

DC 배전용 반도체 변압기를 위한 직렬 연결된 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기의 모델 예측 제어 방법

김시환¹, 장영혁¹, 김준성¹, 김래영[†]

A Model Predictive Control Method of a Cascaded Flying Capacitor Multi-level Rectifier for Solid State Transformer for DC Distribution System

Si-Hwan Kim¹, Yeong-Hyeok Jang¹, June-Sung Kim¹, and Rae-Young Kim[†]

Abstract

This study introduces a model predictive control method for controlling a cascaded flying capacitor multilevel rectifier used as an AC-DC rectifier of a solid-state transformer for DC distribution systems. The proposed method reduces the number of states that need to be considered in model predictive control by separately controlling input current, output DC link voltage, and flying capacitor voltage. Thus, calculation time is shortened to facilitate the level expansion of the cascaded flying capacitor multilevel rectifier. The selection of weighting factors did not present difficulties because the weighting factors in the cost function of the conventional model predictive control are not used. The effectiveness of the proposed method is verified through computer simulation using powersim and experiment.

Key words: DC distribution system, Finite control set-model predictive control, Flying capacitor rectifier, Multi-level converter, Solid state transformer

1. 서 론

반도체 변압기는 전압 정류, 전압 강하 보상, 역률 보정 등의 기능을 수행할 수 있을 뿐만 아니라 DC 버스를 제공 할 수 있어 기존의 AC 계통을 DC 배전 계통에 연계하기 위한 주요 기술로 주목을 받고 있다^{[1],[2]}. 다양한 반도체 변압기의 구조 중 많이 사용되는 구조는 high voltage AC(HVAC) 전압을 high voltage DC(HVDC) 전압으로 정류한 후 고주파수 변압기를 이용해 HVDC 전압을 low voltage DC(LVDC) 전압으로 강압 하는 구조이다. 이러한 구조를 갖는 반도체 변압기에서는 AC 전압을 DC 전압으로 변환하기 위한 AC/DC 정류기가 필요한데, HVAC 전압과의 연계를 위해 H-bridge 멀티

-레벨 컨버터(H-bridge multi-level converter)나 모듈형 멀티-레벨 컨버터(Modular multi-level converter, MMC)와 같은 모듈 구조를 갖는 멀티-레벨 컨버터를 많이 사용해왔다^{[3]-[6]}.

H-bridge 멀티-레벨 컨버터와 MMC는 모듈 기반의 토폴로지로 단위 모듈을 직렬로 연결할 수 있어 전압 레벨 확장에 유리하다. 하지만 단위 모듈에서 출력할 수 있는 단자 전압의 레벨이 낮아 AC 전압의 크기가 커질 수록 필요한 단위 모듈의 수가 많아지게 된다. 단위 모듈 수가 많아지면 전체 시스템의 제어 구조가 복잡해지고, 부피가 커지며, 신뢰성이 저하될 수 있는데, 단위 모듈의 출력 단자 전압 레벨을 높이면 이러한 문제를 해결할 수 있다.

단위 모듈의 출력 단자 전압 레벨을 높이기 위해 단위 모듈을 다이오드 클램프 멀티-레벨 컨버터(Diode clamped multi-level converter)나 플라잉 커패시터 멀티-레벨 컨버터(Flying capacitor multi-level converter)로 구성할 수 있다^{[7],[8]}. 참고 문헌 [7]은 단위 모듈을 다이오드 클램프 멀티-레벨 컨버터로 구성하고 DC 링크와 연결된 스위치를 다이오드로 변경하여 제어의 복잡성을 줄였다. 하지만 다이오드로 인해 단방향 조류 제어만 가능

Paper number: TKPE-2018-23-5-9

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

[†] Corresponding author: rykim@hanyang.ac.kr, Dept. of Electrical Bio-Engineering, Hanyang University
Tel: +82-2-2220-0341 Fax: +82-2-2220-4825

