

# PWM 방식을 이용한 옵셋 전압 주입에 따른 MMC 시스템 내부 에너지 맥동 분석

## Analysis of Internal Energy Pulsation in MMC System According to Offset Voltage Injection with PWM Methods

김재명\*, 정재정\*

Jae-Myeong Kim\*, Jae-Jung Jung\*

### Abstract

In general, there are various pulse width modulation(PWM) methods simply using the offset voltage injection in voltage source converter(VSC). In accordance with the AC side voltage synthesis method with the offset voltage, DC side voltage utilization factor in VSC is changed. Also, this can apply equally to the MMC system. In other words, if the DC side capacity of the high voltage DC(HVDC) transmission system is determined, the maximum reactive power which can be supplied to the AC side can be changed according to the applied output voltage synthesis method with the offset voltage. In this paper, the leg energy pulsation in MMC system according to the AC side output voltage synthesis method with offset voltage which several representative PWM are applied to are mathematically analyzed and compared with each other. Finally, the above results are verified by simulation emulating the 400MVA full-scale MMC system to determine the consistency of the mathematical analysis.

### 요약

전압형 컨버터의 다양한 전압 합성 방법을 구현하기 위해서, 옵셋 전압을 주입하는 방법이 널리 사용되고 있다. 즉, 전압 변조 방식(pulse width modulation; PWM)들은 교류 측 전압 지령에 적절한 옵셋 전압을 주입하는 것과 수학적으로 동일하다. 이러한 옵셋 전압을 이용한 AC 단 출력 전압 합성 방법에 따라 DC 단 전압의 전압 이용률이 달라지며, 이는 모듈형 다단 컨버터(modular multilevel converter; MMC) 시스템에서도 동일하다. 따라서, DC 단의 용량이 정해져 있는 고압 직류(high voltage DC; HVDC) 송전 시스템의 경우에도 AC 단에 옵셋 전압을 이용함에 따라 AC 단으로 공급 가능한 최대 무효 전력의 크기를 변화시킬 수 있다. 본 논문에서는 대표적인 전압 변조 방식을 적용한 옵셋 전압 주입 시 합성된 AC 측 출력 전압에 따라 MMC 시스템의 레그 에너지 맥동을 수학적으로 분석하였다. 또한, 이를 실제 스케일의 400MVA급 MMC 시스템 시뮬레이션을 통해 수학적 분석의 경향성을 검증하였다.

*Key words* : internal energy balance; internal energy pulsation, modular multilevel converter(MMC), offset voltage injection, pulse width modulation(PWM)

\* Dept. of Electrical Engineering, Kyungpook National University

★ Corresponding author

Email : jj.jung@knu.ac.kr, Tel : +82-53-950-5604

Manuscript received Oct. 7, 2019; revised Nov. 18, 2019; accepted Nov. 26, 2019.

This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (<http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0>) which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

1. 서론

모듈형 다단 컨버터(modular multilevel converter; MMC)는 고 전압 직류 전력 전송에 주로 사용되는 수많은 전압 레벨을 가지는 컨버터이다[1]-[3]. 그림 1과 같이 MMC는 하프 브릿지와 풀 브릿지 등으로 구성된 여러 개의 서브모듈이 각 암에 직렬로 연결된 구조를 가진다. 이러한 서브모듈이 직렬로 연결된 구조적 특성에 많은 이점이 있다[4]. 출력 전압의 레벨을 높이기가 용이하며 출력 전압 파형은 고조파 함유율이 매우 낮고 작은 크기의 dv/dt 특성을 가진다. 그리고 고전압 DC 단 커패시터가 없으며 서브모듈이 고장 시에도 고장 서브모듈을 바이패스 시켜 정상 작동이 가능하다. 일반적으로 전압형 컨버터와 마찬가지로 MMC에는 유효 전력과 무효 전력을 제어하는 AC단 제어기와 DC 전압과 전류를 제어하는 DC단 제어기가 있다. 또한, MMC 시스템에서 각 암의 에너지 균형과 서브모듈 커패시터 간의 전압 균형을 제어하기 위한 제어가 필요하다.

서브모듈의 커패시터 균형을 위한 다양한 방법들이 연구되고 있으며 주로 순환 전류 제어를 많이 사용한다[5]-[7]. 일반적으로 MMC의 제어 기법은 직접 변조 제어와 간접 변조 제어로 나뉜다[8]-[9]. 직접 변조 제어는 변조 지수(modulation index; MI)를 서브모듈 커패시터 정격 전압을 이용하여 계산한다. 이때 합성 전압과 지령 전압 차이에 오차가 발생한다. 이러한 합성 전압 오차는 라인 주

파수의 2배의 순환 전류를 발생시키며 이러한 순환 전류는 MMC 내부로 흐르며 추가적인 손실을 발생시킨다. 유기된 순환 전류는 일반적으로 암 인덕터 또는 순환 전류 억제 제어에 의해 억제될 수 있다[10]. 직접 변조 제어에서는 6개의 암 에너지가 자연스럽게 균형을 이루기 때문에 시스템 제어가 다소 복잡하지 않다. 간접 변조 제어는 변조 지수를 측정된 서브모듈 커패시터 전압을 계산하여 만든다. 그러므로 각 암의 출력 전압이 지령 값과 일치하게 합성될 수 있다. 간접 변조 제어에서는 라인 주파수의 2배의 순환 전류가 발생하지 않지만 암 에너지 균형이 안정적이지 않기 때문에 암 에너지 균형 제어가 필요하다[9]. 그러므로 직접 변조 제어와 간접 변조 제어 두 기법 모두 암 에너지 맥동을 줄이기 위한 연구가 요구된다.

