

모델 예측 제어 기반 Cascaded H-bridge 컨버터의 균일한 손실, 스위칭 주파수, 전력 분배를 위한 알고리즘

김이김¹, 광상신[†]

An Algorithm for Even Distribution of Loss, Switching Frequency, Power of Model Predictive Control Based Cascaded H-bridge Multilevel Converter

I-Gim Kim¹ and Sang-Shin Kwak[†]

Abstract

A model predictive control (MPC) method without individual PWM has been recently researched to simplify and improve the control flexibility of a multilevel inverter. However, the input power of each H-bridge cell and the switching frequency of switching devices are unbalanced because of the use of a restricted switching state in the MPC method. This paper proposes a control method for balancing the switching patterns and cell power supplied from each isolated dc source of a cascaded H-bridge inverter. The supplied dc power from isolated dc sources of each H-bridge cells is balanced with the proposed cell balancing method. In addition, the switching frequency of each switching device of the CHB inverter becomes equal. A simulation and experimental results are presented with nine-level and five-level three-phase CHB inverter to validate the proposed balancing method.

Key words: Multilevel inverter, Cascaded H-bridge inverter, Model predictive control, Cell balancing method, Switching pattern balancing

1. 서 론

한정된 스위칭 소자의 용량에서 대용량 전동기를 구동하기 위해 고 출력 전압과 고용량의 멀티레벨 인버터가 필요하다. 멀티레벨 인버터는 출력 전압을 다수의 레벨로 출력하여 기존 2레벨 AC/DC 인버터에 비해 낮은 고조파 왜곡률 (Total harmonic distortion)을 갖고 전자기기 간섭 (Electromagnetic interface)에 영향에 강하며, dv/dt 특성이 낮다는 장점이 있다^{[1]-[6]}.

최근 고압 인버터 시장에서 가장 많이 사용된 그림 1과 같은 CHB 멀티레벨 인버터는 셀별로 독립 전압원이 필요하고 이를 위해 사용된 H-bridge cell 개수만큼 정류기가 필요하다는 단점이 있으나 단상 H-bridge cell이

직렬연결 된 구조로써 완전한 모듈화가 가능하고 모듈 단위 설계에 따라 구성변화가 용이하며 개별 cell 고장 발생 시 연속운전이 가능하고 고장 대처에 용이하다. 또한 클램핑 다이오드와 부가적인 커패시터의 사용이 필요 없는 구조라는 장점이 있어 대용량 인버터에 가장 많이 쓰이는 구조이다^{[4]-[5]}.

일반적으로 CHB 멀티레벨 인버터를 제어하기 위해서는 선형 PI 제어기반 멀티 캐리어를 이용한 펄스폭 변조 방식 (PWM)을 사용한다. 멀티 캐리어를 이용한 펄스폭 변조방식은 크게 레벨시프트방식과 위상시프트 방식으로 나눌 수 있으며 레벨시프트 방식 중 같은 위상과 크기를 갖는 캐리어를 phase disposition (PD) 방식은 출력 선간 전압의 고조파 왜곡률이 낮아 CHB 제어에 가장 많이 사용하는 방식이다^{[7]-[8]}. 그러나 최근 비약적인 마이크로 프로세서의 발전으로 제어기의 계산 성능이 크게 개선되었으며, 프로세서의 빠른연산이 가능해졌다. 이로 인해 PWM 구조를 제거하고, 더욱 간단히 제어 할 수 있는 진류 제어 알고리즘인 모델 예측제어에 대한 연구가 이루어졌다^{[9]-[13]}.