¹ Dept. of Electrical Engineering., HYPEC-EECS Lab., Hanyang University

Manuscript received Jul. 12, 2018; revised Jul. 24, 2018; accepted Aug. 29, 2018

하다. 또한, 다이오드 클램프 멀티-레벨 컨버터 구조는 레벨이 증가할수록 회로 구조와 제어가 복잡해져 단위 모듈의 레벨 확장이 힘들다. 참고 문헌 [8]에서는 단위 모듈을 플라잉 커패시터 멀티-레벨 컨버터로 구성하고 finite control set-model predictive control(FCS-MPC)을 적용하여 제어하는 방법을 제안했다. FCS-MPC는 구현이 쉽고, 추가적인 제약 사항을 쉽게 포함할 수 있어 다양한 분야에 적용되어 왔다^{[9]-[12]}. 하지만 이 방법은 스위치 수가 증가하면 연산량이 증가하여 멀티-레벨 컨버터와 같이 스위치 수가 많은 시스템에 적용하기가 쉽지 않다. 참고 문헌 [8]에서는 연산량을 줄이기 위해 각 단위 모듈에 FCS-MPC를 적용하고 인터리빙하게 제어하는 방법을 소개했다. 하지만 이 방법은 기존의 FCS-MPC를 그대로 단위 모듈에 적용하므로 단위 모듈의 레벨이 증가하면 연산량이 증가해 단위 모듈의 레벨이 확장되면 적용이 힘들다. 또한, 기존의 FCS-MPC를 적용함으로써 하나의 비용 함수로 전류와 전압을 동시에 제어한다. 따라서 최적의 제어 성능 확보를 위해서는 다양한 조건에서 시행착오를 통해 가중치를 선정해야 하므로 가중치를 결정하는 것도 쉽지 않다.

본 논문에서는 직렬 연결된 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기의 제어를 위해 FCS-MPC에 기반한 제어 방법을 소개한다. 제안하는 방법은 기존의 FCS-MPC와는 다르게 제어 변수를 구분하여 제어한다. 제어 변수를 구분하여 제어함으로써 변수의 예측 값 계산을 위해 컨버터의 모든 스위칭 상태를 고려하지 않는다. 따라서 예측 제어 시 고려해야 할 경우의 수가 줄어들어 제어 시스템의 연산량을 줄일 수 있다. 또한, 제안하는 방법은 변수들을 구분하여 제어하므로 가중치가 필요하지 않다. 따라서 가중치 선정을 위한 어려움이 없다. Powersim(Psim)을 이용한 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통해 제안한 방법의 효과를 검증하였다.

본 논문의 구성은 다음과 같다. 먼저 2장에서는 직렬 연결된 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기의 구조와 특성에 대해 설명하고, 3장에서는 제안한 방법을 소개한다. 4장에서는 2개의 모듈이 직렬 연결된 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기를 이용하여 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통해 제안한 방법의 효과를 검증한다. 5장에서는 결론을 맺는다.

2. 직렬 연결된 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기

2.1 직렬 연결된 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기의 구조

제안하는 방법의 설명을 위해 그림 1에 직렬 연결된 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기의 기본 구조를 나타내었다. 논의를 쉽게 하기 위해 각 모듈은 3-레벨 플라잉 커패시터 정류기로 구성하였으며, 2개의 모듈을 직렬로 연결하였으나 임의의 레벨로 확장이 가능하다. AC

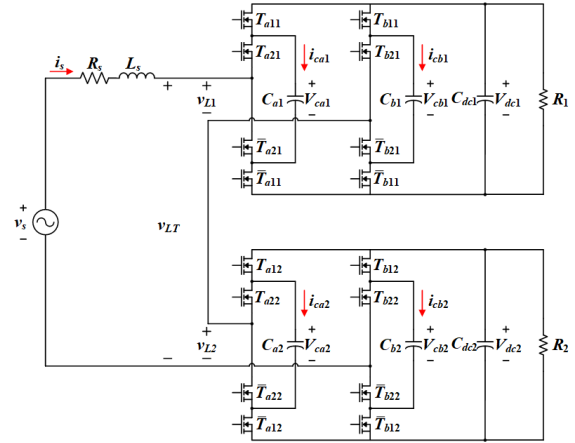


Fig. 1. Basic configuration of a 2-module cascaded flying capacitor multi-level rectifier.

계통의 전원 v_s 는 인덕터 L_s 를 통해 정류기와 연결되며 R_s 는 인덕터의 기생 저항 성분을 나타낸다. 각 모듈은 계통의 AC 전압을 DC 링크 전압 V_{dc1} , V_{dc2} 로 정류하며 부하 R_1 , R_2 에 전력을 전송한다. C_{dc1} 과 C_{dc2} 는 각 모듈의 DC 링크 커패시터이다. v_{LT} 는 직렬 연결된 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기에서 출력되는 전체 전압으로 각 모듈의 AC측 단자 전압 v_{L1} 과 v_{L2} 의 합으로 나타난다. i_s 는 AC 계통으로부터 직렬 연결된 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기로 유입되는 전류를 나타낸다.

각 모듈은 풀-브릿지(full-bridge) 구조의 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기로 구성되어 있다. 3-레벨 플라잉 커패시터 정류기는 하나의 플라잉 커패시터와 4개의 스위치들로 구성된다. C_{jx} 는 플라잉 커패시터를 나타내는데, $j=a, b$ 로 각 레그를 나타내고, $x=1, 2$ 로 모듈 번호를 나타낸다. T_{jix} 는 각 모듈에서 상단 레그의 스위치를 나타내고, $i=1, 2$ 로 스위치의 번호를 나타낸다. 하단 스위치는 상단 스위치와 쌍을 이루어 상보 동작을 한다. i_{cjx} 는 각 플라잉 커패시터에 흐르는 전류를 나타낸다.