컨버터에 적용되는 전압 변조 방식(pulse width modulation; PWM)은 다양하다. 대표적으로 정현파 전압 변조 방식(sinusoidal pulse width modulation; SPWM), 3 고조파 주입 전압 변조 방식(third harmonic injection pulse width modulation; THIPWM), 공간 벡터 전압 변조 방식(space vector pulse width modulation; SVPWM), 불연속 전압 변조 방식(discontinuous pulse width modulation; DPWM) 등이 있다. THIPWM, SVPWM과 DPWM은 과변조 없이 DC 단 전압의 전압 이용률을 증가시킬 수 있다. 그리고 DPWM은 전압 이용률의 증가뿐만 아니라 한 주기 동안에 3개의 상 중에 2개의 상만 스위칭하기에 스위칭 손실 또한 줄일 수 있다. 이

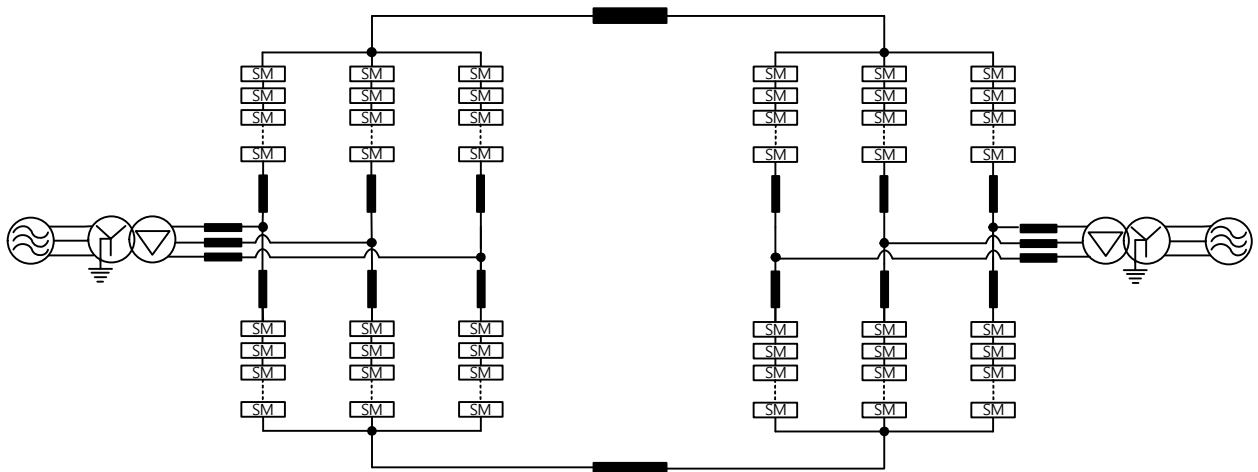


Fig. 1. Back to back MMC HVDC system.  
그림 1. 백투백 모듈형 다단 컨버터 고압 직류 시스템

러한 PWM 방식들은 AC 단 출력 전압에 옵셋 전압을 주입하여 구현된다. 이는 MMC 시스템에서도 동일하다[1], [11].

본 논문에서는 대표적인 PWM 방식들을 이용한 옵셋 전압 주입 시 MMC 내부 에너지 맥동을 분석하였다. MMC 등가 모델을 바탕으로 레그 에너지 맥동을 수학적으로 분석하였으며 시뮬레이션을 통해 검증하였다.

본 논문은 2장에서 MMC 등가 모델의 기초적인 해석과 MMC의 AC 단 출력 전압에 옵셋 전압 주입 시 발생하는 효과에 대해 제시하였다. 3장에서 MMC 등가 모델을 바탕으로 대표적인 PWM 방식들을 이용한 옵셋 전압 주입 시 MMC 내부 에너지 맥동을 수학적으로 분석하였다. 4장에서는 실제 스케일의 400MVA 급 MMC 시스템 시뮬레이션 결과를 제시하고 수학적 분석의 결과와 경향성을 비교 검증하였다. 마지막으로 5장에서 결론을 제시하였다.

## II. MMC 등가 모델과 옵셋 전압 주입의 효과

### 2.1. MMC 등가 모델

그림 1과 같이 MMC는 3개의 상에 각각 하나의 레그를 가지며 각 레그는 상단 암과 하단 암 총 2개의 암으로 이루어져 있다. 일반적으로 각 암은 여러 개의 서브모듈로 구성되어 있으며 DC 커패시터로 높은 대역폭의 제어 전압 소스로 모델링 될 수 있다. MMC의 자세한 수학적 해석을 위해 MMC의 등가 모델은 그림 2와 같이 나타낼 수 있다. 그림 2에서  $i_{xu}$ 와  $i_{xl}$ 은 각각 상단과 하단 암 전류를 나타내고 'x'는 3개의 상 중 임의의 한 상을 나타낸다. x상의 레그 전류는  $i_{xo}$ 로 표기하며 식 (1)과 같이 상단과 하단 암 전류의 평균으로 정의한다. 계통 상 전류는  $i_{xs}$ 로 표기하며 식 (2)와 같이 상단 암 전류에서 하단 암 전류를 뺀 값으로 정의한다.

$$i_{xo} = \frac{i_{xu} + i_{xl}}{2} \quad (1)$$

$$i_{xs} = i_{xu} - i_{xl} \quad (2)$$

키르히호프의 전압 법칙에 의해 DC 측에서 AC 측으로의 x상의 회로 방정식은 식(3)과 (4)와 같다.

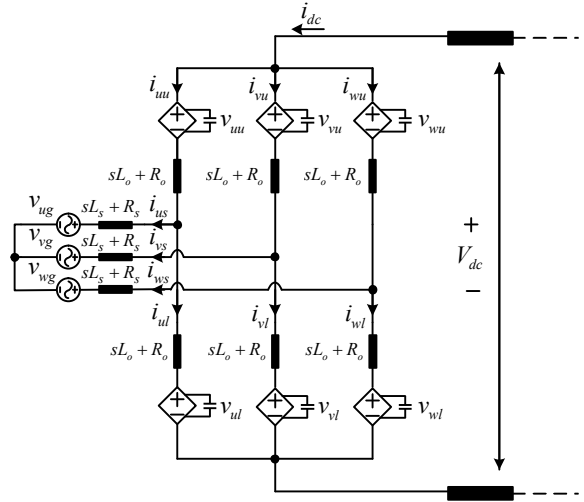


Fig. 2. Equivalent model of MMC.

