

스위칭 손실을 줄이기 위한 모듈형 멀티레벨 컨버터의 제어 방법

박소영¹, 김재창¹, 곽상신[†]

Control Method of Modular Multilevel Converter to Reduce Switching Losses

So-Young Park¹, Jae-Chang Kim¹, and Sang-Shin Kwak[†]

Abstract

In this paper, a voltage-based model predictive control (MPC) scheme for a modular multilevel converter is used to reduce switching loss. The proposed method calculates an offset voltage that clamps the switching operation of submodules in which the current greatly flows at every sampling period by using the reference phase voltage and the reference phase current. To use the offset voltage, the proposed method converts the current-based MPC to the voltage-based MPC. The proposed voltage-based MPC then generates a new reference pole voltage that clamps the switching of submodules by applying the calculated offset voltage to the phase voltage. Therefore, the proposed method can reduce the switching loss by stopping the switching operation of submodules in which the current greatly flows. The switching loss reduction effect of the proposed method is verified by comparing its loss data with those of the conventional MPC method.

Key words: MMC(Modular Multilevel Converter), Predictive control, Switching losses

1. 서 론

근래에 대용량 전력을 요구하는 철도, 선박, 풍력 발전, 블로워, 무효 전력 보상 등의 광범위한 산업 현장에서 멀티레벨 컨버터는 표준 및 맞춤형 제품으로 상용화되고 있다^[1-2]. 특히 Cascaded H-bridge (CHB), Neutral point clamped (NPC), Flying capacitor 컨버터들은 중전압 (Medium Voltage; MV)을 필요로 하는 분야에서 널리 사용되고 있다. 하지만 이러한 컨버터들은 고전압 (High-Voltage; HV)을 필요로 하는 분야에 적용될 때 멀티펄스 변압기를 필요로 하고 이는 전체 시스템의 비용과 부피를 상승시킨다. 모듈형 멀티레벨 컨버터 (Modular Multilevel Converter; MMC)는 모듈형 구조가

가지는 쉬운 확장성과 낮은 스위칭 주파수, 고 품질의 출력 전압과 출력 전류의 낮은 전고조파왜율 (Total Harmonic Distortion; THD), 소자들의 낮은 정격 전압, 고장 발생 시 여분의 모듈 이용 가능 등의 장점들 덕분에 멀티레벨 컨버터들 중 고압 직류 (High-Voltage Direct Current; HVDC) 전송, 고 전력 모터 드라이브 등의 중/고 전압 분야에 적합한 컨버터 토폴로지로서 각광받고 있다^[3-4]. 이러한 분야에서 MMC의 여러 서브모듈 타입 중 하프 브리지 서브모듈 (HB-SM)은 다른 서브모듈 타입보다 구성이 간단하고 제어가 쉬운 이유로 가장 많이 사용되고 있다. 고 전압 동작을 위해 MMC는 여러 서브모듈을 직렬 연결로 구성되고 각각의 서브모듈들의 전압들은 MMC의 신뢰성 있는 동작을 위해 제어된다. 또한, MMC는 출력 전류와 순환 전류를 제어해야 하고 이러한 MMC의 제어 목표들은 일반적인 PI 선형 제어기, 펄스 폭 변조 (Pulse Width Modulation; PWM) 방식, 그리고 전압 평형 방법들에 의해 제어되어왔다^[5]. 최근에는 이러한 일반적인 제어 방법이 아닌 모델 예측 제어 (Model Predictive Control; MPC)를 통한 MMC 제어에 대한 연구가 활발히 진행되었다. MPC는 구현이 쉽고 여러 제어 목표들을 유연성 있게 다룰

Paper number: TKPE-2017-22-6-2

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: sskwak@cau.ac.kr, School of Electrical and Electronics Eng., Chung-Ang University
Tel: +82-2-820-5346 Fax: +82-2-825-1584

¹ School of Electrical and Electronics Eng., Chung-Ang Univ. Manuscript received Aug. 14, 2017; revised Sep. 12, 2017; accepted Sep. 25, 2017

— 본 논문은 2017년 전력전자학술대회 우수논문상 수상논문임

수 있다는 장점이 있어 다양한 컨버터 토폴로지에서 사용되었다^[6]. MMC를 위한 초기 MPC 연구는 직접형 (Direct) MPC에 대하여 진행되었고 직접형 MPC는 C_N^{2N} 의 고려해야 할 제어 상태를 갖는다^[7-8]. 여기서 N 은 MMC 암 (Arm) 당 서브모듈의 개수를 나타낸다. 직접형 MPC로 MMC를 제어하는 경우 고 전압에 사용하기 위해 서브모듈의 수를 늘리면 알고리즘의 수행 시간이 기하 급수적으로 늘어나게 된다. 따라서 많은 서브모듈을 갖는 실제 MMC에 직접형 MPC 방법을 적용하는데는 문제가 발생하거나 적용이 불가능하다. 직접형 MPC 방법의 연구 이후로 삽입 지수 (Insertion index) 계산과 서브모듈 커패시터 전압 평형을 위한 제어를 따로 수행하는 간접형 (Indirect) MPC에 대한 연구가 진행되었다^[9]. 간접형 MPC는 직접형 MPC에 비해 고려해야 될 제어 상태 수가 $(N+1)^2$ 로 줄어든다.

본 논문에서는 간접형 MPC에 스위칭 손실을 줄이는 옵셋전압 계산 알고리즘을 적용하여 MMC의 스위칭 손실을 줄인다. 제안된 방법은 MMC의 지령 상 전압과 지령 출력 전류를 이용하여 전류가 큰 부분에서 서브모듈의 스위칭 동작을 클램핑 시키는 옵셋전압을 매 샘플링 시점 마다 계산 한다. 매 샘플링 시점 마다 계산된 옵셋전압은 지령 상 전압에 인가되어 전류가 큰 구간에서 극 전압을 $+V_{dc}/2, -V_{dc}/2$ 로 클램핑 시키는 새로운 지령 극 전압을 생성하게 된다. 제안된 MPC에서는 기존의 전류 기반의 비용함수를 전압 기반의 비용함수로 변경하고 비용함수의 지령 전압에 새롭게 생성된 지령 극 전압을 사용한다. 본 논문에서는 15-레벨 3상 MMC의 시뮬레이션과 7-레벨 단상 MMC의 실험의 결과를 통하여 제안된 방법의 유효성을 검증하였다.