멀티캐리어를 이용한 PD PWM에서 H-bridge 셀 간

Paper number: TKPE-2015-20-5-8

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

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

¹ LG Innotek

Manuscript received Jul. 22, 2015; revised Aug. 20, 2015; accepted Sep. 8, 2015

의 스위칭 패턴이 상이하야 IGBT의 스위칭 주파수 불균형과, 손실 불균형, 셀 간 파워 소모의 불균형을 가져와 불균형한 스위칭 디바이스의 열화가 발생한다. 이러한 문제점을 해결하고자 캐리어 순환 기술 또는 캐리어 재배치 방법을 통해 H-bridge 셀 간 스위칭 디바이스의 스위칭 주파수의 균형을 맞추는 방법이 연구되었다.^{[14]-[15]}

모델 예측제어 기반 제어에서는 제한된 스위칭 상태만 사용하기 때문에, H-bridge 셀 간 스위칭 디바이스의 스위칭 주파수 및 셀 입력 파워에 불균형 문제가 발생하지만, 앞서 멀티캐리어 기반 PWM방법에서 사용한 캐리어 순환 방법이나 캐리어 재배치 방법은 사용할 수 없다. 따라서 본 논문에서는 H-bridge 셀의 스위칭 패턴의 순환 방식을 통해 모델 예측 제어 기반 제어에서 H-bridge 셀의 입력 파워와 스위칭 주파수의 균형을 위한 방법에 대해 제안한다.

2. CHB 인버터를 위한 모델 예측 제어

2.1 CHB 인버터의 부하모델링

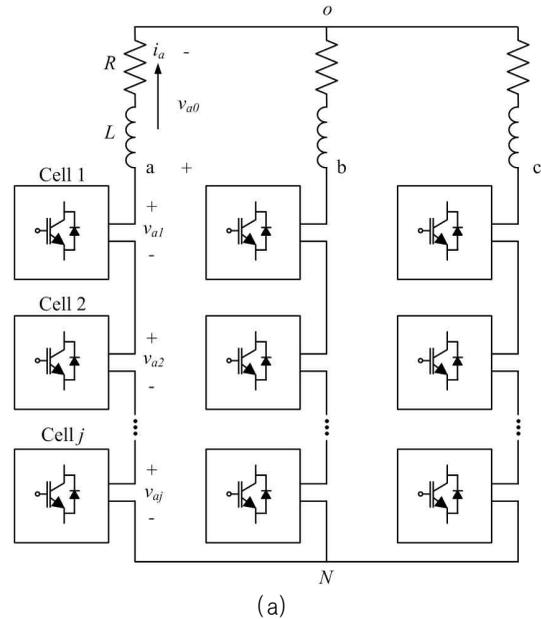
그림 1은 3상 멀티레벨 CHB 인버터의 구조로, 단상 H-bridge 인버터가 직렬로 연결된 구조이다. 각 단상 H-bridge 인버터는 독립 DC 링크 전원에 연결되어 있고, 일반적으로 DC 링크 크기는 동일하며, 전기적 절연을 제공하기 위해 멀티 펄스 정류기에 의해 독립 DC 전원이 제공된다. 그림 1 (b)는 본 논문에서 사용되는 멀티레벨 CHB 인버터의 하나의 레그의 구성을 나타내며, H-bridge의 셀의 스위칭 동작에 따라 출력 전압이 결정되고, 각 H-bridge 셀 당 두 개의 스위칭 신호가 입력된다. 즉 H-bridge 셀의 S_{a11} , S_{a12} 의 동작을 위한 스위칭 신호가 주어지며, S_{a13} 과 S_{a14} 는 S_{a11} 과 S_{a12} 와 상보적으로 동작한다. 따라서 3상 j 셀 m 레벨 CHB 인버터의 스위칭 상태의 개수는 아래와 같이 계산할 수 있다.

$$N_{SW} = 2^{6j} \tag{1}$$

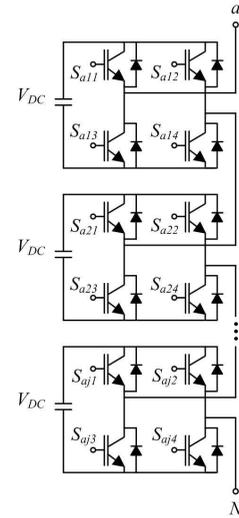
여기서 j 는 CHB 인버터의 한 레그의 H-bridge 셀 개수를 의미하며, CHB 인버터의 출력 상 전압은 각 단상 H-bridge 인버터의 출력 전압 (v_{a1} , v_{a2} , ..., v_{aj})의 합으로 아래와 같이 얻을 수 있다.

