

# 근사 계단 제어 변조로 동작하는 모듈형 멀티 레벨 컨버터를 위한 새로운 초기 충전 기법

## New Pre-charging Method for Modular Multi-level Converter Operated in Nearest Level Control Modulation

김 교 민\* · 김 재 혁\* · 김 도 현\* · 한 병 문\*

(Kyo-Min Kim · Jae-Hyuk Kim · Do-Hyun Kim · Byung-Moon Han)

**Abstract** - Recently the researches on Modular Multi-level Converter (MMC) are being highlighted because high quality and efficient power transmission are key issues in the High Voltage Direct Current (HVDC) transmission system. This paper proposes an improved pre-charging method for the sub-module capacitors in MMC that operates in Nearest Level Control (NLC) modulation. The proposed method does not require additional circuits or Pulse Width Modulation (PWM) techniques. The feasibility of proposed method was verified through computer simulations for a scaled 3-phase 10kVA MMC with 12 sub-modules per each arm. Hardware experiments with a scaled prototype were performed in the lab to confirm the simulation results.

**Key Words** : Modular multilevel converter (MMC), Sub-module (SM) capacitor, High voltage direct current (HVDC) system, Nearest level control (NLC) modulation, Pre-charging method

### 1. 서 론

최근 HVDC 송전 시스템에서 MMC가 가장 경쟁력 있는 컨버터로 부상되면서 HVDC 시스템에서 MMC의 활용에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.[1-6] MMC는 모듈화 구조로 되어 있기 때문에 구성 소자의 정격이 낮으며 용량 변화가 쉽고, 예비모듈을 이용해 고장을 대비할 수 있다. 또한 출력 전압 레벨의 확장성이 우수하여 선간전압 및 선전류의 THD(Total Harmonic Distortion)가 낮으므로 고품질의 전력을 전송할 수 있다.[7,8] 이러한 장점들 때문에 MMC는 많은 각광을 받아왔으며, MMC의 성능을 개선하기 위해 모델링이나 변조 기법 및 순환 전류 저감, 전압 밸런싱 기법, 서브모듈 고장 시 제어 기법 등 많은 연구들이 진행되어 왔다[9-13].

암당  $N$ 개의 서브모듈로 구성된 MMC에  $V_{dc}$ 의 직류전원을 인가하면 각 서브모듈 캐패시터는 서브모듈 스위치에 포함된 다이오드를 통해  $V_{dc}/2N$ 에 해당하는 전압으로 충전된다. 그러나 MMC가 정상동작을 위해서는 각 서브모듈 캐패시터의 전압이  $V_{dc}/N$ 로 충전되어야 하는데  $V_{dc}/2N$ 의 전압을  $V_{dc}/N$ 의 전압으로 충전시키는 과정에서 큰 과도전류가 발생한다. 이러한 과도전류는 시스템 내부에 흘러 전력 스위칭 장치나 필터 등에 전류

스트레스를 가해 고장을 유발하는 문제가 된다. 이와 같은 문제를 해결하기 위해 과도전류를 감소시키며 각 서브모듈 캐패시터의 전압을  $V_{dc}/N$ 으로 상승시키는 과정을 MMC의 초기충전 기법이라 한다[14].

MMC 초기 충전 기법은 초기에는 별도의 충전 회로를 이용하여 서브모듈 캐패시터의 전압을 충전하는 방식으로 많은 연구가 진행되었다. [15]는  $V_{dc}/N$ 의 전압원과 이에 직렬로 연결된 저항으로 구성되어 있는 가장 간단한 초기 충전 회로를 제안했다. 이 회로는 각 서브모듈에 순차적으로 연결되어 각 서브모듈 캐패시터를 차례대로 충전한다. 하지만 초기 충전을 위한 부가적인 회로 때문에 추가 비용이 발생하며, 순차적인 충전 방식 때문에 충전 시간이 오래 걸린다는 단점이 있다.

[16]에서는 순차적인 충전 방식을 개선하기 위해 서브모듈마다 4개의 Thyristor를 추가하여 모든 서브모듈 캐패시터를 동시에 충전하는 방식이 제안되었다. 이 방식은 Thyristor들에 트리거 신호를 동시에 인가하여 모든 서브모듈에 전압원을 동시에 연결함으로써 캐패시터들을 충전시킨다. 하지만 서브모듈마다 4개의 추가 Thyristor가 필요하기 때문에 추가 회로 비용이 큰 단점이 있다.

[17]에서는 충전 속도 향상과 추가 회로 비용을 절감하기 위해 저항과 스위치가 병렬로 구성된 회로를 암에 직렬로 삽입하여 RLC 공진을 통해 전압을 충전하는 방식이 제안되었다. 충전과정에서 각 암에 별도의 저항을 직렬로 삽입하여 서브모듈의 캐패시터 및 암 인덕터와 함께 RLC 공진을 통해 초기 충전을 수행한다. 충전이 완료되면 저항은 병렬로 연결된 스위치를 통해 바이

† Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering, Myongji University, Korea.

E-mail : erichan@mju.ac.kr

\* Dept. of Electrical Engineering, Myongji University, Korea

Received : June 22, 2016; Accepted : September 7, 2016

패스 후 정상 동작한다. 하지만 용량이 큰 스위치와 저항이 필요하기 때문에 여전히 추가 비용이 발생하는 단점이 존재한다.

[18]에서는 충전을 위한 보조 회로없이 PWM을 이용한 제어 기법으로 동작하는 초기 충전 방식을 제안했다. 이 방식은 반송파(Carrier)와 일정한 기율기로 감소하는 지령값을 비교하여 PWM 스위칭 신호를 생성한 후, PWM 모드로 동작하는 서브모듈에 인가한다. 이 때, 시비율은 1에서 0까지 서서히 감소하여 각 레그당 삽입되는 서브모듈의 수를 2N개에서 N개까지 2개씩 바이패스하여 서브모듈 캐패시터들의 전압을 충전하는 방식이다. 그러나 전압 밸런싱을 위한 전압 평형 알고리즘이 별도로 구현되어야 하고, 이에 따라 삽입되는 서브모듈이 결정되기 때문에 제어기가 복잡하다. 또한 PWM을 구현하기 위해 반송파를 구현해야 한다. 이는 반송파를 사용하지 않는 근사 계단 제어 변조 방식에 적용하기에는 효율성이 떨어진다.