2. 모듈형 멀티레벨 컨버터 시스템

DC-AC 전력변환기인 N 개의 서브모듈을 갖는 3상 모듈형 멀티레벨 컨버터의 구성도는 다음 그림 1과 같다. 3상 MMC는 V_{dc} 직류 전원, 3개 레그 (Leg), 부하 R_o, L_o 로 구성되며, 각 레그는 상단 암 (Upper arm)과 하단 암 (Lower arm)의 직렬 연결로 구성된다. 또한, 각 레그의 암은 N 개의 하위 서브모듈과 인덕터 L , 저항 R 의 직렬 연결로 이루어져 있고, 인덕터와 저항은 각각 단락 전류 제한과 암 전류의 고조파 성분을 제거와 암에서의 전력 손실을 나타내는 역할을 한다. 서브모듈은 하프 브릿지 (Half bridge), 풀 브릿지 (Full bridge) 형태를 가질 수 있고 본 논문에서는 하프 브릿지 형태의 서브모듈로 구성된 MMC를 다룬다. 하프 브릿지 구조의 스위치와 하나의 커패시터 C 로 이루어진 각 서브모듈은 S_i 의 스위치 동작에 따라 출력으로 0 또는 v_{Cm} 의 전압 레벨을 갖고 서브모듈의 직렬 연결로 구성된 상단 암과 하단 암은 v_{au}, v_{al} 의 암 전압을 생성한다. 3상 R_o, L_o 부하를 갖는 MMC의 a상에서 상단 암과 하단 암에서의

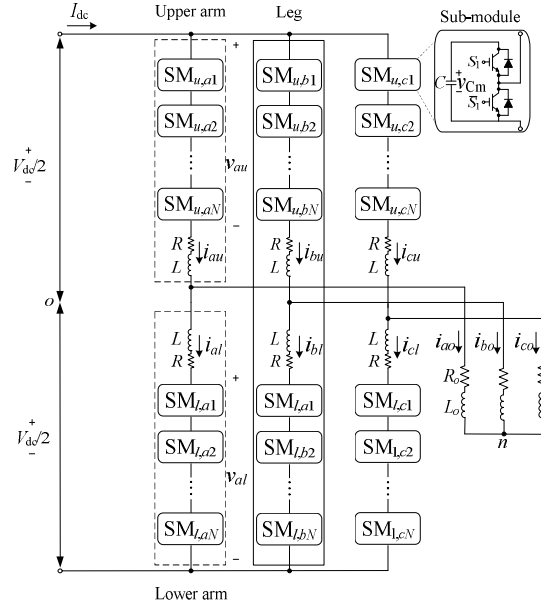


Fig. 1. Structure of MMC system.

KVL (Kirchhoff's Voltage Law)를 이용하여 전압 방정식을 세우면 다음과 같은 식을 구할 수 있다.

$$\frac{V_{dc}}{2} = v_m + L \frac{di_{m_u}}{dt} + L_o \frac{di_{m_o}}{dt} + R_o i_{m_o} \quad (1)$$

$$\frac{V_{dc}}{2} = v_{nl} + L \frac{di_{m_l}}{dt} - L_o \frac{di_{m_l}}{dt} - R_o i_{m_l} \quad (2)$$

여기서 $m=a, b, c$ 3상을 나타낸다. 또한, 3상의 각 암에 흐르는 전류 i_{m_u}, i_{m_l} 와 레그에 흐르는 순환 전류 $i_{m_{cir}}$ 는 다음과 같이 표현 될 수 있다.

$$i_{m_u} = \frac{i_{m_o}}{2} + i_{m_{cir}}, \quad i_{m_l} = \frac{-i_{m_o}}{2} + i_{m_{cir}} \quad (3)$$

$$i_{m_{cir}} = \frac{i_{m_u} + i_{m_l}}{2} \quad (4)$$

$$\frac{di_{m_{cir}}}{dt} = \frac{V_{dc} - v_m - v_{nl}}{2L_o} \quad (5)$$

출력 전류 i_{m_o} 는 상단 암 전류와 하단 암 전류의 차이므로 식(1)과 (2)를 정리하면 다음과 같다.

$$\frac{di_{m_o}}{dt} = \frac{v_{nl} - v_m - (2R_o)i_{m_o}}{2L_o + L} \quad (6)$$

각 상의 암 전압 v_{Cm_u}, v_{Cm_l} 은 암에서 서브모듈의 S_1 이 온 상태인 수를 나타내는 삽입 지수 (Insertion index) M_{m_u}, M_{m_l} 에 따라 그 값이 정해지고 다음 식 (7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_m = \frac{M_{m_u} \sum v_{Cm_u}}{N}, \quad v_{nl} = \frac{M_{m_l} \sum v_{Cm_l}}{N} \quad (7)$$

2.1 멀티레벨 컨버터의 모델 예측 제어

MMC는 출력 전류와 순환전류, 서브모듈 커패시터 전압의 제어를 필요로 한다. 또한 서브모듈의 커패시터 전압은 암 전류의 극성에 따라 충전 또는 방전하기 때문에 각 서브모듈 커패시터 전압들의 평형을 맞추주기 위한 전압 평형 알고리즘이 필요하다. MPC를 MMC에 적용하기 위해서는 먼저 아래 식 (8)과 같이 미리 정의된 비용 함수 (Cost function)를 이용한 최적의 삽입 지수를 찾아내는 과정과 이 삽입 지수를 이용하여 전압 평형 알고리즘을 수행하는 과정이 필요하다.