$$V_{aN} = \sum_{k=1}^j v_{ak} \tag{2}$$

여기서 인버터의 출력 전압 v_{ak} 는 4개의 4개의 스위치, S_{aj1} , S_{aj2} , S_{aj3} , S_{aj4} 에 의해 3개의 전압 레벨 $\{-V_{DC}, 0, V_{DC}\}$ 로 구성된다. CHB 인버터의 한 레그의



(a)



(b)

Fig. 1. (a) Three phase CHB inverter, (b) a phase leg of the CHB inverter.

최대 전압레벨 수 m 은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$m = 2j + 1 \tag{3}$$

따라서 CHB 멀티레벨 인버터의 레벨 수는 한 레그의 셀 개수에 따라 결정되며, NPC 혹은 FC와 같은 다른 멀티레벨 토폴로지와 상이하게 홀수 레벨수로만 설계할 수 있다. 그림 1(a)와 같은 3상 CHB 멀티레벨 인버터 토폴로지에서 출력 가능한 전압레벨은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$N_L = (2j + 1)^3 \tag{4}$$

그림 1 (a)에서 같이 3상 멀티레벨 CHB 인버터에

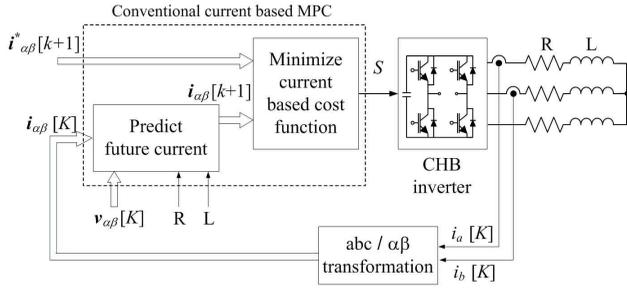


Fig. 2. Block diagram of conventional predictive control for CHB inverter.

저항과 인덕터 부하가 연결 되어 있다면, 부하 전류의 동 특성을 아래와 같은 1차 미분방정식으로 나타낼 수 있다.

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = v_{ao} \quad (5)$$

여기서 L , R , i_a 는 각각 부하 인덕턴스, 부하 저항, a 상 부하 전류를 나타내며, v_{ao} 는 부하의 중성점을 기준으로 부하양단의 전압을 나타낸다. 부하 양단의 전압은 앞서 정의된 인버터 출력 상전압과 공통모드 전압으로 아래와 같이 다시 나타낼 수 있다.

$$v_{ao} = v_{aN} + v_{No} \quad (6)$$

여기서 v_{No} 는 CHB 인버터의 공통모드 전압으로, 아래와 같이 각 CHB 인버터 레그의 출력 상 전압의 평균으로 정의된다.

$$v_{No} = -\frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} \quad (7)$$

3상 CHB 인버터와 3상 R-L 부하에 대한 미분방정식은 수식 (8)과 같은 벡터 변환을 통해 다음과 같은 벡터 방정식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2/3 & -1/3 & -1/3 \\ 0 & \sqrt{3}/3 & -\sqrt{3}/3 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a \\ b \\ c \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$L \frac{di_{\alpha,\beta}}{dt} + Ri_{\alpha,\beta} = v_{\alpha,\beta} \quad (9)$$

여기서 $i_{\alpha,\beta}$ 와 $v_{\alpha,\beta}$ 는 $\alpha-\beta$ 변환에 의해 전류 벡터 $[i_\alpha, i_\beta]^T$ 와 전압벡터 $[v_\alpha, v_\beta]^T$ 를 나타낸다.