본 논문에서는 근사 계단 제어 변조로 동작하는 MMC에서 초기 기동 시 서브모듈 캐패시터의 전압을 충전하는 방법을 제안했다. 제안한 방법은 별도의 충전회로나 PWM을 사용하지 않고 캐패시터 전압을 충전하며, 전압을 충전하기 위해 사용한 지령값은 일정한 기율기의 일차 함수와 일정한 주파수로 진동하는 코사인 함수의 합으로 구성되어 있다. 제안하는 방법의 동작을 설명하고, 타당성을 검증하기 위하여 PSCAD/EMTDC 소프트웨어를 사용하여 시뮬레이션을 진행하였다. 이를 바탕으로 10kVA용량의 3상 MMC 하드웨어를 제작한 후 제안한 방법의 성능을 실험하였다.

## 2. 근사 계단 제어 변조로 동작하는 모듈형 멀티레벨 컨버터

### 2.1 모듈형 멀티레벨 컨버터의 모델링

그림 1은  $j$ 상 ( $j = a, b, c$ )의 레그에 대한 MMC 시스템의 단상 등가회로도이다.  $V_{dc}$ 는 직류 전원의 전압을 의미하며,  $I_{dc}$ 는 전원에서 출력되는 전류,  $L_{arm}$ 은 암 인덕터의 인덕턴스,  $R_{arm}$ 은 암 인덕터의 기생 저항 성분이다.  $v_{jo}$ 는 출력 극전압이며,  $v_{ju}$ 와  $v_{jl}$ 은 각각  $j$ 상 상·하단 암의 서브모듈들에 의해 형성되는 출력 전압이다.  $i_{ju}$ 와  $i_{jl}$ 은 각각 상·하단 암에 흐르는 전류이며,  $i_{j,cc}$ 는  $j$ 상 레그에 흐르는 순환전류,  $i_j$ 는  $j$ 상의 출력 선전류이다[9,11].

그림 1로부터 키르히호프의 전압 법칙(KVL)을 통해 전압방정식 (1),(2)와 키르히호프의 전류 법칙(KCL)을 통해 전류방정식 (3)을 유도할 수 있다.

$$v_{jo} = \frac{V_{dc}}{2} - v_{ju} - R_{arm}i_{ju} - L_{arm} \frac{di_{ju}}{dt} \quad (1)$$

$$v_{jo} = -\frac{V_{dc}}{2} + v_{jl} + R_{arm}i_{jl} + L_{arm} \frac{di_{jl}}{dt} \quad (2)$$

$$i_j = i_{ju} - i_{jl} \quad (3)$$

식 (1)과 (2), (3)을 연립하여  $v_{jo}$ 를 식 (4)와 같이 정리할 수

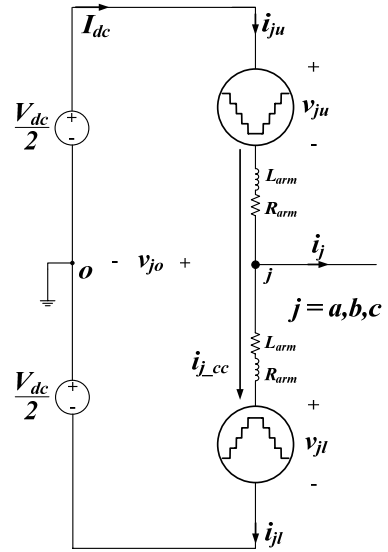


그림 1 3상 MMC의 단상 등가회로도

Fig. 1 Single Phase Equivalent Circuit for 3 phase MMC

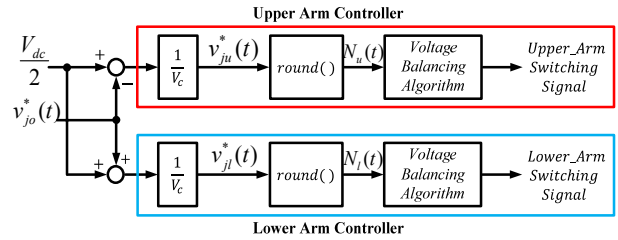


그림 2 상·하단 암 근사 계단 제어 변조 기법의 제어블록도

Fig. 2 Control diagram of the upper and lower arm NLC modulation

있다.

$$v_{jo} = e_j - \frac{1}{2} \left( R_{arm} + L_{arm} \frac{d}{dt} \right) i_j \quad (4)$$

$e_j$ 는  $v_{ju}$ 와  $v_{jl}$ 에 의해 발생하는 내부 기전력으로 식 (5)와 같으며,  $e_j$ 의 위상은  $v_{jl}$ 과 동상이며,  $v_{ju}$ 와는  $180^\circ$ 의 차이가 있다.

$$e_j = -\frac{v_{ju} - v_{jl}}{2} \quad (5)$$

### 2.2. 근사 계단 제어 변조

그림 2는 일반적인 근사 계단 제어 변조 기법의 제어블록도이다. 제어기는 상단 암과 하단 암 제어기로 구성되어 있다. MMC의 직류 전원 전압이  $V_{dc}$ 일 때, 출력전압 지령값  $v_{jo}^*(t)$ 는 식 (6), 전압변조지수(Modulation Index)  $M$ 는 식 (7)과 같다[19].

$$v_{jo}^*(t) = \frac{V_{dc}}{2} M \cos(2\pi f t) \quad (6)$$

$$MI = \frac{|v_{jo}|}{V_{dc}/2}, (0 \leq MI \leq 1) \quad (7)$$

정상상태에서 서브모듈 캐패시터의 전압  $V_c$ 는 식 (8)과 같으며,  $N$ 은 압당 서브모듈의 개수이다.

$$V_c = \frac{V_{dc}}{N} \quad (8)$$

상단압 전압 지령값  $v_{ju}^*(t)$ 와 하단압 전압 지령값  $v_{jl}^*(t)$ 는 삽입 서브모듈의 개수를 구하기 위한 제어 지령값으로서  $v_{jo}^*(t)$ 를 스케일 조정을 통해 계산할 수 있으며, 식 (9), (10)과 같다.