$$g_m = w_1 |i_{mo}^*(k+1) - i_{mo}(k+1)| + w_2 |i_{mcr}^*(k+1) - i_{mcr}(k+1)| + w_3 |V_{dc}^* - \sum v_{Cmu}(k+1)| + w_4 |V_{dc}^* - \sum v_{Cml}(k+1)| \quad (8)$$

비용 함수를 구성하고 있는 미래 출력 전류와 순환 전류는 포워드 오일러 근사 (Forward Euler approximation)를 이용하여 식 (5)와 (6)을 이산 시간 모델 (Discrete time model)화 함으로써 식 (9)와 (10)으로 예측될 수 있다.

$$i_{mo}(k+1) = \frac{T_{sp} (M_{mu} \sum v_{Cmu}(k+1) - M_{ml} \sum v_{Cml}(k+1)) + (2L_o + L - 2T_s R_o) i_{mo}(k)}{2L_o + L} \quad (9)$$

$$i_{mcr}(k+1) = \frac{(V_{dc} - \frac{M_{mu} \sum v_{Cmu}(k+1) + M_{ml} \sum v_{Cml}(k+1)}{N}) T_{sp}}{2L_o} + i_{mcr}(k) \quad (10)$$

식 (8)에서 w_1, w_2, w_3, w_4 는 제어 대상의 가중치로 이 값을 이용하여 제어 대상의 중요도와 우선순위를 변경할 수 있다. 비용함수의 첫 번째 항은 출력 전류 제어를 위한 출력 전류와 지령치의 오차를 반영하고 두 번째 항은 순환 전류를 최소화하기 위한 항이며 여기서 순환 전류의 지령치는 MMC의 입력 전력과 출력 전력이 동일한 이상적인 조건에서 다음과 같은 식 (11)으로 계산된다.

$$i_{mcr}^*(k+1) = \frac{i_{dc}}{3} = \frac{P}{3V_{dc}} \quad (11)$$

3상 지령 출력 전류는 라그랑주 보외법 (Lagrange extrapolation)을 이용하여 다음 식 (12)과 같이 표현된다.

$$i_{mo}^*(k+1) = 3i_{mo}^*(k) - 3i_{mo}^*(k-1) + i_{mo}^*(k-2) \quad (12)$$

비용함수의 세 번째 항과 네 번째 항은 각각 상단 암과 하단 암의 서브모듈 전압의 합이 V_{dc} 지령 값을 유지

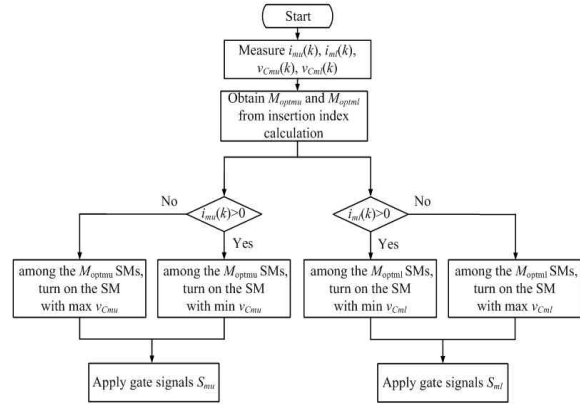


Fig. 2. Flow chart of voltage balancing algorithm.

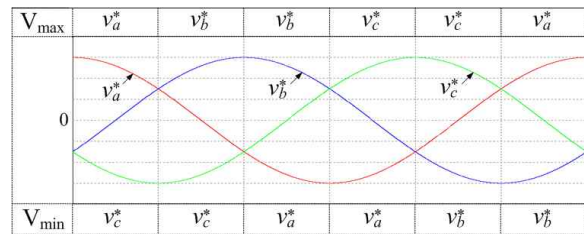


Fig. 3. Classification by phase voltage magnitudes.

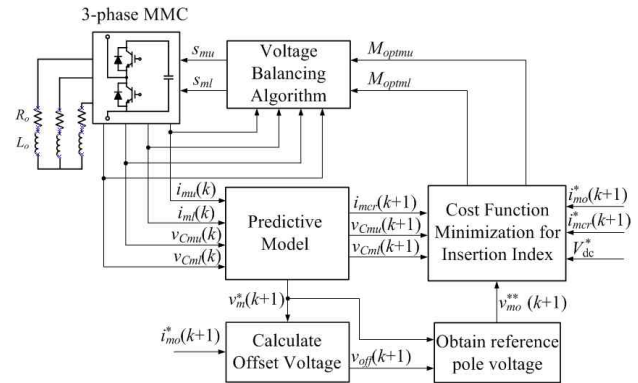


Fig. 4. Control block diagram of the proposed method.

하기 위해 나타낸다. 비용함수에 포함된 삽입 지수는 $0 \sim N$ 의 정수 값을 갖고 각 암 전압은 삽입 지수에 따라 $(N+1)$ 의 전압 레벨을 갖는다. 따라서 상단, 하단 암 당 각각 최대 $(N+1)$ 의 전압 레벨을 가지므로 $(N+1)^2$ 의 제어 동작 상태를 갖는다. 따라서 간접형 MPC는 삽입 지수에 따른 $(N+1)^2$ 의 제어 동작 상태들 중에서 최적의 삽입 지수를 비용함수를 통하여 선택한다. 비용 함수를 이용하여 각 암의 최적의 삽입 지수를 찾아내면 그림 2의 전압 평형 알고리즘에 적용하여 각 서브모듈 커패시터 전압들의 평형을 맞추주게 된다.