그림 2. MMC 등가 모델

$L_o$ 와  $R_o$ 는 각 암의 등가 인덕턴스와 저항이다. 분석의 단순화를 위해서 3상의 암 임피던스( $R_o + sL_o$ ) 및 계통 라인 임피던스( $R_s + sL_s$ )는 3상에서 각각 같다고 가정한다.

$$\frac{V_{dc}}{2} = -v_{xu} - (sL_o + R_o)i_{xu} - (sL_s + R_s)(i_{xu} - i_{xl}) - v_{xg} \quad (3)$$

$$-\frac{V_{dc}}{2} = v_{xl} + (sL_o + R_o)i_{xl} - (sL_s + R_s)(i_{xu} - i_{xl}) - v_{xg} \quad (4)$$

출력 EMF는  $v_{xs}$ 로 표기하며 식(3)과 (4)의 합으로 식 (5)와 같이 구할 수 있다.

$$v_{xs} = -\frac{v_{xu} - v_{xl}}{2} \quad (5)$$

레그 내부 전압(leg internal voltage)은  $v_{xo}$ 로 표기하며 식(3)과 (4)의 차로 식 (6)과 같이 구할 수 있다.

$$v_{xo} = \frac{V_{dc} - (v_{xu} + v_{xl})}{2} \quad (6)$$

식(5)와 (6)에 따라 상단과 하단 암 전압은 식(7), (8)과 같이 정의된다. 레그 내부 전압은 상대적으로 작은 값을 가지므로 생략이 가능하므로, 식 (7)과 (8)에서 레그 내부 전압은 생략하였다.

$$v_{xu} = \frac{V_{dc}}{2} - v_{xs} \quad (7)$$

$$v_{xl} = \frac{V_{dc}}{2} + v_{xs} \quad (8)$$

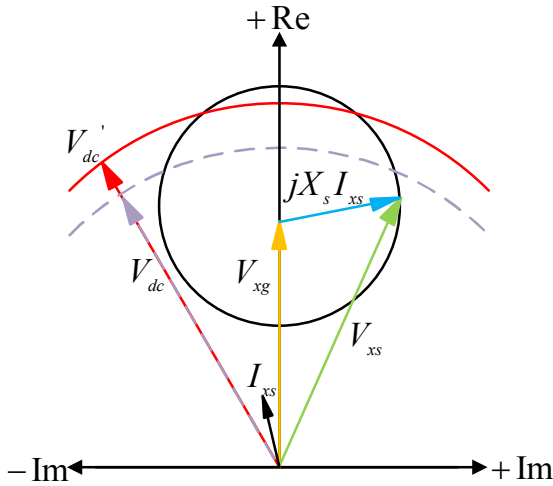


Fig. 3. Variation of voltage and current capability.  
그림 3. 전압과 전류 용량 변화

위의 정의들에 따르면 상단과 하단 암 전류는 식 (9)와 (10)과 같이 정의할 수 있다. 마찬가지로 DC 전류와 상 전류에 비해 순환 전류의 크기가 상대적으로 작기 때문에 순환 전류 성분을 생략해도 문제가 없다[12].

$$i_{xu} = \frac{1}{3}i_{dc} + \frac{1}{2}i_{xs} \tag{9}$$

$$i_{xu} = \frac{1}{3}i_{dc} - \frac{1}{2}i_{xs} \tag{10}$$

2.2. HVDC에 적용되는 MMC의 육상 전압 주입 효과

고전압 직류(high voltage DC; HVDC) 송전 시스템에서 DC 단 전압과 전류의 정격은 일반적으로 일정한 값으로 정해진다. 따라서 DC 단 전력과 AC 단 유효 전력이 같으므로 AC 단 유효 전력도 일정하다. 이때, AC 단 전압은 AC 계통과 AC 측 변압기에 의해 고정된다. AC 단 유효 전력과 전압이 고정되어 있으므로 AC 단 유효 전류 또한 정해진다. 하지만 무효 전력 공급은 AC 선 전류의 허용 한계까지 여유분을 가진다. 그러므로 오직 MMC에서 무효 전력만을 제어할 수 있다.

본 논문에서 사용된 육상 전압 주입은 DC 단 전압 이용률을 증가시킨다. DC 단 전압 이용률의 증가는  $V_{dc}$ 의 증가와 같게 생각할 수 있다. 그림 3와 같이  $V_{dc}$ 의 증가는 제어 가능한 출력 무효 전력의 범위를 증가시킨다. 그러므로 출력 EMF의 합성된 기본파의 크기는 증가할 수 있다. 따라서, 그림 4와

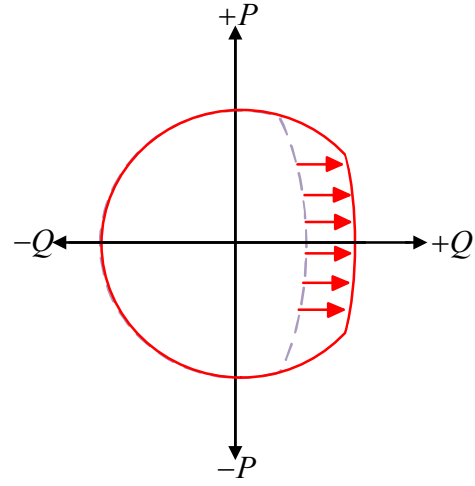


Fig. 4. Variation of P-Q capability.  
그림 4. P-Q 용량 변화

같이 MMC의 공급 가능한 무효 전력의 크기도 증가할 수 있다.

III. PWM 방식에 따른 육상 전압 주입 시 MMC 내부 에너지 맥동 수학적 분석

3.1. MMC 내부 에너지 맥동 수학적 분석

THIPWM, SVPWM과 DPWM을 적용한 육상 전압을 AC 측 출력 전압에 주입하면 식 (7)과 (8)에 의해 상단과 하단 암 전압은 식 (11)과 (12)로 나타낼 수 있다.  $v_{sn}$ 은 육상 전압을 나타내며  $v_{xs}$ 는 x상 출력 EMF의 기본파 성분을 의미하며  $v_{xs} = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}m_0\sin\omega t$ 이다.  $m_0$ 는 SPWM에서 전압 변조 지수이고  $\omega$ 는 계통 각속도를 나타낸다.

$$v_{xu} = \frac{V_{dc}}{2} - (v_{xs} + v_{sn}) \tag{11}$$

$$v_{xl} = \frac{V_{dc}}{2} + (v_{xs} + v_{sn}) \tag{12}$$

본 논문에서 사용한 6개의 PWM 방식을 적용한 육상 전압은 표 1에 정의하였다. 표 1에서  $v_{max}$ ,  $v_{min}$ 과  $v_{mid}$ 는 각각 MMC의 3상 출력 EMF 지령 전압 크기 중 가장 큰 상의 전압, 가장 작은 상의 전압과 중간 값을 나타낸다[11]. 상전류는 식 (13)과 같이 나타낼 수 있으며  $I_{m_0}$ 는 SPWM에서 상전류의 크기이고  $\theta$ 는 상 전압과 상전류의 위상차를 의미한다.

$$i_{xs} = \frac{\sqrt{3}}{2} I_{m_0} \sin(\omega t - \theta) \quad (13)$$

Table 1. The list of the offset voltage references according to the various PWM methods.