2.2 직렬 연결된 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기의 모델링

그림 1의 직렬 연결된 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기에서 인덕터 전류의 동특성은 다음과 같은 수식으로 표현할 수 있다.

$$v_s = L_s \frac{di_s}{dt} + R_s i_s + v_{LT} \quad (1)$$

컨버터에 의한 손실이 없고, 각 단위 모듈의 DC 링크 전압이 동작점 V_{dc}^* 에서 잘 제어되고 있다고 가정하면 각 모듈의 전력 관계식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{Lx} i_s = V_{dc}^* \frac{C_{dcx}}{2} \frac{dV_{dcx}}{dt} + P_x \quad (2)$$

여기서, P_x 는 각 모듈의 부하에서 소비하는 전력을 나타낸다.

플라잉 커패시터 전압 V_{cix} 의 동특성은 플라잉 커패시터에 흐르는 전류 i_{cix} 를 통해 결정되며 다음과 같은 수식으로 표현할 수 있다.

$$i_{cix} = C_{ix} \frac{dV_{cix}}{dt} \quad (3)$$

여기서, i_{cix} 는 각 모듈의 스위치 T_{jix} 의 동작과 인덕터에 흐르는 전류 i_s 에 의해 결정되는데 각 레그(Leg) 별로 다음과 같이 표현된다.

$$i_{cax} = i_s(T_{a2x} - T_{a1x}) \quad (4)$$

$$i_{cbx} = -i_s(T_{b2x} - T_{b1x}) \quad (5)$$

3. 제안하는 제어 방법

3.1 제안하는 FCS-MPC 방법

그림 2에 제안하는 FCS-MPC 제어 방법에 대한 블록 다이어그램을 나타내었다. 제안하는 방법은 FCS-MPC 기반의 제어 방법으로 기존의 FCS-MPC 방법과 다르게 각 제어 변수를 구분하여 제어를 수행한다. 제어 변수는 입력 전류, 각 모듈의 DC 링크 전압, 각 모듈의 플라잉 커패시터 전압이다. 먼저, 계통으로부터 입력되는 전류 i_s 를 제어하기 위해 정류기의 전체 출력 전압 레벨 n_T 를 결정한다. 다음으로 결정된 n_T 를 이용하여 각 모듈의 DC 링크 전압을 예측하고 비교하여 각 모듈의 단자 전압 레벨 n_1, n_2 를 결정한다. 마지막으로 n_x 를 이용해 플라잉 커패시터의 전압을 예측하여 스위치의 상태를 결정한다. 제안하는 FCS-MPC 블록 외부에 있는 PI 제어기는 총 전력 제어를 위해 AC 입력 전류 i_s 의 지령 값을 생성한다.

3.2 전류 제어

본 절에서는 제안하는 FCS-MPC 방법의 전류 제어 블록을 설명한다. 먼저, FCS-MPC 적용을 위해 연속 시간에서의 방정식을 이산 시간 영역으로 바꿀 필요가 있다. Foward Euler 근사화를 통해 식 (1)의 미분 항을 이산 시간 영역에서 근사화 할 수 있다.

$$\frac{di_s}{dt} \approx \frac{i_s(k+1) - i_s(k)}{T_{samp}} \quad (6)$$

여기서, T_{samp} 는 샘플링 주기를 나타낸다.

식 (6)을 식 (1)에 대입하여 이산 시간 영역에서 표현된 식을 정리하면 한 샘플링 이후의 입력 전류 값을 예측할 수 있다.

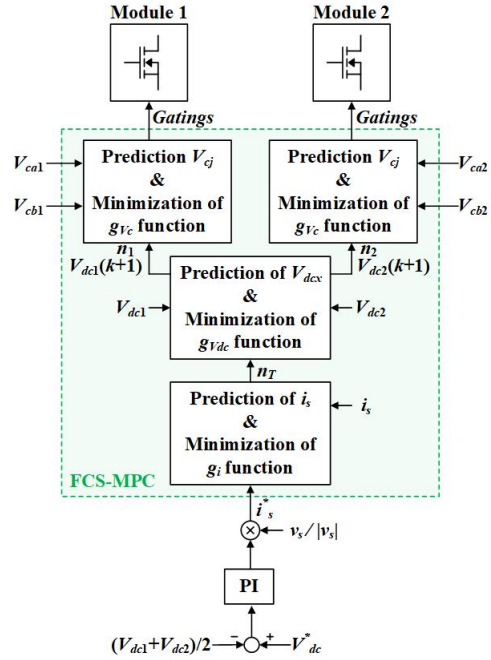


Fig. 2. Block diagram of the proposed FCS-MPC method.