2.2 제안하는 스위칭 손실 저감 모델 예측 제어

스위치 소자의 스위칭 손실은 스위치가 동작하는 순간의 전류와 전압의 크기에 비례한다. 제안하는 MMC 제어 방법은 3개 레그의 스위치 소자에 흐르는 전류들을 비교하고 한 주기에서 가장 큰 전류 값을 갖는 레그

를 1/3 주기 동안 클램핑 시킴으로써 스위칭 손실을 줄인다. 전류가 큰 레그를 클램핑 시키기 위해 식 (13) 처럼 적절한 오프셋전압을 상 전압에 인가하여 극 전압을 $\pm V_{dc}/2$ 로 클램핑 시키는 지령 극 전압을 만들어 제어에 이용한다. 스위칭 손실을 줄이는 오프셋전압을 구하기 위해 먼저 식 (14)를 이용하여 3상의 지령 상 전압을 계산하고 크기에 따라 그림 3과 같이 분류한다.

$$v_{mo}^{**}(k+1) = v_m^*(k+1) + v_{offset}(k+1) \quad (13)$$

$$v_m^*(k+1) = L_o \frac{(i_{mo}^*(k+1) - i_{mo}(k))}{T_{sp}} + R_o i_{mo}(k) \quad (14)$$

지령 극 전압을 생성하기 위한 오프셋전압 v_{offset} 은 전류 크기에 따라 식 (15), (16)와 같은 값을 갖는다.

$$\text{if } |I_{max}| > |I_{min}| \Rightarrow v_{offset} = V_{dc}/2 - V_{max} \quad (15)$$

$$\text{if } |I_{max}| < |I_{min}| \Rightarrow v_{offset} = -V_{dc}/2 - V_{min} \quad (16)$$

여기서 V_{max} , V_{min} 은 3상의 지령 상 전압 중 제일 큰 상 전압, 제일 작은 상 전압을 나타내고 I_{max} , I_{min} 은 해당 상의 전류를 나타낸다. 그림 4는 제안하는 MMC의 스위칭 손실을 줄이기 위한 제어 블록도를 나타낸다. 제안된 방법은 식 (15)과 (16)에 의해 계산된 오프셋전압을 이용하여 지령 극 전압을 만들고, 식 (8)의 비유함수의 출력 전류 오차 항을 극 전압에 대한 오차 항으로 변경하여 사용한다.

2.3 클램핑 구간에서의 순환 전류와 커패시터 전압

제안하는 MPC 방법의 경우 전류가 큰 부분에서 한쪽 압을 구성하고 있는 서브모듈들이 스위칭 동작을 멈추기 때문에 이 구간에서 순환 전류는 제어 되지 않는다. 순환 전류의 변화량은 식 (5)에 나타나 있는 것처럼 상단 압 전압과 하단 압 전압의 합이 V_{dc} 전압과 같을 때 가장 작은 변화를 보인다. 이 구간에서 제안하는 방법은 극 전압을 입력 전압으로 클램핑 시키기 위해 상단 압 전압 v_{mu} 또는 하단 압 전압 v_{ml} 을 V_{dc} 로 만든다. 따라서 이 구간에서의 두 압 전압의 합은 항상 V_{dc} 이다. 그러므로 제안하는 방법의 경우 클램핑 구간에서 해당 상의 순환 전류는 제어 되지 않지만, 이 구간에서 상단 압과 하단 압 전압의 합이 V_{dc} 이기 때문에 순환 전류는 작은 변화를 보인다.

그림 5와 그림 6은 기존의 방법과 제안하는 방법을 15-레벨 MMC에 적용했을 때의 서브모듈 커패시터 전압, 순환 전류 파형을 나타낸다. 제안하는 방법의 순환 전류는 클램핑 구간 동안 제어가 되지 않지만 기존의 방법과 비교했을 때 그 변화가 크지 않다. 또한, 클램핑 구간에서 서브모듈의 커패시터 전압도 제어가 되지 않지만 각 서브모듈의 커패시터 전압들은 기존의 방법과 마찬가지로 평형을 이루고 있다.

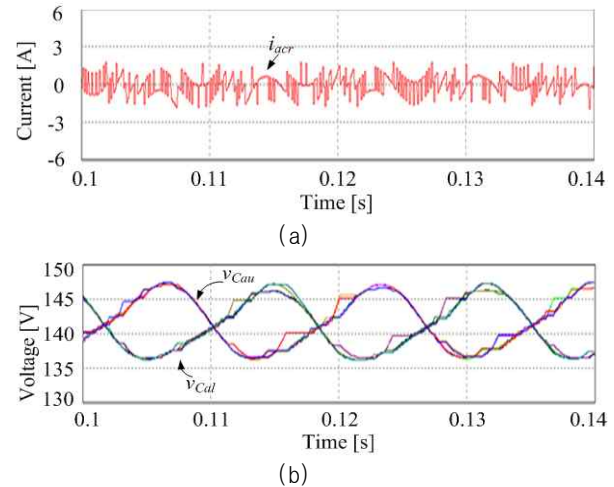


Fig. 5. Conventional direct MPC method (a) circulating current and (b) SM capacitor voltages.

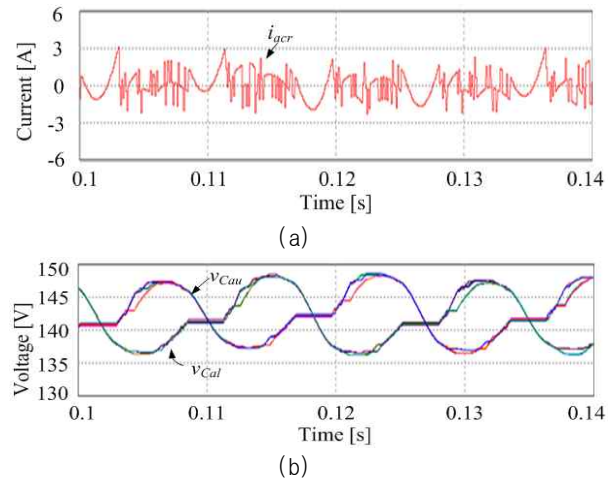


Fig. 6. Proposed MPC method (a) circulating current and (b) SM capacitor voltages.