$$v_{ju}^*(t) = \frac{1}{V_c} \left( \frac{V_{dc}}{2} - v_{jo}^*(t) \right) \quad (9)$$

$$v_{jl}^*(t) = \frac{1}{V_c} \left( \frac{V_{dc}}{2} + v_{jo}^*(t) \right) \quad (10)$$

상단 압 삽입 서브모듈의 개수  $N_u(t)$ 와 하단 압 삽입 서브모듈의 개수  $N_l(t)$ 는 각각  $v_{ju}^*(t)$ 와  $v_{jl}^*(t)$ 를 라운드 함수를 통해 계산되며 식 (11), (12)와 같다. 라운드 함수는 입력 값을 반올림하여 출력하는 함수로 예를 들어  $round(2.5)$ 의 출력은 3이다.  $N_u(t)$ 와  $N_l(t)$ 는 각각 전압 평형 알고리즘을 통해 서브모듈들의 스위칭 신호를 생성한 후, 상·하단 압의 서브모듈들을 동작시킨다.

$$N_u(t) = round(v_{ju}^*(t)) \quad (11)$$

$$N_l(t) = round(v_{jl}^*(t)) \quad (12)$$

그림 3은  $N$ 이 12,  $MI$ 은 0.95,  $V_{dc}$ 가 1000[V],  $f$ 가 60[Hz]일 때, 근사 계단 제어 변조의 동작 원리를 나타낸 것이다. 식 (6)에  $MI$ 와  $V_{dc}$  및  $f$ 를 대입하여 구한  $v_{jo}^*(t)$ 는  $475\cos(120\pi t)$ 이며, 이때  $v_{ju}^*(t)$ 와  $v_{jl}^*(t)$ 가 0에서 12사이의 범위에서 변화한다. 이를 반올림하여 얻은 계단모양의  $N_u(t)$ 와  $N_l(t)$ 의 합은 항상  $N$ 으로

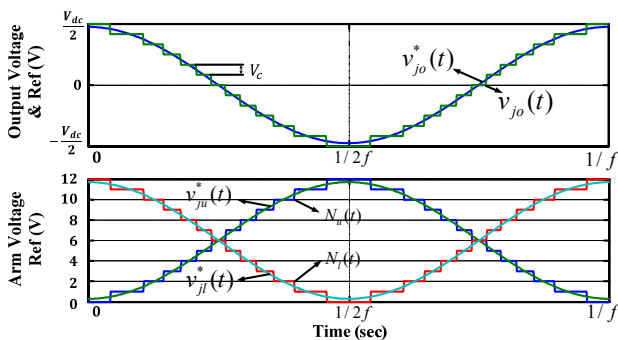


그림 3 근사 계단 제어 변조의 동작 파형  
Fig. 3 Operating waveforms in NLC modulation

일정하다.  $N_u(t)$ 와  $N_l(t)$  및 전압 평형 알고리즘에 따라 상·하단 압의 삽입 서브모듈의 개수가 정해지며, 간격이  $V_c$ 인 계단 모양의 출력 전압  $v_{jo}(t)$ 가 생성된다.

### 3. 제안하는 초기 충전 방법

그림 4는 본 논문에서 제안한 초기 충전 기법의 제어블록도이다.  $v_{pc}^*(t)$ 는 초기 충전 지령값으로  $N$ 에서부터 일정한 기울기  $\alpha$ 로 시간에 따라 감소하는 일차 함수  $v_{ramp}^*(t)$ 와 주파수  $f_{pc}$ 로 진동하는 크기가  $\beta$ 인 코사인 함수  $v_{cos}^*(t)$  및  $N$ 의 합으로 구성되어 있으며 식 (13)과 같다. 삽입 서브모듈의 개수  $N_{pc}(t)$ 는  $v_{pc}^*(t)$ 를 라운드 함수를 통해 생성하며, 식 (14)와 같다.  $N_{pc}(t)$ 는 상단 및 하단 압 스위칭 알고리즘의 동일한 입력으로 사용되며, 앞서 말한 일반적인 근사 계단 제어 방식에서의  $N_u(t)$ 와  $N_l(t)$ 는  $N_{pc}(t)$ 와 동일하다.

$$v_{pc}^*(t) = v_{ramp}^*(t) + v_{cos}^*(t) \quad (13)$$

$$= N - \alpha t + \beta \cos(2\pi f_{pc} t)$$

$$N_{pc}(t) = round(v_{pc}^*(t)) \quad (14)$$

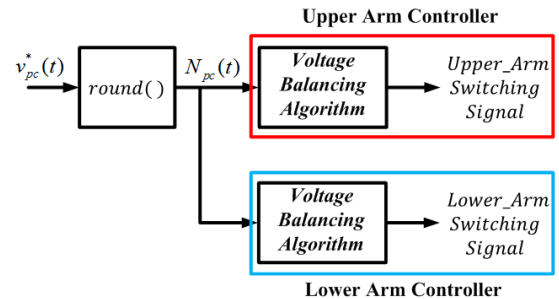


그림 4 제안하는 초기 충전 기법의 제어블록도  
Fig. 4 Control diagram of proposed pre-charging method

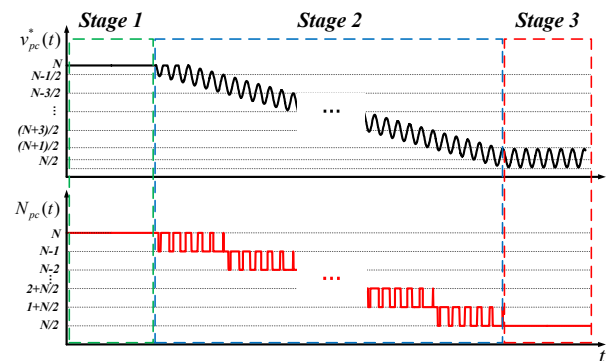


그림 5 초기충전 레퍼런스와 삽입된 서브모듈의 개수  
Fig. 5 Pre-charging reference and number of inserted sub-modules

그림 5는 시간에 따른  $v_{pc}^*(t)$ 와  $N_{pc}(t)$ 의 그래프와 그에 따른 동작 상태를 표현한 것이다. 초기 충전 전에  $v_{pc}^*(t)$ 와  $N_{pc}(t)$ 가  $N$ 으로 일정하며, 초기 충전 시  $v_{pc}^*(t)$ 와  $N_{pc}(t)$ 는 각각 식 (13), (14)와 같다.  $v_{pc}^*(t)$ 는  $N$ 에서부터 일정한 기울기  $\alpha$ 로 감소하면서 코사인 함수에 의해 구간마다 한 개의 서브모듈이 On/Off를 반복한다. 서브모듈이 ON/Off되는 스위칭 주파수는  $v_{pc}^*(t)$ 의 주파수와 동일하며,  $\alpha$ 가 클수록 충전속도가 빨라진다. 시간 경과에 따라  $N_{pc}(t)$ 는 1씩 감소하며, 이는 바이패스되는 서브모듈의 개수가 1씩 증가함을 의미한다.