$$i_s(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_{samp}}{L_s}\right) i_s(k) + \frac{T_{samp}}{L_s} (v_{LT}(k) - v_g(k)) \quad (7)$$

식 (7)에서 한 샘플링 주기 이후의 전류 특성은 얻기 위해서는 현재 출력되는 정류기의 전체 출력 전압 $v_{LT}(k)$ 에 의해 결정되는 것을 알 수 있다. 직렬 연결된 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기의 전체 출력 전압은 각 모듈의 단자 전압 레벨의 합으로 나타나는데, 각 모듈의 출력 전압 레벨의 크기가 V_L 로 일정 하다면 $v_{LT}(k)$ 는 현재 출력되는 정류기의 전체 출력 전압 레벨 $n_T(k)$ 와 V_L 로 표현될 수 있다.

$$v_{LT}(k) = n_T(k) V_L \quad (8)$$

식 (8)을 식 (7)에 대입하여 다시 정리하면 다음과 같다.

$$i_s(k+1) = \left(1 - \frac{R_s T_{samp}}{L_s}\right) i_s(k) + \frac{T_{samp}}{L_s} (n_T(k) V_L - v_g(k)) \quad (9)$$

위 식으로부터 정류기의 전체 출력 전압 레벨을 통한 샘플링 주기 이후의 전류를 예측할 수 있음을 알 수 있다.

직렬 연결된 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기의 전체 출력 전압 레벨은 하나의 모듈에서 출력 가능한 단자 전압의 레벨 수와 모듈의 개수에 따라 결정되는데 3-레벨 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기를 2 개로 직렬 연결한 정류기는 9-레벨의 출력 전압 레벨을 형성할 수

있다. 이 경우 식 (9)를 이용해 한 제어 주기에 총 9개의 전류 예측 값을 구할 수 있다. 비용 함수를 이용해 9개의 전류 예측 값 중 지령 값과 오차가 가장 적은 전류 예측 값을 판단하여 이 값을 만드는 $n_T(k)$ 를 선택하면 된다. 비용 함수는 다음과 같다.

$$g_i = |i_s^* - i_s(k+1)| \quad (10)$$

3.3 DC 링크 전압 균형 제어

전류 제어 블록을 통해 $n_T(k)$ 가 결정되면 이 값을 각 모듈에 전달되는 전력의 균형을 유지하기 위해 사용할 수 있다. 본 절에서는 제안하는 FCS-MPC 방법의 DC 링크 전압 균형 제어 블록을 설명한다. 전류 제어 블록과 유사하게 forward Euler 근사화를 통해 식 (2)를 이산 영역에서 근사화 한 후 정리하면 다음과 같이 DC 링크 전압의 한 샘플링 주기 이후의 값을 예측할 수 있다.

$$V_{dc}(k+1) = \frac{T_{smp}}{C_{dc} V_{dc}^*} v_{Lx}(k) i_s(k) + \frac{T_{smp} P_x}{C_{dc} V_{dc}^*} + V_{dc}(k) \quad (11)$$

$v_{LT}(k)$ 와 유사하게 $v_{Lx}(k)$ 도 각 모듈의 출력 전압 레벨로 표현 할 수 있는데, DC 링크 전압이 동작점 V_{dc}^* 에서 잘 제어되고, V_L 이 일정하면 3-레벨 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기의 경우 출력 단자 전압은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$v_{Lx}(k) = n_x(k) V_L = n_x(k) \frac{V_{dc}^*}{2} \quad (12)$$

식 (12)를 식 (11)에 대입한 후 정리하면 다음과 같다.

$$V_{dc}(k+1) = \frac{T_{smp}}{2C_{dc}} n_x(k) i_s(k) + \frac{T_{smp} P_x}{C_{dc} V_{dc}^*} + V_{dc}(k) \quad (13)$$

전류 예측 값과 유사하게 DC 링크 전압의 예측 값은 각 모듈의 AC 출력 단자 전압의 레벨로부터 계산할 수 있음을 위 식으로부터 확인 가능하다.