3. 전류 품질 및 손실 데이터 비교 분석

기존의 간접형 MPC와 제안된 MPC 방법의 성능을 출력 전류의 전고조파왜율 (Total Harmonic Distortion; THD)과 MMC 손실 측면에서 비교 분석 하였다. 출력 전류의 전고조파왜율은 전류 파형의 왜곡의 정도를 나타내는 지수로 사용되며 다음 식 (17)와 같이 정의된다.

$$THD(\%) = \frac{\sum_{m=a,b,c} \sqrt{i_{m2}^2 + i_{m3}^2 + \dots + i_{mn}^2}}{\sum_{m=a,b,c} i_{m1}} \times 100 \quad (17)$$

여기서 m 은 a , b , c 3상을 나타내고 i_{m1} 은 출력전류의 기본파 성분, i_{mn} 은 출력 전류의 n 차 고조파 성분을 나타낸다. MMC 손실은 크게 도통 손실 (Conduction loss)과 스위칭 손실 (Switching loss)로 나눌 수 있다. 손실 데이터를 얻기 위한 MMC의 손실 모델은 스위칭 소자

TABLE I
SIMULATION PARAMETERS FOR 15-LEVEL MMC

Parameters	Value
DC-link voltage (V_{dc})	1000 [V]
Number of SMs per arm (N)	7
SM capacitance (C)	2200 [μ F]
SM capacitor voltage (v_{Cm})	143 [V]
MMC output frequency (f)	60 [Hz]
Arm inductor (L)	4 [mH]
Load resistor (R_o)	15 [Ω]
Load inductor (L_o)	10 [mH]
MMC active power (P)	9 [kW]
Reference current	20 [A]
Modulation index	0.62

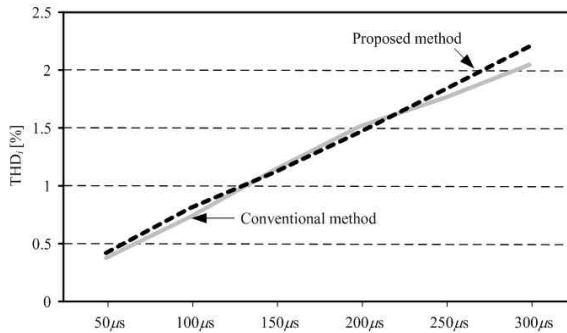


Fig. 7. Total harmonic distortion(THD) of output current according to the sampling period.

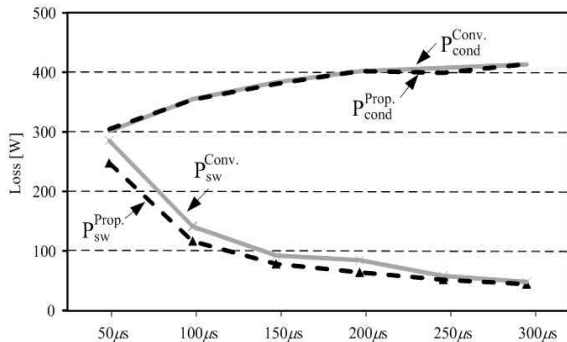


Fig. 8. Comparison of conduction loss and switching loss according to sampling period.

의 제조업체에서 제공하는 데이터 시트를 이용하여 시뮬레이터 상에서 구현하였다. 데이터 시트에서 제공되는 턴-온/턴-오프 에너지 그래프를 커브 피팅을 이용하여 수식화 하였고 이를 손실 모델을 구현하는데 사용하였다. 본 논문에서는 Semikron사의 IGBT인 SKM50GB123D를 MMC의 손실 모델을 세우는데 사용하였다. 전류 데이터 및 손실 데이터는 표 1의 시뮬레이션 조건에서 시뮬레이션 함으로써 얻었다.

그림 7은 표 1의 조건에서 기존의 MPC 방법과 제안된 MPC 방법을 시뮬레이션 하여 얻은 전류 THD 데이

터를 나타낸다. MPC 제어는 샘플링 주기에 따라 전류의 품질이 크게 변하므로 샘플링 주기 T_{sp} 를 50 μ s에서 300 μ s까지 50 μ s의 간격으로 시뮬레이션을 진행하였다. 기존의 방법과 제안된 방법은 샘플링 주기가 변화하더라도 전류의 품질 측면에서 큰 차이를 보이지 않는 것을 샘플링 주기에 따른 THD 그래프를 통하여 알 수 있다.

그림 8은 샘플링 주기에 따른 기존의 방법과 제안된 방법의 도통 손실 (P_{cond})과 스위칭 손실 (P_{sw})을 나타내고 다음 식 (18), (19)와 같다. 여기서 Diode의 턴-온 손실은 매우 작기 때문에 $P_{on,Diode}$ 는 무시했다.

$$P_{cond} = P_{cond,IGBT} + P_{cond,Diode} \quad (18)$$

$$P_{sw} = P_{on,IGBT} + P_{off,IGBT} + P_{off,Diode} \quad (19)$$

두 방법의 도통 손실은 샘플링 주기에 따라 그 값들의 차이가 없어 보이지만 스위칭 손실의 경우 제안된 방법과 기존 방법의 값들의 차이가 샘플링 주파수가 높아질수록 커지는 것을 알 수 있다. 제안된 방법의 스위칭 손실을 줄이는 알고리즘으로 인해 $T_{sp} = 200 \mu$ s에서 기존의 MPC 스위칭 손실 대비 24 %의 낮은 스위칭 손실을 보였다.