표 1. PWM 방식에 따른 오프셋 전압 지령

PWM method	Offset voltage
THIPWM	$-\frac{v_{\max} v_{mid} v_{\min}}{v_{\max}^2 + v_{mid}^2 + v_{\min}^2}$
SVPWM	$-\frac{v_{\max} + v_{\min}}{2}$
60DPWM	$\frac{V_{dc}}{2} - v_{\max} (v_{\max} + v_{\min} \geq 0)$ $-\frac{V_{dc}}{2} - v_{\min} (v_{\max} + v_{\min} < 0)$
30DPWM	$-\frac{V_{dc}}{2} - v_{\min} (v_{\max} + v_{\min} \geq 0)$ $\frac{V_{dc}}{2} - v_{\max} (v_{\max} + v_{\min} < 0)$
60(+30)DPWM	$\frac{V_{dc}}{2} - v_{w(u,v)s}$ $(v_{mid} = v_u(v,w)s, v_w(u,v)s \geq 0)$ $-\frac{V_{dc}}{2} - v_{w(u,v)s}$ $(v_{mid} = v_u(v,w)s, v_w(u,v)s < 0)$
60(-30)DPWM	$\frac{V_{dc}}{2} - v_{v(w,u)s}$ $(v_{mid} = v_u(v,w)s, v_v(w,u)s \geq 0)$ $-\frac{V_{dc}}{2} - v_{v(w,u)s}$ $(v_{mid} = v_u(v,w)s, v_v(w,u)s < 0)$

위의 정의들에 따라 상단과 하단 암의 에너지는 암 전압과 전류의 곱을 적분하여 얻어진다. MMC에서 AC 측 출력 전압에 오프셋 전압을 주입했을 때, 지배적인 요소인 기본파와 3 고조파 성분으로 나타낸 내부 에너지의 수학적 분석은 다음 식과 같다.

상단과 하단 암 전압은 식 (14)와 같이  $v_{xuFd}$ 와  $v_{xlFd}$ 로 나타내고  $m_{Fd}$ 는 오프셋 전압의 전압 변조 지수이다.

$$\begin{cases} v_{xuFd} = \frac{V_{dc}}{2} - (v_{xs} + v_{sn}) \\ v_{xlFd} = \frac{V_{dc}}{2} + (v_{xs} + v_{sn}) \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_{xuFd} = \frac{V_{dc}}{2} - \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} (m_0 \sin \omega t + m_{Fd} \sin 3\omega t) \\ v_{xlFd} = \frac{V_{dc}}{2} + \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} (m_0 \sin \omega t + m_{Fd} \sin 3\omega t) \end{cases}$$

$$\begin{cases} v_{xuFd} = \frac{V_{dc}}{2} \left( 1 - \frac{2}{\sqrt{3}} m_0 \sin \omega t - \frac{2}{\sqrt{3}} m_{Fd} \sin 3\omega t \right) \\ v_{xlFd} = \frac{V_{dc}}{2} \left( 1 + \frac{2}{\sqrt{3}} m_0 \sin \omega t + \frac{2}{\sqrt{3}} m_{Fd} \sin 3\omega t \right) \end{cases} \quad (14)$$

DC 단 전력과 AC 단 유효 전력이 같으므로 상 전류의 크기는 식 (15)와 같이 유도된다.

$$V_{dc} i_{dc} = \frac{3}{2} V_{m_0} I_{m_0} \cos \theta = \frac{3}{2} m_0 \frac{V_{dc}}{2} I_{m_0} \cos \theta$$

$$\Leftrightarrow I_{m_0} = \frac{4i_{dc}}{3m_0 \cos \theta} \quad (15)$$

식 (9), (10), (13)과 (15)에 따라 상단과 하단 암 전류는 식 (16)과 같이 나타나고  $i_{xuFd}$ 와  $i_{xlFd}$ 로 표기하였다.

$$\begin{cases} i_{xuFd} = \frac{i_{dc}}{3} + \frac{1}{2} i_{xsFd} \\ i_{xlFd} = \frac{i_{dc}}{3} - \frac{1}{2} i_{xsFd} \end{cases}$$

$$= \begin{cases} i_{xuFd} = \frac{i_{dc}}{3} \left( 1 + \frac{\sqrt{3}}{m_0 \cos \theta} \sin(\omega t - \theta) \right) \\ i_{xlFd} = \frac{i_{dc}}{3} \left( 1 - \frac{\sqrt{3}}{m_0 \cos \theta} \sin(\omega t - \theta) \right) \end{cases} \quad (16)$$

마지막으로 식 (14)와 (16)에 의해 상단과 하단 암의 기본파 주기의 순시적인 내부 에너지 맥동은 각각 식(17), (18)과 같이 유도된다.