$n_T(k)$ 는 $n_1(k)$ 과 $n_2(k)$ 의 합으로 표현되고 출력 가능한 $n_1(k)$ 과 $n_2(k)$ 가 정해져 있으므로, 전류 제어 블록에서 $n_T(k)$ 가 결정되면 $n_1(k)$ 과 $n_2(k)$ 를 결정할 수 있다. 예를 들면, 그림 1과 같은 구조에서 $n_T(k)$ 가 3으로 정해지면 이 값을 만들 수 있는 $n_1(k)$ 과 $n_2(k)$ 의 조합은 {2, 1} 또는 {1, 2}의 2 가지 경우이다. 이 두 가지 조합을 각각 식 (13)에 대입하여 $\{V_{dc1}(k+1), V_{dc2}(k+1)\}$ 의 조합을 2 가지 얻는다. 그 후 2 가지 조합 중 비용 함수의 크기를 최소로 만드는 조합을 판단하여 이 값들을 만드는 $\{n_1(k), n_2(k)\}$ 조합을 선택한다. 비용 함수는 다음과 같다.

$$g_{V_{dc}} = |V_{dc1}(k+1) - V_{dc2}(k)| + |V_{dc2}(k+1) - V_{dc1}(k)| \quad (14)$$

3.4 플라잉 커패시터 전압 균형 제어

제안하는 FCS-MPC 방법의 마지막 제어 블록에서는 각 단위 모듈의 커패시터 전압 균형 제어를 수행한다. 앞선 방법들과 마찬가지로 forward Euler 근사화를 통해 식 (3)을 이산 영역에서 정리하면 다음과 같은 식으로 플라잉 커패시터 전압의 한 샘플링 주기 이후의 예측 값을 계산할 수 있다.

$$V_{cix}(k+1) = \frac{T_{smp}}{C_{ix}} i_{cix}(k) + V_{cix}(k) \quad (15)$$

위 식에 식 (4), (5)를 대입하면 스위치의 상태를 결정하기 위한 식을 얻을 수 있다.

$$V_{cix}(k+1) = \frac{T_{smp}}{C_{ix}} \{i_s(k)(T_{a2x} - T_{a1x})\} + V_{cix}(k) \quad (16)$$

$$V_{cix}(k+1) = \frac{T_{smp}}{C_{ix}} \{-i_s(k)(T_{b2x} - T_{b1x})\} + V_{cix}(k) \quad (17)$$

DC 전압 균형 제어 블록에서 결정된 $n_x(k)$ 와 위 식들을 이용해 최종적으로 스위치 상태를 결정할 수 있다. 예를 들면, DC 전압 균형 제어 블록에서 $n_x(k)$ 가 1로 결정이 됐다면 단위 모듈의 출력 전압 레벨을 1로 만들 수 있는 스위치의 상태들 중 비용 함수의 값을 최소로 만드는 스위치의 상태들을 선택해 각 모듈에 게이팅(gating) 신호로 인가 할 수 있다. 비용 함수는 다음과 같다.

$$g_{V_c} = |0.5V_{dcx}(k+1) - V_{cax}(k)| + |0.5V_{dcx}(k+1) - V_{cbx}(k)| \quad (18)$$

위 식에서 쓰이는 DC 링크 전압의 예측 값은 $n_x(k)$ 와 함께 DC 링크 전압 균형 제어 블록으로부터 각 모듈 별로 전달받는다.

제안한 FCS-MPC 방법은 각 제어 변수를 구분하여 제어를 하므로 각 제어 블록 별로 필요한 경우의 수만 고려하면 된다. 그림 1과 같은 정류기의 경우 전류 제어 단계에서는 9번의 반복 연산이 필요하고, DC 링크 전압 균형 제어를 위해서는 최대 5번의 반복 연산이 필요하며, 플라잉 커패시터 전압의 균형 제어를 위해 최대 12번의 반복 연산을 수행해야 한다. 따라서, 최대 26번의 반복 연산을 수행하여 제어를 한다. 기존의 참고 문헌 [7]에서 제안한 방법보다 더 적은 연산으로 제어를 수행할 수 있다. 또한, 기존 방법의 경우 전류와 전압 제어를 위해 가중치를 결정하기 위한 노력이 필요하였다. 하지만 제안하는 방법은 각 변수 별로 제어를 하므로 가중치가 필요하지 않다.

TABLE I
SYSTEM PARAMETER OF THE SIMULATION

Parameter	Value
AC grid voltage (rms)	1600 [V]
AC grid frequency	60 [Hz]
DC link voltage	1400 [V]
Flying capacitor voltage	700 [V]
Grid inductor	100 [mH]
DC link capacitor	1000 [μ F]
Fying capacitor	1000 [μ F]
Load resistor	1000[Ω]
Sampling period	50 [μ s]