4. 시뮬레이션 결과

본 논문에서는 윗셋전압을 이용하여 스위칭 손실을 줄이는 제안된 MMC 제어 방법과 기존의 제어 방법을 시뮬레이션 결과를 통하여 비교하였다. 시뮬레이션은 각 암당 7개의 서브모듈을 갖는 15-레벨 3상 MMC를 구현하여 진행하였다. MMC의 입력은 4000 V로 각 서브모듈의 커패시터 전압의 평균값은 571 V이다. 서브모듈 커패시터의 커패시턴스는 2200 μ F이고 MMC의 출력 주파수는 60 Hz로 결정하였다. 또한, 각 암의 인덕터는 4 mH를 사용하였고 15 Ω , 10 mH의 R-L 부하를 이용하여 회로를 구성하였다. 출력 전류의 크기는 120 A의 피크 값을 갖도록 설정하여 변조 지수가 0.93이 되게 하였고 MMC의 출력 전력은 300 kW이다. 그림 9와 10은 기존의 MPC 방법의 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 시뮬레이션 결과에서 출력 전류, 순환 전류의 제어와 서브모듈 커패시터 전압들이 평형을 이루고 있음을 확인할 수 있다. 그림 11과 12는 제안된 방법의 시뮬레이션 결과를 보여준다. 기존의 방법과 마찬가지로 출력 전류, 순환 전류가 지령 치에 맞게 잘 제어되고 서브모듈 커패시터 전압들이 평형을 이루고 있음을 확인할 수 있다. 제안된 방법은 스위칭 손실을 줄일 수 있는 그림 12 (b)의 윗셋전압을 계산하여 전압 제어에 사용함으로써 그림 12의 (d)에서 보이는 것처럼 스위칭 동작이 멈추는 불연속 스위칭 구간이 존재한다. 따라서 제안된 방법은 전류가 큰

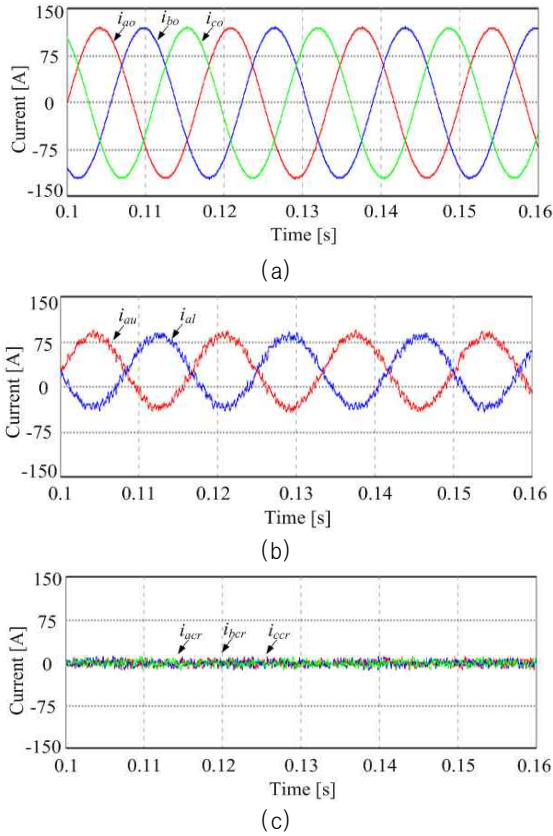


Fig. 9. Simulation results of conventional method (a) output currents (b) arm currents, and (c) circulating current.

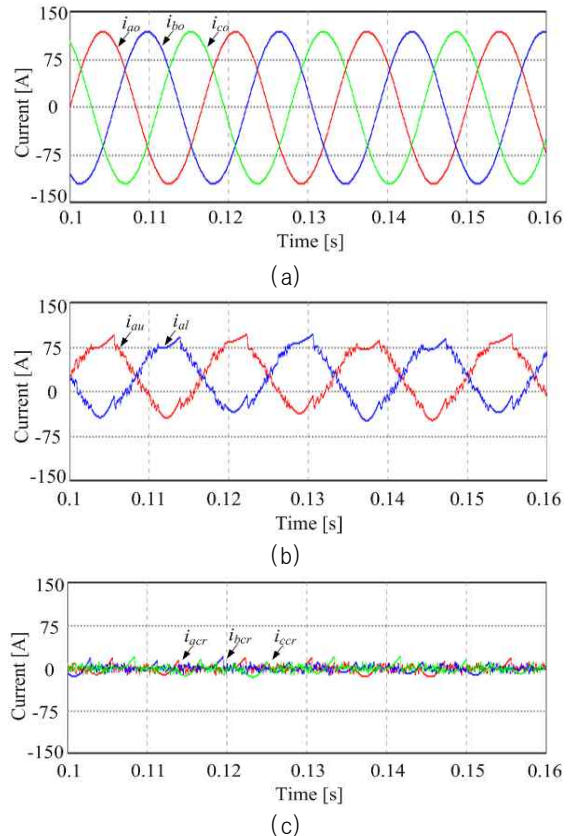


Fig. 11. Simulation results of proposed method (a) output currents (b) arm currents, and (c) circulating current.