$$\begin{aligned} \Delta E_{xu}^{Fd}(\omega t) &= \frac{1}{\omega} \int_0^{\omega t} v_{xuFd} i_{xuFd} d(\omega t) \\ &= \frac{V_{dc} i_{dc}}{6\omega} \int_0^{\omega t} \left( \left( 1 - \frac{2}{\sqrt{3}} m_0 \sin \omega t - \frac{2}{\sqrt{3}} m_{Fd} \sin 3\omega t \right) \left( 1 + \frac{\sqrt{3}}{m_0 \cos \theta} \sin(\omega t - \theta) \right) \right) d(\omega t) \\ &= \frac{V_{dc} i_{dc}}{6\omega} \int_0^{\omega t} \left( \left( 1 + \frac{\sqrt{3}}{m_0 \cos \theta} \sin(\omega t - \theta) - \frac{2}{\sqrt{3}} m_0 \sin \omega t \right) \left( \frac{\cos \theta}{\cos \theta} \sin(\omega t) \sin(\omega t - \theta) - \frac{2}{\sqrt{3}} m_{Fd} \sin 3\omega t \right) \right) d(\omega t) \\ &= \frac{V_{dc} i_{dc}}{6\omega} \left( \frac{\sqrt{3}}{m_0 \cos \theta} (\cos(\omega t - \theta) - \cos \theta) + \frac{2}{\sqrt{3}} m_0 (\cos \omega t - 1) \right. \\ &\quad \left. + \frac{1}{2 \cos \theta} (\sin(2\omega t - \theta) + \sin \theta) - \frac{2}{\sqrt{3}} m_{Fd} \left( -\frac{1}{3} (\cos 3\omega t - 1) \right) \right. \\ &\quad \left. - \frac{m_{Fd}}{m_0 \cos \theta} \left( \frac{1}{2} \sin(2\omega t + \theta) - \frac{1}{4} \sin(4\omega t - \theta) - \frac{3}{4} \sin \theta \right) \right) \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} \Delta E_{xl}^{Fd}(\omega t) &= \frac{1}{\omega} \int_0^{\omega t} v_{xlFd} i_{xlFd} d(\omega t) \\ &= \frac{V_{dc} i_{dc}}{6\omega} \int_0^{\omega t} \left( \left( 1 + \frac{2}{\sqrt{3}} m_0 \sin \omega t + \frac{2}{\sqrt{3}} m_{Fd} \sin 3\omega t \right) \left( 1 - \frac{\sqrt{3}}{m_0 \cos \theta} \sin(\omega t - \theta) \right) \right) d(\omega t) \end{aligned}$$

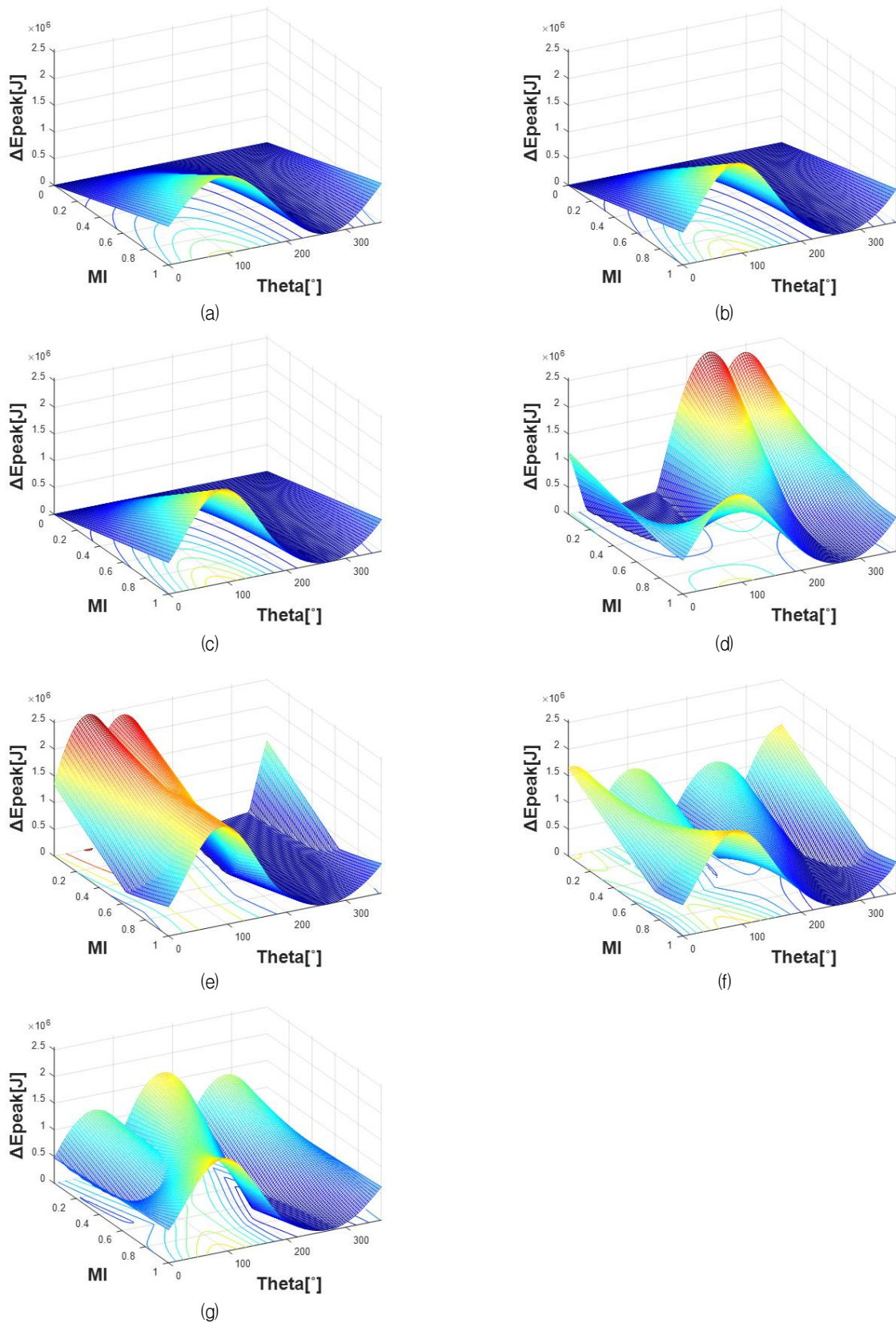


Fig. 5. MATLAB simulation results for the seven modulation methods : (a) no offset voltage injection (b) THIPWM (c) SVPWM (d) 60PWM (e) 30DPWM (f) 60(+30)DPWM (g) 60(-30)DPWM.