2.2 CHB 인버터를 위한 모델 예측 제어

위 2.1절의 수식 (5) 나타낸 부하 전류의 미분 방정식

TABLE I
SIMULATION PARAMETER OF GRID CONNECTED
INVERTER SYSTEM

V_{aN}	Switching states				v_{a1}	v_{a2}
	S_{a11}	S_{a12}	S_{a21}	S_{a22}		
$2V_{DC}$	1	0	1	0	V_{DC}	V_{DC}
V_{DC}	1	0	1	1	V_{DC}	0
	1	0	0	0	V_{DC}	0
	1	1	1	0	0	V_{DC}
	0	0	1	0	0	V_{DC}
0	0	0	0	0	0	0
	0	0	1	1	0	0
	1	1	0	0	0	0
	1	1	1	1	0	0
	1	0	0	1	V_{DC}	$-V_{DC}$
$-V_{DC}$	0	1	1	0	$-V_{DC}$	V_{DC}
	0	1	1	1	$-V_{DC}$	0
	0	1	0	0	$-V_{DC}$	0
	1	1	0	1	0	$-V_{DC}$
$-2V_{DC}$	0	0	0	1	$-V_{DC}$	$-V_{DC}$
	0	1	0	1	$-V_{DC}$	$-V_{DC}$

에서 부하 전류의 미분항 di/dt 부분을 샘플링 주기 T_s 에 대해 포워드 오일러 근사 (forward Euler approximation) 를 적용하면 아래와 같은 이산시간 (discrete-time) 모델로 표현할 수 있다.

$$\frac{di_{\alpha,\beta}}{dt} \approx \frac{i_{\alpha,\beta}[k+1] - i_{\alpha,\beta}[k]}{T_s} \quad (10)$$

수식 (10)의 이산시간 모델을 부하 전류 모델 수식 (5)에 대입하여 정리하면 아래와 같이 이산시간 도메인에서 미래 전류 벡터 값을 현재 전압벡터와 현재 전류 벡터의 항으로 표현할 수 있다.

$$i_{\alpha,\beta}[k+1] = i_{\alpha,\beta}[k] + \frac{T_s}{L} (v_{\alpha,\beta}[k] - Ri_{\alpha,\beta}[k]) \quad (11)$$

그림 2는 CHB 인버터를 위한 모델예측 제어의 블록 다이어그램을 나타낸 것으로, 예측된 미래 전류 $i[k+1]$ 은 수식 (8)의 벡터 변환으로 표현된 CHB 인버터의 출력 전압 벡터와 매 샘플링 주기마다 측정된 부하 전류 벡터 $i_{\alpha,\beta}[k]$ 에 의해 수식 (11)와 같이 계산된다. 또한 블록 다이어그램에서 한 스텝 미래 지령 전류 $i_{\alpha,\beta}^*[k+1]$ 는 현재 지령 전류, 및 과거 두 스텝 까지의 지령 전류를 이용하여, 라그랑제 외삽법 (lagrange extrapolation)에 의해 아래 수식 (12)와 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{\alpha,\beta}^*[k+1] = 3i_{\alpha,\beta}^*[k] - 3i_{\alpha,\beta}^*[k-1] + i_{\alpha,\beta}^*[k-2] \quad (12)$$