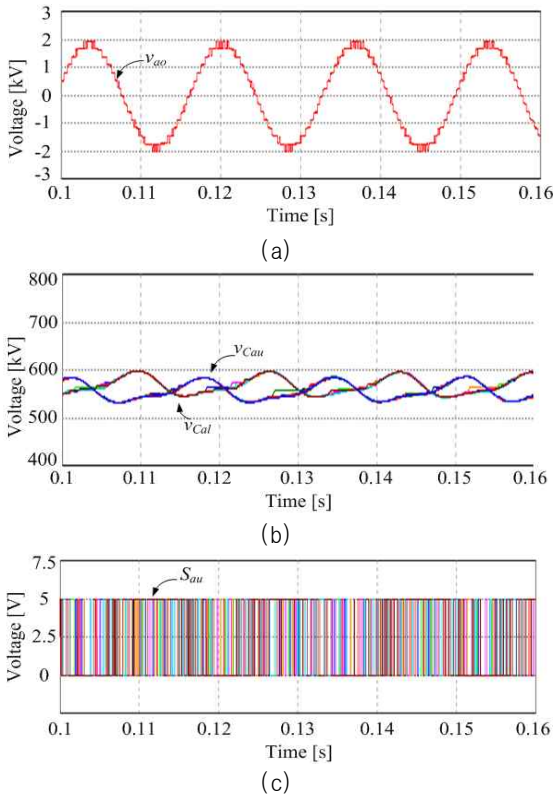
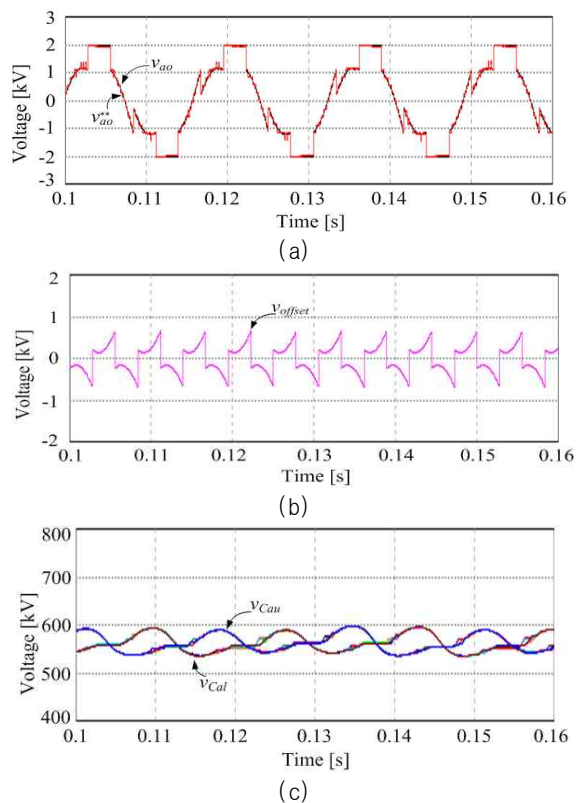


Fig. 10. Simulation results of conventional method (a) pole voltage (b) SM capacitor voltages, and (c) switching signals of upper arm SMs.



(c)

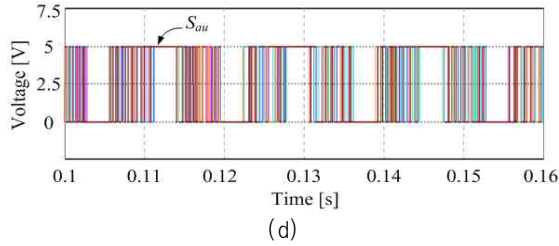


Fig. 12. Simulation results of proposed method (a) pole voltage, (b) offset voltage (c) SM capacitor voltages, and (d) switching signals of upper arm SMs.

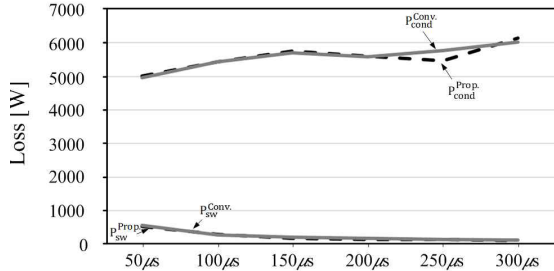


Fig. 13. Comparison of conduction loss and switching loss according to sampling period when modulation index is 0.93.

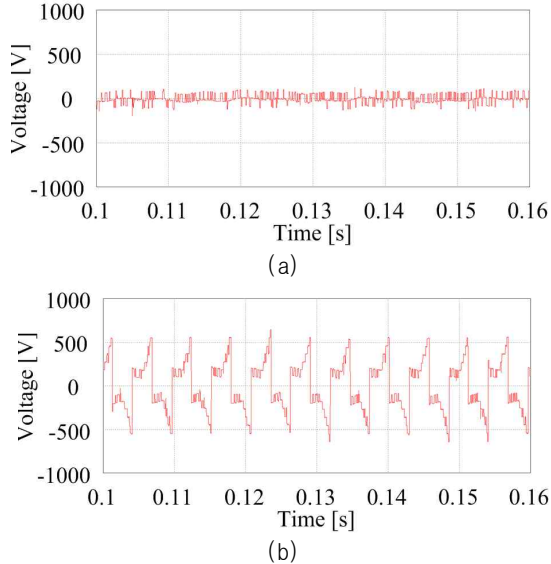


Fig. 14. Common mode voltage (a) conventional method (b) proposed method.

부분에서 불연속 스위칭 구간을 만들어 제어함으로써 MMC의 스위칭 손실을 줄일 수 있다. 그림 13는 변조 지수가 1에 가까울 경우 샘플링 주기에 따른 기존의 MPC 방법과 제안된 MPC 방법의 도통 손실과 스위칭 손실을 보여준다. 그림 9에서부터 그림 13을 통해 제안된 MPC 방법은 변조 지수가 1에 가까운 경우에서도 3상 출력 전류의 정현파 제어와 서브 모듈의 커패시터 전압 평형 그리고 클램핑 동작을 통한 손실 감소 등을 확인할 수 있다.

그림 14는 본 절의 시뮬레이션 조건으로 시뮬레이션

TABLE II
EXPERIMENT PARAMETERS FOR 7-LEVEL MMC

Parameters	Value
DC-link voltage (V_{dc})	100 [V]
Number of SMs per arm (N)	3
SM capacitance (C)	2200 [μ F]
SM capacitor voltage (v_{Cm})	33.3 [V]
MMC output frequency (f)	60 [Hz]
Arm inductor (L)	4 [mH]
Load resistor (R_o)	22 [Ω]
Load inductor (L_o)	10 [mH]
Reference current	1.8 [A]
Modulation index	0.80

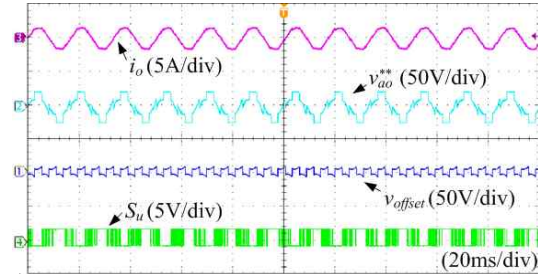


Fig. 15. Experiment result of proposed method (output current i_o , reference pole voltage v_{ao}^{mod} , offset voltage v_{offset} , and switching signal of upper arm SM S_u).