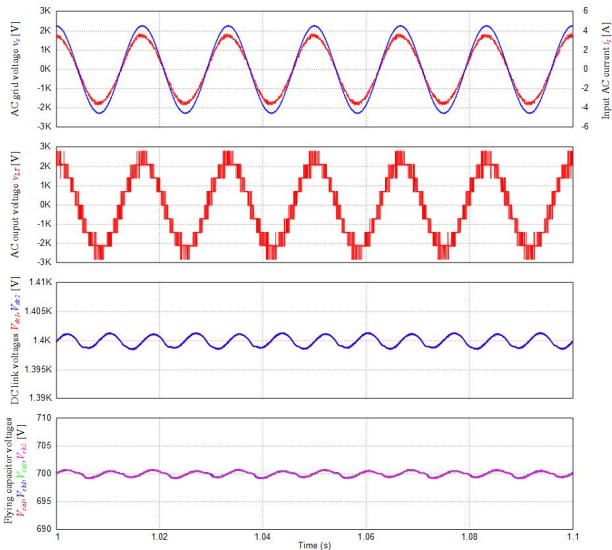


Fig. 3. Simulation results of the proposed method in steady-state.

4. 시뮬레이션 및 실험 검증

제안한 FCS-MPC 제어 방법의 성능을 검증하기 위해 그림 1과 같이 직렬 연결된 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기를 구성하여 시뮬레이션과 실험을 수행하였다. 시뮬레이션의 시스템 파라미터(parameter)는 표 1에 나타내었으며, 실험 세트의 시스템 파라미터는 표 2에 나타내었다.

그림 3에 정상상태에서의 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 역률 1 제어를 수행하였으며 AC 계통의 전압 v_s 와 AC 입력 전류 i_s 를 통해 역률 1 제어가 잘 수행되고 있음을 확인 할 수 있다. 이 때 직렬 연결된 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기의 AC 출력 전압 v_{LT} 는 9-레벨로 잘 출력되는 것을 확인 할 수 있다. DC 링크 전압 V_{dc1} 과 V_{dc2} 는 지령 전압 1400V로 잘 제어가 되는 것을 확인 할 수 있으며, 두 전압의 균형이 잘 유지되고 있는 것을 확인 할 수 있다. DC 링크 전압과 유사하게 플라잉 커패시터 전압들도 700V로 잘 제어가 되는 것을 확인할

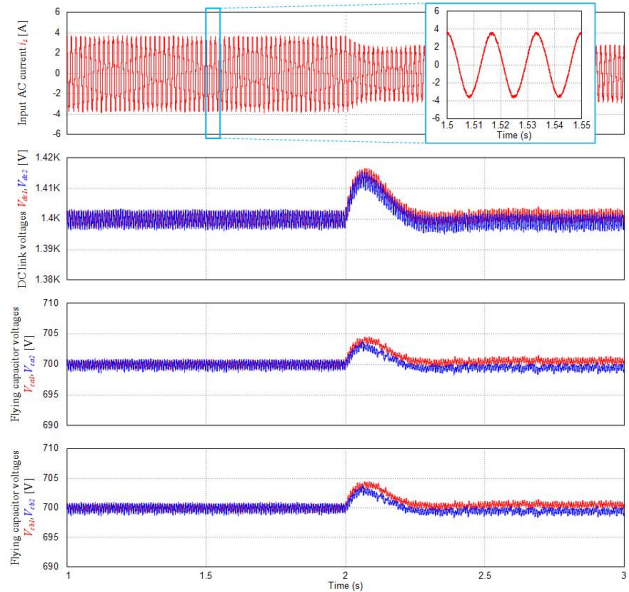


Fig. 4. Simulation results of the conventional method with current weighting factor 2.

수 있으며 모든 플라잉 커패시터 전압들 간의 균형이 잘 유지되고 있는 것을 확인 할 수 있다.

기존 방법 [8]과의 비교를 위해 기존 방법에서 전류 가중치를 2로 설정하고 전압 가중치는 1로 설정하여 시뮬레이션을 수행한 결과를 그림 4에 나타내었다. 시간 2초에 모듈 1의 부하를 2000 Ω 로 변경하였다. 그림으로부터 부하가 평형인 정상 상태에서 전류 제어가 잘 수행되고 있으며, 각 모듈의 DC 링크 전압과 플라잉 커패시터 전압들 모두 평형을 이루고 있음을 확인할 수 있다. 하지만, 시간 2초에서 부하 불균형이 발생하면 DC 링크 전압과 플라잉 커패시터 전압에 불평형이 발생하는 것을 확인할 수 있다.

그림 5는 기존 방법에서 전류 가중치를 5로 증가시키고 전압 가중치는 1로 설정하여 시뮬레이션을 수행한 결과이다. 시뮬레이션 조건은 그림 4와 동일하게 하였다. 그림 4와 유사하게 정상 상태에서는 제어가 잘 수행되는 것을 확인 할 수 있다. 하지만, 전류 가중치를 높임으로써 부하가 불평형인 상황에서는 각 모듈의 전압 불평형이 더욱 심해진 것을 확인 할 수 있다.