초기 충전 완료 후  $v_{pc}^*(t)$ 는  $N/2 + \beta \cos(2\pi f_{pc}t)$ 를 출력한다. 압당  $N$ 개의 서브모듈로 구성된 MMC는 정상 동작 시 레그 당 삽입되는 서브모듈의 수가  $N$ 개로 유지되어야 하므로,  $N_{pc}(t)$ 는  $N$ 에 따라 출력이 다르다.  $N$ 이 홀수인 경우,  $N_{pc}(t)$ 는 0.5의 시비율로  $(N-1)/2$ 과  $(N+1)/2$  사이에서 진동하여 평균적으로 레그 당 삽입되는 서브모듈의 수를  $N/2$ 로 유지한다.  $N$ 이 짝수인 경우,  $N_{pc}(t)$ 는  $N/2$ 을 출력한다. 이 때,  $N_{pc}(t)$ 가  $N/2$ 로 출력되기 위한  $v_{pc}^*(t)$ 의 범위는 식 (15)와 같으며, 식 (15)를 만족하기 위한  $\beta$ 의 범위는 식 (16)과 같다.

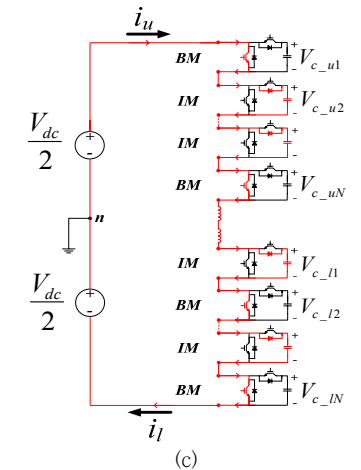
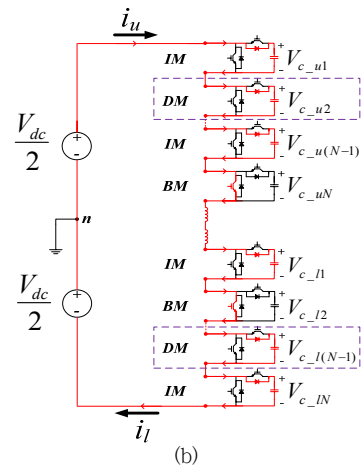
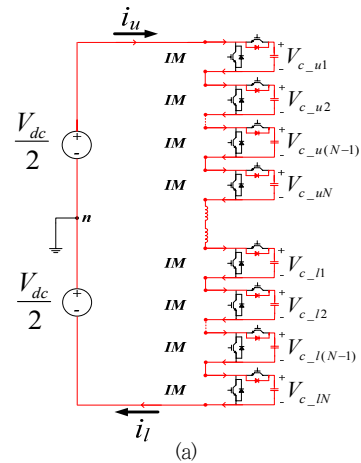
$$\frac{N-1}{2} < \frac{N}{2} + \beta \cos(2\pi f_{pc}t) < \frac{N+1}{2} \quad (15)$$

$$0 < \beta < \frac{1}{2} \quad (16)$$

그림 6은 압당 서브모듈의 개수가  $N$ 일 때, 동작 영역에 따른 단상 MMC의 서브모듈 동작을 나타낸 것이다. 직류 전원의 전압은  $V_{dc}$ 이며,  $i_u$ 와  $i_l$ 은 각각 상단 압과 하단 압에 흐르는 압 전류로서 모든 서브모듈과 전원이 직렬 연결되어 있으므로 직류 전원에서부터 흐르는 전류와 동일하다.  $V_{c,ux}$ 와  $V_{c,lx}$  (단,  $x = 1, 2, \dots, N$ )는 상단 압과 하단 압의  $N$ 번째 서브모듈 캐패시터의 전압이다.

**표 1** 스위칭 상태와 서브모듈 전류에 따른 서브모듈 동작  
**Table 1** Sub-module Operation According to Switching Condition and Sub-module Current

	$i_{SM} > 0$	$i_{SM} < 0$
<b>Insert mode</b>		
<b>Bypass mode</b>		



**그림 6** 동작 영역에 따른 MMC 서브모듈의 동작 : (a) 초기 충전 전, (b) 초기 충전 중, (c) 초기충전 후

**Fig. 6** MMC sub-module operation according to operating region: (a) prior to pre-charging, (b) during pre-charging, (c) after pre-charging

그림 6(a)는 초기 충전 전으로, MMC 서브모듈의 스위칭 동작이 발생하지 않는다. 이 때, 서브모듈 캐패시터 전압은 각각  $V_{dc}/2N$ 으로 동등하게 충전되어 있으며, 모든 서브모듈 캐패시터 전압의 합이  $V_{dc}$ 와 같기 때문에 암 전류는 흐르지 않는다.

그림 6(b)는 초기 충전 상태로서, 지령값에 따라 선택적으로 MMC의 서브모듈이 스위칭 동작을 한다. 이 때 서브모듈의 동작 상태는 삽입모드(IM), 바이패스모드(BM)와 시비율 모드(DM)로 분류되며, 서브모듈에 흐르는 전류의 방향과 스위칭 상태에 따른 삽입 모드와 바이패스 모드는 표 1과 같다. 서브모듈은 하프브릿지 타입으로 두 개의 스위치와 서브모듈로 구성되어 있으며,  $i_{SM}$ 은 서브모듈 전류,  $V_c$ 는 서브모듈 캐패시터 전압을 의미한다. 삽입 모드는  $s_1$ 과  $s_2$ 가 각각 On, Off되어 있으며,  $i_{SM}$ 의 방향에 따라 서브모듈 캐패시터의 충/방전이 가능한 상태이다. 반대로 바이패스 모드는  $s_1$ 과  $s_2$ 가 각각 Off, On되어 있으며, 서브모듈 캐패시터를 바이패스시켜 캐패시터를 통해 전류가 흐르지 못하는 상태이다.