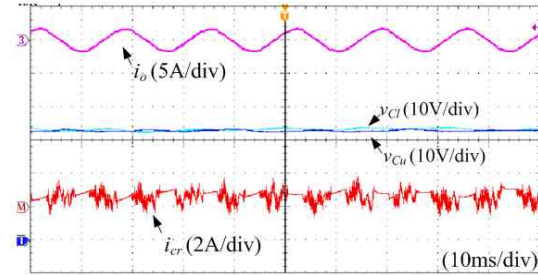


Fig. 16. Experiment result of proposed method (output current i_o , SM capacitor voltages v_{Cu} and v_{Cr} , and circulating current i_{cr}).

하여 얻은 기존의 방법과 제안한 방법의 common mode voltage 파형을 나타낸다. 시뮬레이션에 사용된 MMC는 15-레벨로 출력 전압에 고조파 성분이 적어 기존의 방법이 제안한 방법보다 작은 common mode voltage를 보인다. 제안된 방법은 전류가 큰 부분에서 상 전압에 옴셋전압을 인가하여 극 전압을 $\pm V_{dc}/2$ 로 클램핑 시키기 때문에 common mode voltage는 상 전압의 크기에 반 비례하여 그 크기가 변한다.

5. 실험 결과

제안된 옴셋전압을 이용한 MPC는 실제 7-레벨 단상

MMC에 적용하여 구현하였다. 그림 15과 그림 16은 표 2의 조건에서 실험한 결과 파형이다.

그림 15은 출력 전류와 지령 극 전압, 윗셋전압, 상단 암 서브모듈의 스위칭 신호를 나타내고, 시뮬레이션 결과와 마찬가지로 제안된 방법은 출력 전류가 크게 흐르는 부분에서 스위칭 동작을 멈추게 만드는 윗셋전압을 계산하여 제어에 사용함으로써 MMC의 스위칭 손실을 줄일 수 있게 된다. 그림 16은 서브모듈 커패시터 전압과 순환 전류 파형을 나타내고 스위칭 동작을 멈추는 구간에서 순환 전류는 제어가 되지 않지만, 제어가 되는 다른 구간과 비교했을 때 변화량이 크지 않다는 것을 확인 할 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 스위칭 손실을 줄이는 윗셋전압을 매 샘플링 주기마다 계산하여 전압 제어에 사용함으로써 MMC의 스위칭 손실을 줄일 수 있는 MPC 알고리즘을 제안하였다. 제안한 방법은 15-레벨 3상 MMC의 $T_{sp} = 200 \mu s$ 에서 출력 전류의 품질 저하 없이 기존의 MPC 방법 대비 최대 24 %의 스위칭 손실을 줄일 수 있었다. 또한 제안한 방법은 15-레벨 3상 MMC 시뮬레이션 및 7-레벨 단상 MMC 실험을 통하여 효용성을 검증하였다.

이 논문은 2017년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임(NRF-2017R1A2B4011444).

References

- [1] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro, "Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 54, No. 6, pp. 2930-2945, Dec. 2007.
- [2] S. Kouro et al., "Recent advances and industrial applications of multilevel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 57, No. 8, pp. 2553-2580, 2010.
- [3] S. Debnath, J. Qin, B. Bahrani, M. Saeedifard, and P. Barbosa, "Operation, control, and applications of the modular multilevel converter: A review," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 1, pp. 37-53, Jan. 2015.
- [4] M. Perez, S. Bernet, J. Rodriguez, S. Kouro, and R. Lizana, "Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters," *IEEE Trans. Power Electron.*, Vol. 30, No. 1, pp. 4-17 Jan. 2015.
- [5] R. Lizana, M. Perez, D. Arancibia, J. Espinoza, and J. Rodriguez, "Decoupled current model and control of

modular multilevel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 62, No. 9, pp. 5382-5392, Sep. 2015.

- [6] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, "Model predictive control-A simple and powerful method to control power converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 56, No. 6, pp. 1826-1838, Jun. 2009.
- [7] M. A. Perez, J. Rodriguez, E. J. Fuentes, and F. Kammerer, "Predictive control of AC-AC modular multilevel converters," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, Vol. 59, No. 7, pp. 2832-2839, Jul. 2012.
- [8] J. Qin and M. Saeedifard, "Predictive control of a modular multilevel converter for a back-to-back HVDC system," *IEEE Trans. Power Del.*, Vol. 27, No. 3, pp. 1538-1547, Jul. 2012.
- [9] M. Vatani, B. Bahrani, M. Saeedifard, and M. Hovd, "Indirect finite control set model predictive control of modular multilevel converters," *IEEE Trans. Smart Grid*, Vol. 6, No. 3, pp. 1520-1529, May 2015.



박소영(朴昭泳)

1988년 12월 17일생. 2014년 중앙대 전자전기공학부 졸업. 2017년 중앙대 전자전기공학부 졸업(석사).



김재창(金載昌)

1991년 4월 24일생. 2017년 중앙대 전자전기공학부 졸업. 2017년~현재 중앙대 전자전기공학과 석박통합과정.



곽상신(郭尙信)

1973년 8월 16일생. 2005년 Texas A&M University 전기공학과 졸업(공학박). 1999년~2000년 (주)LG전자 연구원. 2005년~2007년 (주)삼성SDI 책임연구원. 2007년~2010년 대구대 전자공학부 조교수. 2010년~현재 중앙대 전자전기공학부 교수. 당 학회 JPE 편집위원.