그림 5. 7가지 변조 방식을 적용한 MATLAB 시뮬레이션 결과 : (a) 오프셋 전압 주입하지 않음 (b) THIPWM (c) SVPWM (d) 60PWM (e) 30DPWM (f) 60(+30)DPWM (g) 60(-30)DPWM

$$\begin{aligned}
 &= \frac{V_{dc} i_{dc}}{6\omega} \int_0^{\omega t} \left( 1 - \frac{\sqrt{3}}{m_0 \cos\theta} \sin(\omega t - \theta) + \frac{2}{\sqrt{3}} m_0 \sin\omega t \right. \\
 &\quad \left. - \frac{2}{\cos\theta} \sin(\omega t) \sin(\omega t - \theta) + \frac{2}{\sqrt{3}} m_{Fd} \sin 3\omega t \right. \\
 &\quad \left. - \frac{2m_{Fd}}{m_0 \cos\theta} \sin(3\omega t) \sin(\omega t - \theta) \right) d(\omega t) \\
 &= \frac{V_{dc} i_{dc}}{6\omega} \left( \frac{\sqrt{3}}{m_0 \cos\theta} (\cos(\omega t - \theta) - \cos\theta) - \frac{2}{\sqrt{3}} m_0 (\cos\omega t - 1) \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{2\cos\theta} (\sin(2\omega t - \theta) + \sin\theta) + \frac{2}{\sqrt{3}} m_{Fd} \left( -\frac{1}{3} (\cos 3\omega t - 1) \right) \right. \\
 &\quad \left. - \frac{m_{Fd}}{m_0 \cos\theta} \left( \frac{1}{2} \sin(2\omega t + \theta) - \frac{1}{4} \sin(4\omega t - \theta) - \frac{3}{4} \sin\theta \right) \right) \quad (18)
 \end{aligned}$$

### 3.2. MATLAB 시뮬레이션을 이용한 분석

3.1장에서 기본파와 3 고조파 성분만을 수학적으로 분석하였다. 하지만 다양한 PWM 방식들을 적용하여 만들어진 윗셋 전압을 3.1장과 같은 방법으로 수학적 분석한다면 기본파와 3 고조파 이외의 여러 성분이 존재하기 때문에 매우 복잡하고 한계가 있다. 그러므로 에너지 맥동을 정확히 보기 위해서는 MATLAB을 이용한 수학적 분석이 필요하다.

각각의 PWM 방식을 적용한 윗셋 전압 주입 시 합성되는 AC 측 출력 전압에 따라 내부 에너지 맥동의 크기를 확연하게 비교하기 위해서 표 2의 파라미터 값을 사용하였다[13]. 표 2의 파라미터 값을 바탕으로 MATLAB을 이용하여 MMC 내부 에너지 맥동의 수학적으로 분석하였다. 그림 5는 윗셋 전압을 주입하지 않는 경우와 대표적인 6개의 PWM 방식(THIPWM, SVPWM, 60DPWM, 30DPWM, 60(+30)DPWM, 60(-30)DPWM)을 적용한 윗셋 전압 주입 시 전압 변조 지수(MI)와 상 전압과 상 전류의 위상차(Theta;  $\theta$ )에 따른 MMC의 레그 에너지 맥동의 최댓값을 나타낸다.

MI는 0.74이고  $\theta$ 가  $158^\circ$ 일 때, 7가지 방식 중 가장 작은 레그 에너지 맥동의 최댓값은 SVPWM을 적용한 0.70MJ이다. 이 조건에서 윗셋 전압 주입하지 않았을 때 레그 에너지 맥동 최댓값은 0.74MJ이다. SVPWM을 적용하면 윗셋 전압을 주입하지 않을 때 보다 약 5% 줄일 수 있다.

MI가 0.73이고  $\theta$ 가  $144^\circ$ 일 때, THIPWM을 적용했을 때 레그 에너지 맥동의 최댓값은 0.87MJ이고 60(+30)DPWM을 적용했을 때 레그 에너지 맥동의 최댓값은 가장 작은 0.75MJ이다. 60(+30)DPWM을 적용하면 이 조건에서 THIPWM보다 약 14%를 줄일 수 있다.

Table 2. Parameters of the MATLAB simulation.

표 2. MATLAB 시뮬레이션 파라미터

Parameter	Value
DC voltage $V_{dc}$	1200[kV]
DC current $i_{dc}$	1.375[kA]
Grid frequency $f$	60[Hz]

Table 3. Parameters of the PSIM simulation.

표 3. PSIM 시뮬레이션 파라미터

Parameter	Value
Number of submodules per one arm	216
Rated module capacitor voltage	2.2[kV]
DC bus voltage	400[kV]
Capacitance of module capacitor	4.5[mF]

MI는 0.69이고  $\theta$ 가  $90^\circ$ 일 때, 가장 작은 레그 에너지 맥동의 최댓값은 60DPWM을 적용한 0.63MJ이고 가장 큰 레그 에너지 맥동의 최댓값은 30DPWM을 적용한 1.84MJ이다. 이 조건에서 30DPWM을 적용한 것보다 60DPWM을 적용할 때 약 65% 줄일 수 있다.

MI는 0.76이고  $\theta$ 가  $0^\circ$ 일 때, 가장 작은 레그 에너지 맥동의 최댓값은 30DPWM을 적용한 0.36MJ이고 0.58MJ이 나온 60(+30)DPWM을 적용했을 때와 비교하면 약 38%를 줄일 수 있다.

MATLAB 시뮬레이션 결과에 보면 전압 변조 지수와 상전압과 상전류의 위상차에 따라 적절한 PWM 방식을 적용한 윗셋 전압으로 AC 측 출력 전압을 합성하면 MMC의 내부 에너지 맥동을 최소화할 수 있다.