시비율 모드의 경우, 지령값에 따라 스위칭 한 주기  $T_s$ 동안 삽입 모드에서 바이패스 모드로 한번만 변화하며, 이를 계속 반복한다. 시비율 모드의 서브모듈이 바이패스 될 때, 삽입 모드로 동작하는 다른 서브모듈들의 캐패시터를 충전하기 위해 암 전류가 증가한다. 반대로 시비율 모드의 서브모듈이 삽입될 때, 암 전류는 감소한다. 각 암의 서브모듈 캐패시터 전압을 동일하게 하기 위해서, 시비율 모드로 동작하는 서브모듈은  $T_s$ 마다 전압 평형 알고리즘에 의해 결정된다.  $v_{ramp}^*(t)$ 가 1씩 감소할 때마다 바이패스 모드의 서브모듈 수는 1씩 증가하며, 삽입 모드의 서브모듈 수는 1씩 감소한다. 시비율 모드의 서브모듈 수는 항상 1이며,  $v_{ramp}^*(t)$ 의 범위에 따른 각각의 모드 수는 표 2와 같다.  $v_{ramp}^*(t)$ 가  $N/2$ 가 되면 초기 충전이 완료되며,  $v_{ramp}^*(t)$ 는  $N/2$ 로 유지된다.

그림 6(c)는 초기 충전 후로, 초기 충전이 완료된 후 MMC가 별도의 동작을 할 때까지 대기하는 상태이다. 이 때, 서브모듈 캐패시터 전압은 각각  $V_{dc}/N$ 으로 동등하게 충전되어 있으며, 대기 상태에서는 더 이상의 충전은 일어나지 않기 때문에 암 전류는

**표 2** 일차 함수 레퍼런스 범위에 따른 서브모듈 각 모드의 수  
**Table 2** Number of Sub-module for Operation Mode According to a Range of First-order Function Reference

	<i>Bypass Mode</i>	<i>Insert Mode</i>	<i>Duty Mode</i>
$N-1 < v_{ramp}^*(t) \leq N$	0	$N-1$	1
$N-2 < v_{ramp}^*(t) \leq N-1$	1	$N-2$	1
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
$\frac{N}{2}+1 < v_{ramp}^*(t) \leq \frac{N}{2}+2$	$\frac{N}{2}-2$	$\frac{N}{2}+1$	1
$\frac{N}{2} < v_{ramp}^*(t) \leq \frac{N}{2}+1$	$\frac{N}{2}-1$	$\frac{N}{2}$	1

흐르지 않는다.  $N$ 이 짝수인 경우,  $N_{pc}(t)$ 는  $N/2$ 를 출력한다. 반대로  $N$ 이 홀수인 경우,  $N_{pc}(t)$ 는 0.5의 시비율로  $(N-1)/2$ 과  $(N+1)/2$  사이에서 진동한다. 이에 따라 초기 충전이 완료된 후에도 암당 하나의 서브모듈이 시비율 0.5로 시비율 모드로 동작하게 된다.

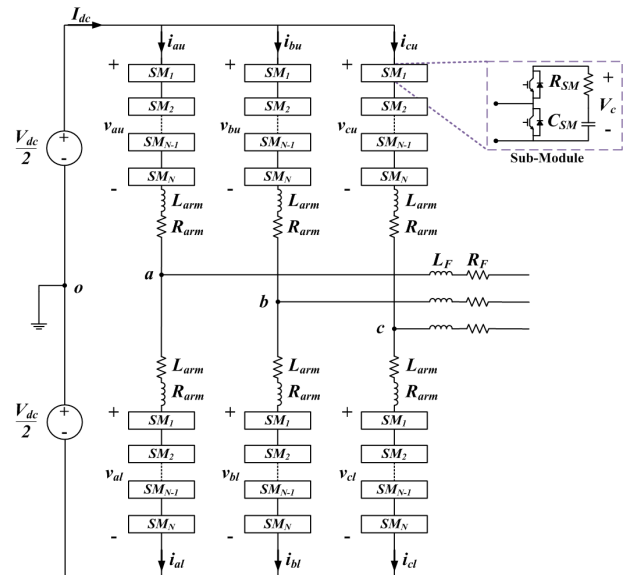
### 3. 컴퓨터 시뮬레이션

그림 7은 PSCAD/EMTDC 시뮬레이션에 사용한 13레벨 3상 MMC의 회로 구성도이다. 암당 12개의 서브모듈로 구성된 3상 MMC와 3상 L 필터, 직류 전원으로 구성되어 있으며, 서브모듈은 하프브릿지 형태로 2개의 IGBT스위치와 1개의 직류 캐패시터 및 등가직렬저항으로 구성되어 있다. 표 3은 시뮬레이션 회로의 파라

**표 3** 3상 10kVA MMC 파라미터

**Table 3** 3-phase 10kVA MMC parameters

Parameter	Value
$N$ [The number of Sub-modules per arm]	12
$S_{rated}$ [Rated Power]	10.0 kVA
$V_{dc}$ [DC Voltage]	1.0 kV
$C_{SM}$ [Sub-module Capacitor Capacitance]	3200.0 uF
$R_{CM}$ [Sub-module Capacitor ESR]	0.06 $\Omega$
$L_{arm}$ [Arm Reactor Inductance]	10.0 mH
$R_{arm}$ [Arm Reactor Parasitic Resistance]	0.8 $\Omega$
$L_F$ [Filter Reactor Inductance]	6.0 mH
$R_F$ [Filter Reactor Parasitic Resistance]	0.5 $\Omega$