그림 6은 제안한 방법의 시뮬레이션 결과이다. 시뮬레이션 조건은 기존 방법에서의 것과 동일하다. 기존 방법과 유사하게 부하가 평형인 상황에서 전류 및 전압 제어가 모두 잘 수행되고 있는 것을 확인 할 수 있다. 또한, 기존 방법과는 다르게 각 모듈의 부하가 불평형인 조건에서도 각 모듈의 DC 링크 전압과 플라잉 커패시터 전압의 평형이 유지되는 것을 확인 할 수 있다.

그림 7은 정상상태에서의 실험 결과를 보여준다. 정상 상태에서 각 모듈의 DC 전압은 지령 값으로 잘 제어되고 있는 것을 확인 할 수 있다. 또한, i_s 도 역률 1로 잘 제어되고 있는 것을 확인할 수 있다.

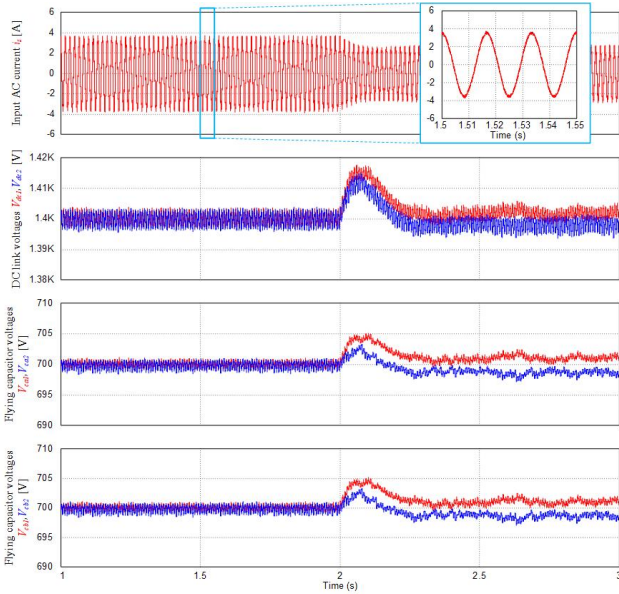


Fig. 5. Simulation results of the conventional method with current weighting factor 5.

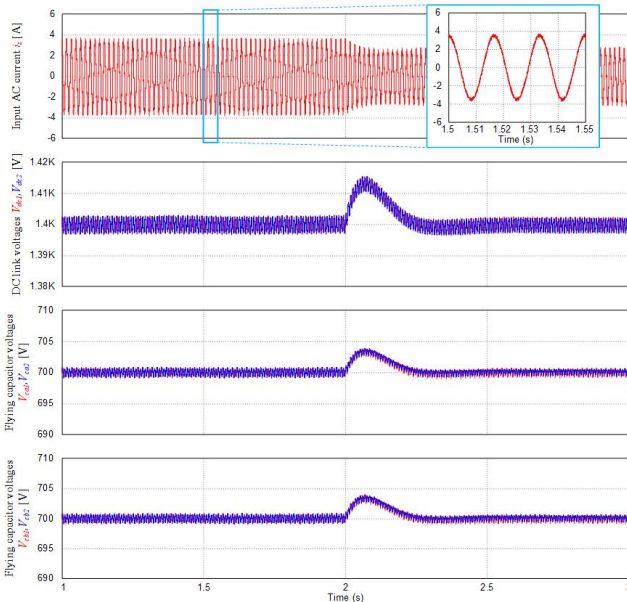


Fig. 6. Simulation results of the proposed method.

TABLE II

SYSTEM PARAMETER OF EXPERIMENTAL SET-UP

Parameter	Value
AC grid voltage (rms)	220 [V]
AC grid frequency	60 [Hz]
DC link voltage	200 [V]
Flying capacitor voltage	100 [V]
Grid inductor	35 [mH]
DC link capacitor	800 [μ F]
Flying capacitor	800 [μ F]
Load resistor	180 [Ω]
Sampling period	50 [μ s]

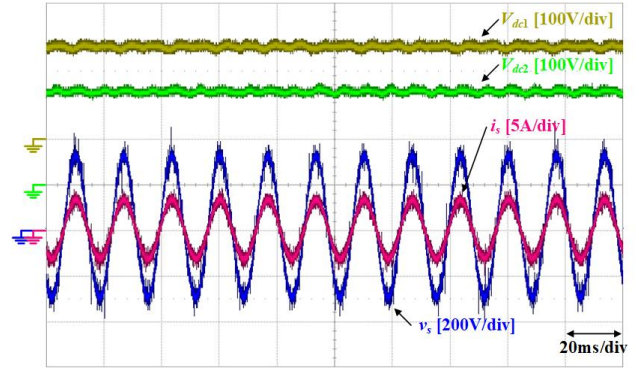


Fig. 7. Experimental result of the proposed method in steady-state.