## IV. 실제 스케일의 MMC 시스템 시뮬레이션 결과

MATLAB 시뮬레이션 결과를 검증하기 위해 MATLAB 시뮬레이션과 동일한 전압 변조 지수와 역률 조건에서 실제 스케일의 400MVA급 MMC 시스템을 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 진행하였다. 시뮬레이션 파라미터는 표 3의 값을 사용하였다. 특정 전압 변조 지수와 역률에서 7가지 방식 모두 사용하여 시뮬레이션을 진행하였고 그 중에 가장 작은 레그 에너지 맥동의 최댓값이 도출된 방

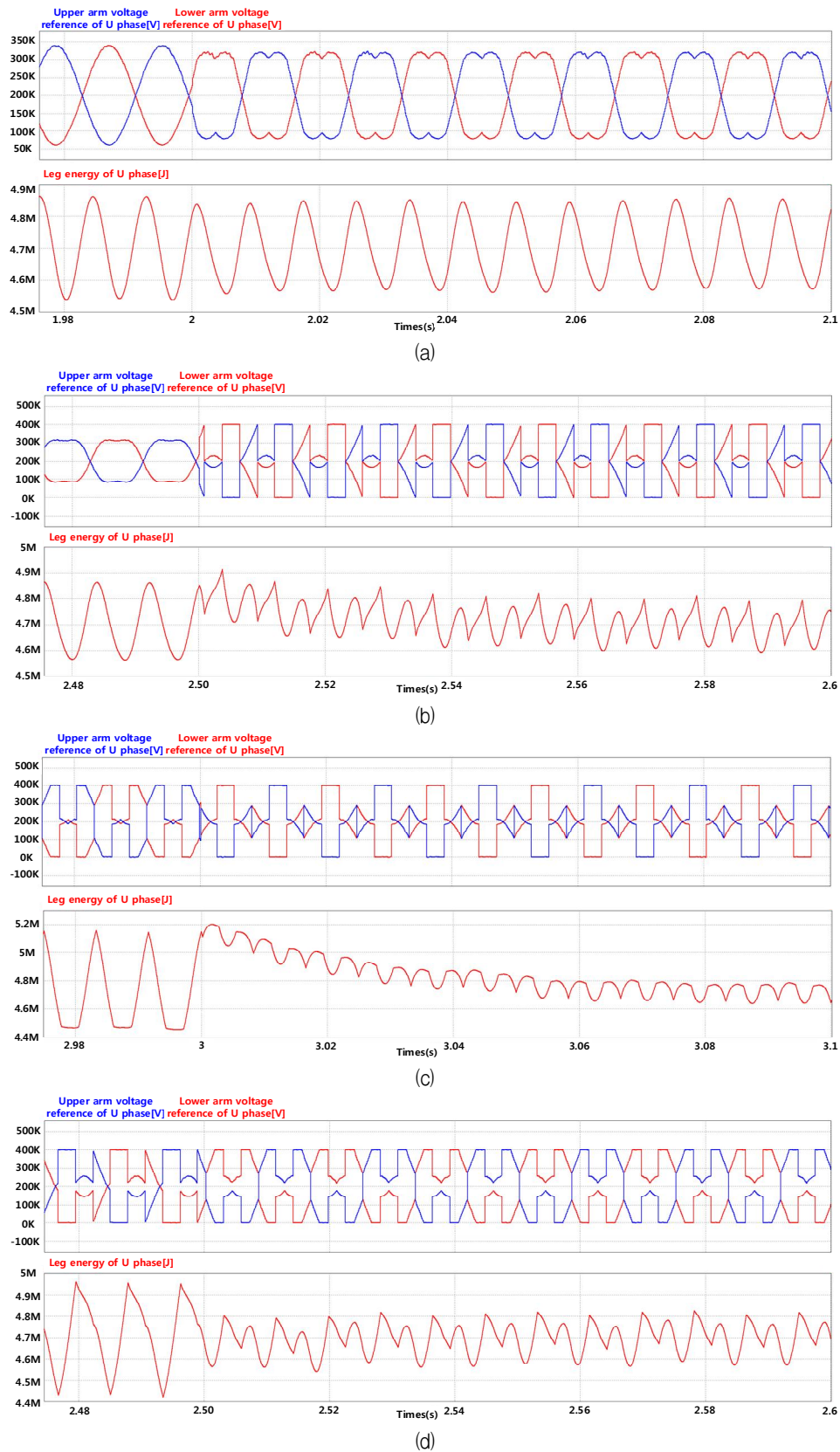


Fig. 6. PSIM simulation results : (a) no offset voltage injection vs SVPWM(MI=0.74, PF=0.93) (b) THIPWM vs 60(+30)DPWM (MI=73, PF=0.81) (c) 60DPWM vs 30DPWM(MI=0.69, PF=0) (d) 30DPWM vs 60(-30)DPWM(MI=0.76, PF=1)  
 그림 6. PSIM 시뮬레이션 결과 : (a) 옵셋 전압 주입하지 않음 vs SVPWM(MI=0.74, PF=0.93) (b) THIPWM vs 60(+30)DPWM (MI=73, PF=0.81) (c) 60DPWM vs 30DPWM(MI=0.69, PF=0) (d) 30DPWM vs 60(-30)DPWM(MI=0.76, PF=1)



식과 비교가 될 방식 두 개만 제시하였다.

MI는 0.74이고 역률(PF)이 0.93일 때, 최초로 옵셋 전압을 주입하지 않다가 2초부터 SVPWM을 적용한 옵셋 전압을 주입하였다. 그림 6. (a)와 같이 정상 상태에서 가장 작은 레그 에너지 맥동의 최댓값은 SVPWM을 적용한 0.29MJ이다. 이 조건에서 옵셋 전압 주입하지 않았을 때 레그 에너지 맥동 최댓값은 0.34MJ이다. SVPWM을 적용하면 옵셋 전압을 주입하지 않을 때 보다 약 15% 줄일 수 있다.

MI가 0.73이고 PF가 0.81일 때, 최초로 THIPWM을 적용한 옵셋 전압을 주입하다가 2.5초부터 60(+30)DPWM을 적용하였다. 그림 6. (b)와 같이 정상 상태에서 THIPWM을 적용했을 때 레그 에너지 맥동의 최댓값은 0.31MJ이고 60(+30)DPWM을 적용했을 때 레그 에너지 맥동의 최댓값은 가장 작은 0.22MJ이다. 60(+30)DPWM을 적용하면 이 조건에서 THIPWM보다 약 29%를 줄일 수 있다.

MI는 0.69이고 PF가 0일 때, 최초로 30DPWM을 적용한 옵셋 전압을 주입하다가 3초에 60DPWM을 적용하였다. 그림 6. (c)와 같이 정상 상태에서 가장 작은 레그 에너지 맥동의 최댓값은 60DPWM을 적용한 0.17MJ이고 가장 큰 레그 에너지 맥동의 최댓값은 30DPWM을 적용한 0.73MJ이다. 이 조건에서 30DPWM보다 60DPWM을 적용할 때 약 76% 줄일 수 있다.