**그림 7** PSCAD/EMTDC 시뮬레이션 회로구성도

**Fig. 7** PSCAD/EMTDC Simulation Circuit Diagram

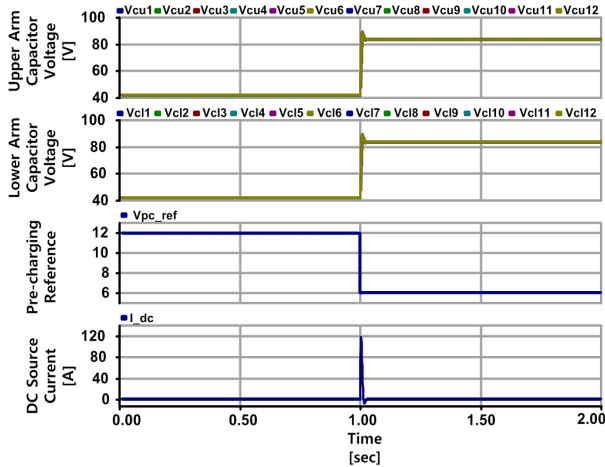


그림 8 초기 기동 시, 초기 충전 기법 적용하지 않은 시뮬레이션 결과 파형

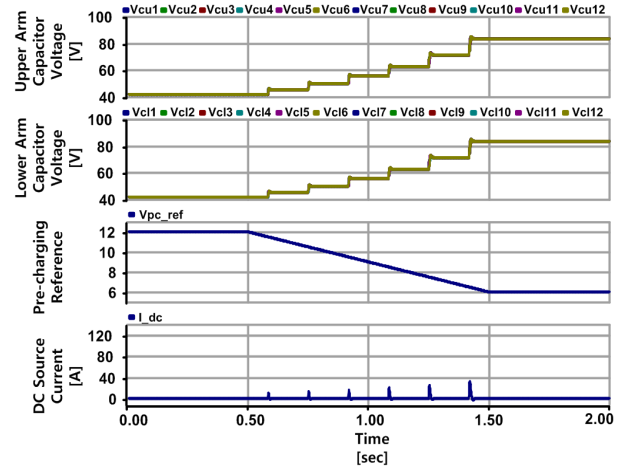
Fig. 8 Simulation results during initial startup of MMC without pre-charging method

미터이다.

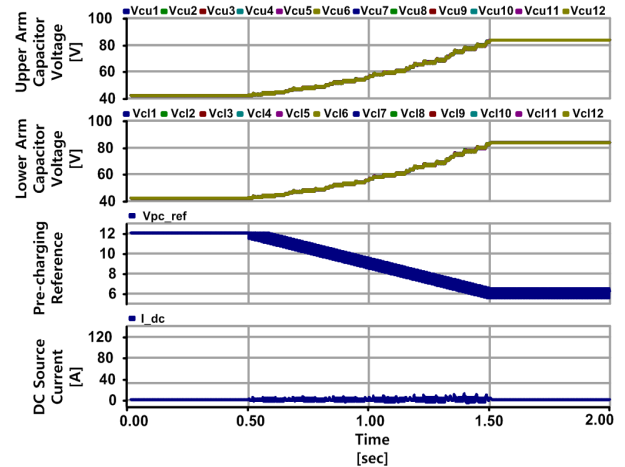
그림 8은 기존의 MMC 초기 기동 시 시뮬레이션 결과 파형이며, 2초까지 시뮬레이션을 진행하였다. 위에서부터 상단 암 서브모듈 캐패시터의 전압, 하단 암 서브모듈 전압, 지령값, MMC의 직류 전원 전류이며, 1초에 MMC의 초기 기동을 시작한다. 초기 기동 시 지령값이 12에서 6으로 변화함에 따라 기동 전에 각 암에 삽입되어 있던 12개의 서브모듈 중 6개가 바이패스 모드로 동작하여 삽입 모드의 서브모듈이 6개로 감소하게 된다. 이에 따라 각 전압들이 41.67[V]에서 83.33[V]으로 순간적으로 충전되며, 충전되는 과정에서 과도전류는 115.6[A]까지 상승한다. 이 전류가 MMC 시스템 내부에 흐를 경우 소자들에 무리한 전류 스트레스를 가하게 되어 파손될 위험이 높다.

그림 9는 초기 기동 시, 초기 충전 기법을 적용한 시뮬레이션 결과 파형이다. 그림 8과 동일하게 위에서부터 상단 암 서브모듈 캐패시터의 전압, 하단 암 서브모듈 전압, 지령값, MMC의 직류 전원 전류를 보여준다. 시뮬레이션 시간은 2초까지 진행하였으며, 초기 충전은 0.5초에서 1.5초까지 1초 동안 진행된다.

그림 9(a)는 초기 충전 시 일차 함수 지령값  $v_{ramp}^*(t)$ 만을 적용한 시뮬레이션 결과파형이다. 지령값은 초기 충전 전에는 12로 유지되며 초기 충전 시 6의 기울기로 12에서 6까지 감소한다. 지령값의 크기가 11.5부터 1씩 감소함에 따라 각 암당 삽입 모드의 서브모듈 개수가 1개씩 감소하며, 바이패스 모드의 서브모듈 개수는 1개씩 증가하게 된다. 이에 따라, 서브모듈 캐패시터 전압은 41.67[V]에서 83.33[V]까지 총 6단계를 거쳐 충전되며, 충전이 완료되면 지령값은 6으로 유지된다. 전압이 충전되는 단계마다 과도전류가 발생하여 총 6번의 과도전류가 발생하며, 최대 과도전류는 29.7[A]이다. 이는 초기 충전 기법을 적용하지 않았을 때보다 0.257배 작아졌으나 여전히 시스템 고장의 원인이 될 수 있는 크기이다.



(a)



(b)

그림 9 초기 충전 방법을 적용한 시뮬레이션 결과파형:

(a) 기울기 함수만 적용, (b) 제안한 레퍼런스 함수

Fig. 9 Simulation results applying pre-charging method: (a) Only ramp reference function, (b) Proposed reference function

그림 9(b)는 초기 충전 시 제안한 지령값을 적용한 시뮬레이션 결과 파형이다. 지령값은 초기 충전 전에는 9(b)와 동일하게 12로 유지되지만 초기 충전 시 코사인 함수와 일차 함수에 의해 진동하면서 감소한다. 이 때,  $\alpha$ 는 6이며,  $f_{pc}$ 는 500[Hz],  $\beta$ 는 0.495이다. 이에 따라 서브모듈 캐패시터의 전압이 41.67[V]에서 83.33[V]까지 서서히 충전되는 것을 볼 수 있으며, 충전 전류는 전압을 서서히 충전하기 위한 주기적인 스위칭 때문에 진동하게 된다. 이 때, 평균 전류는 5[A]이며, 최대 과도전류는 9.86[A]이다. 최대 과도전류는 초기 충전 기법을 적용하지 않았을 때보다 0.087배,  $v_{ramp}^*(t)$ 만을 적용했을 때보다 0.337배 감소함을 확인할 수 있다.