5. 결 론

본 논문에서는 DC 배전용 반도체 변압기의 구현을 위해 직렬 연결된 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기의 제어 방법을 제안하였다. 제안하는 방법은 FCS-MPC에 기반한 방법으로 기존의 FCS-MPC와 다르게 제어 변수를 구분하여 제어한다. 따라서 제어 변수의 예측 값 계산을 위해 정류기의 모든 스위칭 상태를 고려하지 않아도 고려해야 할 경우의 수가 줄어들어 연산량을 줄일 수 있다. 또한, 제안하는 방법은 변수들을 구분하여 제어하므로 가중치가 필요하지 않다. 2개의 모듈이 직렬 연결된 플라잉 커패시터 멀티-레벨 정류기의 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통해 제안하는 방법의 효과를 검증하였다.

References

- [1] A. Shojaei and G. Joos, "A modular solid state transformer with a single-phase medium-frequency transformer," in *2013 IEEE Electrical Power & Energy Conference*, pp. 1-5, 2013.
- [2] J. W. Kolar and G. I. Ortiz, "Solid-state-transformers: Key components of future traction and smart grid systems," presented at the *International Power Electronics Conference (IPEC 2014)*, Hiroshima, Japan, May, 2014.
- [3] H. Zhu, Y. Li, P. Wang, Z. Li, and Z. Chu, "Design of power electronic transformer based on modular multilevel converter," in *2012 Asia-Pacific Power and Energy Engineering Conference*, pp. 1-4, 2012.
- [4] Z. Sun, Y. H. Li, P. Wang, Z. X. Li, Y. J. Luo, and P. Qu, "Parameter design principle of the capacitors and inductors in the power electronic transformer based on MMC," in *2014 17th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 2445-2448, 2014.
- [5] H. J. Yun, H. S. Kim, M. H. Ryu, J. W. Baek, and H. J. Kim, "A simple and practical voltage balance method for a solid-state transformer using cascaded H-bridge

converters,” in *2015 9th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, pp. 2415-2420, 2015.

[6] P. Xu, X. Ma, L. Huang, Y. Xuan, F. Zhang, S. Zhang, et al., “The redundancy fault-tolerant control strategies for modular solid state transformer with DC bus,” in *2017 IEEE 3rd International Future Energy Electronics Conference and ECCE Asia (IFEEC 2017 - ECCE Asia)*, pp. 1997-2001, 2017.

[7] J. W. Lim and Y. H. Cho, “Design and implementation of a power conversion module for solid state transformers using SiC MOSFET devices,” *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 22, No. 2, pp. 109-117, 2017.

[8] D. D. Toit, T. Mouton, R. Kennel, and P. Stolze, “Predictive control for a series stacked flying-capacitor active rectifier,” in *2011 6th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications*, pp. 1809-1814, 2011.

[9] P. Acuña, V. Agelidis, L. Morán, and M. Rivera, “Simple and robust multi-objective predictive control method for a single-phase three-level NPC converter based active power filter,” in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 4708-4714, 2014.

[10] J. Han, T. Yang, D. Peng, T. Wang, and G. Yao, “Model predictive control for asymmetrical cascaded H-Bridge multilevel grid-connected inverter with flying capacitor,” in *IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1611-1616, 2014.

[11] M. Tomlinson, H. D. T. Mouton, R. Kennel, and P. Stolze, “A fixed switching frequency scheme for finite-control-set model predictive control-concept and algorithm,” *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 63, No. 12, pp. 7662-7670, Dec. 2016.

[12] Y. Liu, Y. Liu, H. A. Rub, and B. Ge, “Model predictive control of matrix converter based solid state transformer,” in *2016 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pp. 1248-1253, 2016.



김시환(金是煥)

1986년 4월 11일생. 2012년 한양대 전기제어공학과 졸업. 2012년~현재 동 대학원 전기공학과 석박통합과정.



장영혁(張泳赫)

1993년 7월 20일생. 2017년 한양대 전기공학부 졸업. 2017년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



김준성(金俊成)

1975년 2월 25일생. 2001년 조선대 전기공학과 졸업. 2003년 한양대 전기공학과 졸업(석사). 2015년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 현재 (주)효성중공업 FACT & HVDC 개발팀 근무.



김래영(金來瑛)

1974년 6월 6일생. 1997년 한양대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2009년 미국 버지니아 공대(Virginia Tech) 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1999년~2004년 효성 중공업연구소 선임연구원. 2009년~2010년 미국 National Semiconductor Senior Researcher. 2016년~2017년 미국 Virginia Tech CPES 방문교수. 2010년~현재 한양대 전기생체공학부 교수. 당 학회 재무이사.