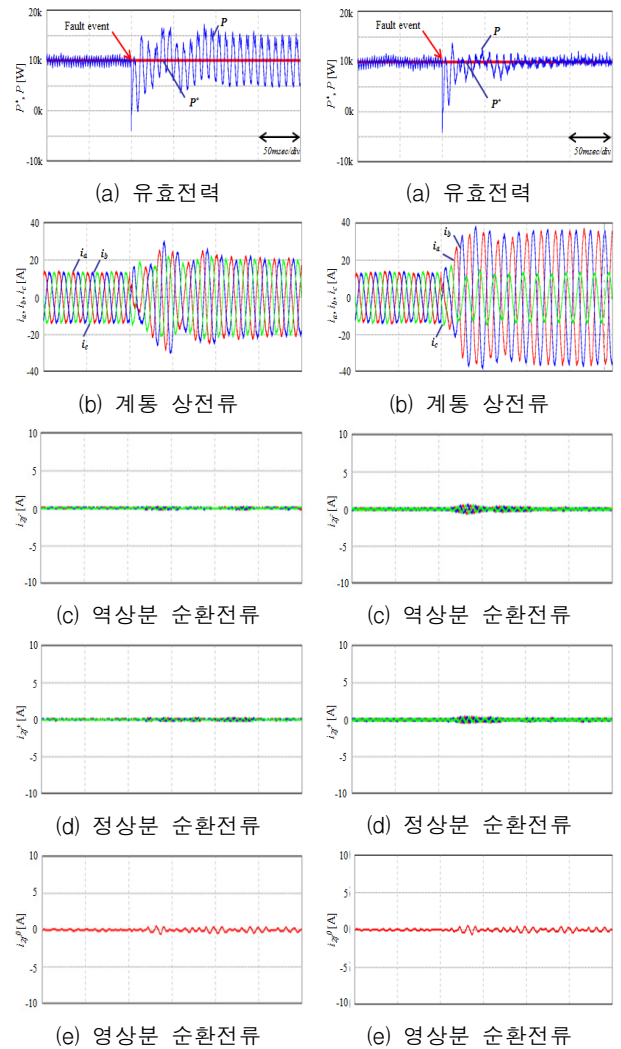


그림 11 전력 제어기법1 적용 시 순환전류를 제어하는 시스템
 그림 12 전력 제어기법2 적용 시 순환전류를 제어하는 시스템
 Fig. 11 Power control method 1 with circulating current control ($0.4 \leq t \leq 0.7$)
 Fig. 12 Power control method 2 with circulating current control ($0.4 \leq t \leq 0.7$)

6. 결 론

본 논문은 불평형 전원 조건에서 MMC 기반 HVDC 시스템에 적용 가능한 새로운 순환전류 해석 및 제어에 관한 연구이다. 불평형 전원 조건 시 기존 순환전류 해석은 직류측과 계통측의 전력 관계식으로부터 유도되었다. 그러나 MMC 시스템은 구조적으로 DC-link 전압이 독립적으로 구성된 단상 인버터가 병렬로 연결된 구조로, DC-link 전압을 공유하는 기존 컨버터 시스템에 적용되는 직류측과 계통측 전력 관계식으로부터 유도된 순환전류의 수학적 모델링 방법은 불평형 전원 조건 시 MMC 시스템에서 발

생되는 순환전류를 설명할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 각 상의 내부 암 전력을 기반으로 한 개선된 순환전류 모델링 방법을 제안하였다. 제안한 해석 방법을 통해 불평형 전원 조건에서 나타나는 다양한 순환전류 성분들의 발생 원인을 밝혔으며 본 논문의 유효성은 시뮬레이션 결과를 통하여 입증하였다.

References

- [1] A. Lesnicar and R. Maquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," in *Proc. Power Tech Conf.*, Bologna, Italy, 2003, p. 6.
- [2] A. Lesnicar and R. Marquardt, "A new modular voltage source inverter topology," in *Proc. EPE*, vol. 3, pp. 2-4, 2003.
- [3] 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.
- [4] Qingrui Tu, Zheng Xu, Jing Zhang, "Circulating current suppressing controller in modular multilevel converter," *IECON 2010 - 36th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, pp. 3198-3202, 2010.
- [5] 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.
- [6] A. Yazdani and R. Iravani, "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.
- [7] 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.
- [8] S. Li, X. Wang, Z. Yao, T. Li and Z. Peng, "Circulating Current Suppressing Strategy for MMC-HVDC Based on Non-Ideal Proportional Resonant Controllers Under Unbalanced Grid Conditions," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. pp, no. 99, pp. 1, 2014.
- [9] M. Guan and Z. Xu, "Modeling and control of a modular multilevel converter-based HVDC system under unbalanced grid conditions," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 27, no. 12, pp. 4858-4867, Dec. 2012.
- [10] A. Antonopoulos, L. Angquist, and H. P. Nee, "On dynamics and voltage control of the modular multilevel converter," in *proc. Eur. Conf. Power Electron. Appl.*, Barcelona, Spain, 2009, pp. 1-10.
- [11] E. Solas, G. Abad, and J. A. Barrena, "Modelling, simulation and control of modular multilevel converter," in *Proc. 14th Int. Power Electron. Motion Control conf.*, 2010, pp. T2-90 T2-96.
- [12] J.-W. Moon, C.-S. Kim, J.-W. Park, D.-W. Kang, and J.-M. Kim, "Circulating current control in MMC under the unbalanced voltage," *IEEE Trans. Power Del.*, vol. 28, no. 3, pp. 1952-1959, Jul. 2013.
- [13] H. Song and K. Nam, "Dual current control scheme for PWM converter under unbalanced input voltage conditions," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 46, no. 5, pp. 953-959, Oct. 1999.
- [14] M. Guan and Z. Xu, "Control and modulation strategies for modular multilevel converter based HVDC system," in *Proc. 37th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc.*, Nov., 2011, pp 849-854.

저 자 소 개



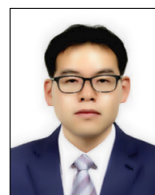
도원석 (Won-Seok Do)

1987년 12월 7일생. 2013년 국립 한경대학교 전기공학과 졸업. 2015년 한양대학교 전기공학과 졸업(석사). 2015년~현재 LS산전 PCS연구팀 연구원.



김시환 (Si-Hwan Kim)

1986년 4월 11일생. 2012년 한양대 전기공학과 졸업. 2012년~현재 동 대학원 전기공학과 석박 통합과정.



김태진 (Tae-Jin Kim)

1974년 8월 31일생. 2000년 대전대 전기공학과 졸업. 2002년 한양대 전기공학과 졸업(석사). 2009년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2009년~2013년 삼성전자 생활가전 사업부 책임연구원. 2013년~2015년 한양대학교 에너지전자제어시스템 연구교수. 2015년~현재 LG전자 L&E연구센터 책임연구원.



김래영 (Rae-Young Kim)

1974년 6월 6일생. 1997년 한양대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2009년 미국 버지니아 공대(Virginia Tech) 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1999년~2004년 효성중공업 연구소 선임연구원. 2009년~2010년 미국 National Semiconductor PostDoc. Researcher. 2010년~현재 한양대 전기생체공학부 조교수.