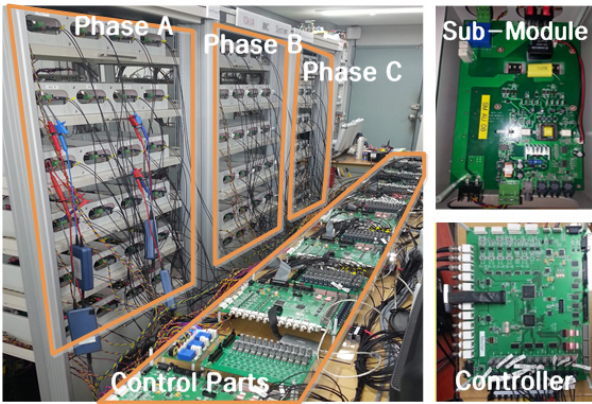


그림 10 10kVA용량 13레벨 3상 MMC 프로토타입 하드웨어  
 Fig. 10 Hardware prototype for 13-level 3-phase MMC with 10 kVA rating

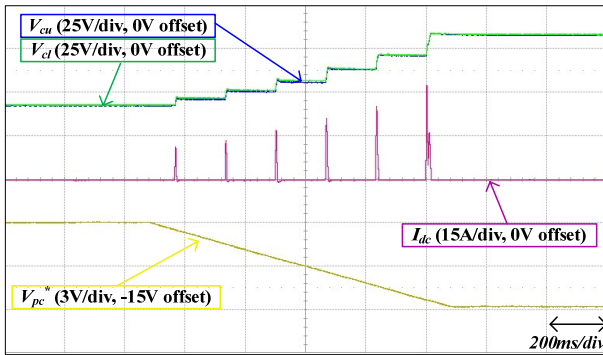
#### 4. 하드웨어 실험 결과

그림 10은 시뮬레이션을 바탕으로 제작한 10kVA용량의 13레벨 3상 MMC 하드웨어이며, 회로의 파라미터는 표 3과 동일하다. 한 상당 24개씩 총 72개의 서브모듈과 제어기로 구성되어 있으며, 제어기는 상위 제어기인 1개의 마스터 제어기와 하위 제어기인 6개의 암 제어기로 이루어져있다. 마스터 제어기는 전력 제어와 전압 제어 등의 시스템 전체를 제어하며, 암 제어기는 서브모듈간의 전압 평형 제어와 스위칭 신호 생성 등 각 암을 제어한다.

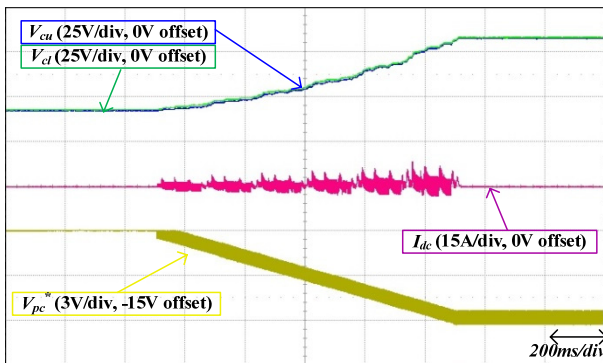
그림 11은 일차 함수의 지령값과 제안한 지령값을 적용한 초기 충전 실험파형이다. 청색과 녹색은 각각 A상의 상·하단 암 1개의 서브모듈 전압이며, 적색은 암 전류, 황색은 지령값을 나타내고 있다. 충전 시간은 시뮬레이션과 동일하게 1초이다.

그림 11(a)는 일차 함수의 지령값을 적용한 초기 충전 방식이다. 지령값이 일정한 주기로 감소함에 따라 상·하단 암 서브모듈 전압이 6 단계에 걸쳐 충전되며, 상·하단 암 서브모듈 전압이 상승하는 순간마다 충전 과도 전류가 발생한다. 충전하고자 하는 상·하단 암 서브모듈 전압이 커질수록 충전 과도 전류는 증가하며, 최대 과도 전류는 약 32.30[A]이다.

그림 11(b)는 제안한 방식을 적용한 실험파형이다. 충전 전에 지령값이 12로 유지되다가 충전 시 지령값이 코사인 함수에 의해 진동하며 감소함에 따라 상·하단 암 서브모듈 전압이 서서히 충전된다. 충전이 완료되면 지령값은  $6 + 0.495\cos(1000\pi t)$ 로 유지된다. 주기적인 스위칭에 의해 충전 과도 전류는 진동하며, 상·하단 암 서브모듈 전압이 커질수록 충전 과도 전류의 리플이 증가한다. 이 때, 최대 과도 전류는 약 8.28[A]으로 일차 함수 지령값을 적용했을 때보다 0.256배 감소함을 확인할 수 있다.



(a)



(b)

그림 11 초기 충전 방법을 적용한 실험 결과: (a)기울기 함수만 적용, (b) 제안한 레퍼런스 함수

Fig. 11 Experimental results applying pre-charging method: (a) Only ramp reference function, (b) Proposed reference function

#### 5. 결 론

본 논문에서는 근사 계단 제어 변조 방식의 MMC를 초기 충전하는 기법을 제안하였다. 제안하는 초기 충전 기법은 근사 계단 제어 변조 방식에서 반송파 없이 PWM의 효과를 얻기 위해 코사인 함수와 일차 함수를 지령값으로 이용하였다. 지령값의 변화에 따라 3구간으로 나누어 암당 서브모듈의 개수가  $N$ 인 MMC의 동작을 분석하였으며, 특히 초기 충전 중인 구간에서 기울기 함수의 범위에 따른 서브모듈의 동작 모드를 정확히 구분하여 분석하였다.