MI는 0.76이고 PF가 1일 때, 최초로 30DPWM을 적용한 옵셋 전압을 주입하다가 2.5초부터 60(-30)DPWM을 적용하였다. 그림 6. (d)와 같이 정상 상태에서 가장 작은 레그 에너지 맥동의 최댓값은 30DPWM을 적용한 0.26MJ이고 0.56MJ이 나온 60(-30)DPWM을 적용했을 때와 비교하면 약 53%를 줄일 수 있다.

PSIM 시뮬레이션 결과를 MATLAB 시뮬레이션 결과와 비교하면 두 가지의 시뮬레이션에서 AC 단 전압과 전류의 정격 값과 서로의 비율이 달라서 맥동 감소량은 일치하지 않았다. 하지만 PSIM 시뮬레이션에서 각각의 PWM 방식을 적용한 옵셋 전압 주입 시 합성되는 AC 측 출력 전압에 따라 전압 변조 지수와 역률에 따른 MMC의 레그 에너지 맥동의 최댓값 결과와 수식을 이용한 MATLAB 분석 결과와 경향이 일치하는 것을 확인할 수 있다.

## V. 결론

본 논문에서는 각각의 PWM 방식을 적용한 옵셋 전압 주입 시 합성된 AC 측 출력 전압에 따라 MMC의 내부 에너지 맥동을 분석하였다. MATLAB을 이용하여 레그 에너지 맥동을 수학적으로 분석하였다. 특히, 레그 에너지 맥동 관점에서 전압 변조 지수와 역률에 따라 옵셋 전압에 적용된 PWM 방식 간 레그 에너지 맥동의 차이를 분석하였다. 실제 스케일의 400MVA급 MMC 시스템을 반영한 시뮬레이션으로 수식을 이용한 MATLAB 분석의 경향성을 검증하였으며 MI가 0.69이고 PF가 0인 경우에는 레그 에너지 맥동의 최댓값이 가장 작은 방식이 가장 큰 방식 보다 약 76% 레그 에너지 맥동을 줄일 수 있었다. MATLAB과 PSIM 시뮬레이션의 결과를 바탕으로 전압 변조 지수와 역률에 따라 적절한 옵셋 전압 적용 방식을 선택하면 레그 에너지 맥동 관점에서 안정적으로 시스템을 제어할 수 있는 최적 운전점을 도출할 수 있다.

## References

- [1] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," *2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings*, vol.3, pp.6, 2003. DOI: 10.1109/PTC.2003.1304403
- [2] L. G. Franquelo, J. Rodriguez, J. I. Leon, S. Kouro, R. Portillo, and M. A. M. Prats, "The age of multilevel converters arrives," *IEEE Ind. Electron. Mag.*, vol.2, no.2, pp.28-39, 2008. DOI: 10.1109/MIE.2008.923519
- [3] S. Kouro, M. Malinowski, K. Gopakumar, J. Pou, L. G. Franquelo, B. Wu, J. Rodriguez, M. A. Perez, and J. I. Leon, "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol.57, no.8, pp.2553-2580, 2010. DOI: 10.1109/TIE.2010.2049719
- [4] J. Jung, H. Lee and S. Sul, "Control Strategy for improved Dynamic Performance of Variable-Speed Drives With Modular Multilevel Converter," in *IEEE Journal of Emerging and Selected*

*Topics in Power Electronics*, vol.3, no.2, pp.371–380, 2015. DOI: 10.1109/JESTPE.2014.2323955

[5] A. Antonopoulos, L. Angquist, H-P. Nee, “On dynamics and voltage control of the Modular Multilevel Converter,” *Power Electronics and Applications, 2009. EPE'09. 13th European Conference on*. IEEE, 2009.

[6] L. Angquist, et al. “Open-loop control of modular multilevel converters using estimation of stored energy,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol.47 no.6, pp.2516–2524, 2011. DOI: 10.1109/TIA.2011.2168593

[7] Qingrui Tu, Zheng Xu, Lie Xu, “Reduced Switching-Frequency Modulation and Circulating Current Suppression for Modular Multilevel Converters,” *Power Delivery, IEEE Transactions on*, vol.26, no.3, pp.2009–2017, 2011. DOI: 10.1109/TPWRD.2011.2115258

[8] S. Cui, S. Kim, J. J. Jung and S. K. Sul, “A comprehensive cell capacitor energy control strategy of a modular multilevel converter(MMC) without a stiff DC bus voltage source,” *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014*, pp.602–609, 2014. DOI: 10.1109/APEC.2014.6803370

[9] Shenghui Cui, “Modeling and Control of Modular Multilevel Voltage Source Converter for HVDC Application with Generalized DC Bus,” M. S Thesis, Seoul National University, 2014.

[10] Hak-Jun Lee, “A Switching Frequency Reduction Strategy of Modular Multilevel Converter for VSC-HVDC,” Ph.D. Thesis, Seoul National University, 2013.

[11] D. W. Jung, “Unified Analysis of PWM Method for Three Phase Voltage Source Inverter Using Offset Voltage,” Ph.D. Thesis, Seoul National University, 2000.

[12] Jae-Jung Jung, “Analysis and Control of Bipolar HVDC Transmission System Based on Asymmetric Mixed MMC Topology,” Ph.D. Thesis, Seoul National University, 2017.

[13] R. Li, J. E. Fletcher and B. W. Williams, “Influence of third harmonic injection on modular

multilevel converter-based high-voltage direct current transmission systems,” in *IET Generation, Transmission & Distribution*, vol.10, no.11, pp. 2764–2770, 2016. DOI: 10.1049/iet-gtd.2015.1470

## BIOGRAPHY

### Jae-Myeong Kim (Student Member)



2019 : BS degree in Electrical Engineering, Kyungpook National University.

2019~ : MS degree in Electrical Engineering, Kyungpook National University.

### Jae-Jung Jung (Member)



2011 : BS degree in Electrical Engineering, Seoul National University.

2013 : MS degree in Electrical Engineering, Seoul National University.

2017 : Ph. D. degree in Electrical Engineering and computer science, Seoul National University.

2017~2019 : Senior Engineer, Samsung Electronics.

2019~ : Assistant Professor, Kyungpook National University.