제안하는 기법의 우수성을 검증하기 위해 PSCAD/EMTDC 시뮬레이션과 10kVA 용량의 13레벨 3상 MMC 하드웨어 실험을 진행 및 분석하였다. 이를 통해 MMC 초기 기동 시 발생하는 충전 과도 전류를 약 8.28[A]까지 감소시키면서 서브모듈 캐패시터의 전압을 41.67[V]에서 83.33[V]까지 서서히 충전시킬 수 있음을 확인하였다. 제안한 기법은 별도의 초기 충전회로가 필요하지 않기 때문에 하드웨어 제작 시 추가 비용이 발생하지 않으며, 반송파 없이도 PWM 효과를 얻을 수 있기 때문에 제어 알고리즘이 단순하여 근사 계단 제어 변조 방식의 MMC에 간단하게 적용이

가능할 것이다. 또한 제안한 방식을 적용한다면 시스템을 구성하는 스위치 및 저항, 커패시터 등의 소자들을 보호할 수 있기 때문에 시스템의 안정도와 신뢰성을 향상 시킬 수 있을 것이다.

### 감사의 글

이 논문은 한국전력공사의 재원으로 기초전력연구원의 2015년 선정 기초연구개발과제의 지원에 의하여 이루어진 연구로서, 관계부처에 감사드립니다. (과제번호: R15XA03-46)

### References

- [1] G. Bergna et al., "An Energy-Based Controller for HVDC Modular Multilevel Converter in Decoupled Double Synchronous Reference Frame for Voltage Oscillation Reduction," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 6, pp. 2360-2371, June 2013.
- [2] E. Solas, G. Abad, J. A. Barrena, S. Aurtenetxea, A. Cárcar and L. Zajač, "Modular Multilevel Converter With Different Submodule Concepts — Part II: Experimental Validation and Comparison for HVDC Application," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 60, no. 10, pp. 4536-4545, Oct. 2013.
- [3] S. Rohner, S. Bernet, M. Hiller and R. Sommer, "Modulation, Losses, and Semiconductor Requirements of Modular Multilevel Converters," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 8, pp. 2633-2642, Aug. 2010.
- [4] M. Saeedifard; R. Iravani; "Dynamic Performance of a Modular Multilevel Back-to-Back HVDC System" in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 25, no. 4, pp. 2903-2912, Oct. 2010.
- [5] M. Glinka, "Prototype of multiphase modular- multilevel-converter with 2 MW power rating and 17-level- output-voltage," Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual, 2004, pp. 2572-2576, Vol. 4.
- [6] M. Hagiwara and H. Akagi, "PWM control and experiment of modular multilevel converters," 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, 2008, pp. 154-161.
- [7] A. Lesnicar and R. Marquardt, "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range," Power Tech Conference Proceedings, 2003 IEEE Bologna, 2003, pp. 6 pp. Vol. 3.
- [8] S. Allebrod, R. Hamerski and R. Marquardt, "New transformerless, scalable Modular Multilevel Converters for HVDC-transmission," 2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference, Rhodes, 2008, pp. 174-179.
- [9] A. Antonopoulos, L. Angquist and H. P. Nee, "On dynamics and voltage control of the Modular Multilevel Converter," Power Electronics and Applications, 2009. EPE '09. 13th European Conference on, Barcelona, 2009, pp. 1-10.
- [10] K. Ilves, A. Antonopoulos, S. Norrga and H. P. Nee, "A new modulation method for the modular multilevel converter allowing fundamental switching frequency," Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on, Jeju, 2011, pp. 991-998
- [11] Q. Tu; Z. Xu; L. Xu; "Reduced Switching-Frequency Modulation and Circulating Current Suppression for Modular Multilevel Converters" in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 26, no. 3, pp. 2009-2017, July 2011.
- [12] H. Saad, X. Guillaud, J. Mahseredjian, S. Dennerrière and S. Nguéfeu, "MMC capacitor voltage decoupling and balancing controls," 2015 IEEE Power & Energy Society General Meeting, Denver, CO, 2015, pp. 1-1.
- [13] Z. Wang, A. Zhang, H. Zhang, C. Zhang and Y. Bai, "Control strategy for modular multilevel converters in sub-module fault state," Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2015 IEEE 10th Conference on, Auckland, 2015, pp. 369-374.
- [14] R. Marquardt; A. Lesnicar, "New concept for high voltage-modular multilevel converter" in Proc. IEEE PESC, Aachen, Germany, 2004, pp. 1-5
- [15] A. Lesnicar; R. Marquardt "An innovative modular multilevel converter topology suitable for a wide power range" in Proc. IEEE bologna Power Tech Cong., 2003, pp. 1-6
- [16] J. Xu; C. Zhao; B. Zhang; L. Lu, "New precharge and submodule capacitor voltage balancing topologies of modular multilevel converter for VSC-HVDC application" in Proc. Asia-Pac. Power Energy Eng. Conf., 2011, pp. 1-4.
- [17] A. Das; H. Nademi; L.Norum; "A method for charging and discharging capacitors in modular multilevel converter" in Proc. Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc., 2011, pp. 1058-1062
- [18] K. Shi; F. Shen; D. Lv; P. Lin; M. Chen; D. Xu; "A novel start-up scheme for modular multilevel converter" in IEEE ECCE, 2012, pp. 4180-4187.
- [19] P. Hu; D. Jiang; "A Level-Increased Nearest Level Modulation Method for Modular Multilevel Converters" in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 30, no. 4, pp. 1836-1842, April 2015.



## 저 자 소 개



### 김 교 민 (Kyo-Min Kim)

1990년 10월 18일생. 2015년 명지대 전기공학과 졸업. 2015년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정

E-mail : kyro1337@naver.com



### 김 재 혁 (Jae-Hyuk Kim)

1988년 12월 18일생. 2013년 명지대 전기공학과 졸업. 2013년~현재 동 대학원 전기공학과 석·박사 통합과정.

E-mail : pwm0125@naver.com



### 김 도 현 (Do-Hyun Kim)

1985년 10월 27일생. 2011년 명지대 전기공학과 졸업. 2011년~현재 동 대학원 전기공학과 석·박사 통합과정.

E-mail : blindmonk@naver.com



### 한 병 문 (Byung-Moon Han)

1976년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 미 아리조나주립대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 미 Westinghouse중앙연구소선임연구원. 현재 명지대 전기공학과 교수.

E-mail : erichan@mju.ac.kr