위 수식을 통해 $k+1$ 번째 시간에 나타나는 미래 전류

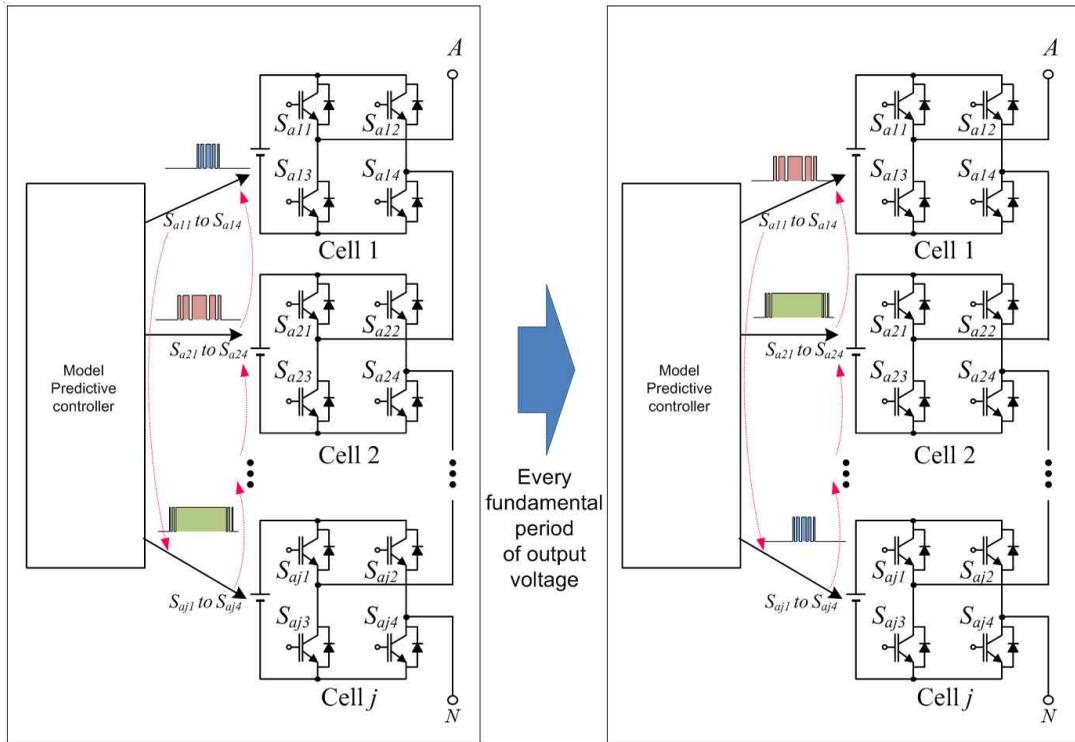


Fig. 3. Proposed cell balancing method by switching port rotation.

값이 결정되며 이 미래 전류 값들 중 미래 지령 전류와 가장 오차가 작은 전류 값을 만드는 최적의 전압벡터를 고르기 위해 아래와 같은 비용 함수 g 를 정의하여 계산한다.

$$g = (i_{\alpha}^*[k+1] - i_{\alpha}[k+1])^2 + (i_{\beta}^*[k+1] - i_{\beta}[k+1])^2 \quad (13)$$

따라서 이 비용함수를 최소화 시키는 예측 전류를 만들어주는 전압 벡터에 해당하는 스위칭상태가 선정되어 CHB 멀티레벨 인버터가 제어된다.

3. 제안하는 스위칭 순환 방식을 통한 셀 균형 방법

3.1 MPC에서 중복 스위칭 상태 선택 방법

앞서 2.1절에서 소개된 것과 같이 CHB 멀티레벨 인버터의 출력 상 전압은 각 H-bridge 셀의 스위칭 상태에 따라 각 H-bridge 출력 전압의 합으로 나타낼 수 있다. 그림 1 (b) 에 나타낸 것과 같이 하나의 H-bridge 셀은 세 가지 출력 전압 ($-V_{DC}$, 0 , V_{DC}) 갖고, 4가지 스위칭 상태 (0 일때 중복) 에 의해 출력된다. 그러나 이러한 H-bridge 셀이 직렬로 연결된 형태인 CHB 멀티레벨 인버터는 각 H-bridge 셀의 출력 전압에 따라 레그의 출력 전압이 정해지므로, 동일한 출력전압에 대하여 스위칭 상태의 중복이 발생하며, 이는 기본적인 2레벨 전압원 인버터와 달리 CHB 멀티레벨 인버터는 출

력 전압은 1개 이상 여러 가지 스위칭 상태에 의해 출력될 수 있음을 의미한다.

표 1은 5레벨 CHB 인버터의 스위칭 상태와 전압레벨이 기술 되어 있다. 표 1에서 보는 것과 같이 출력 상 전압의 레벨에 따라서 하나 이상의 스위칭 상태가 존재하는 것을 확인할 수 있다. 예를 들어 출력 상 전압 $V_{a,N}$ 의 레벨 V_{DC} 를 출력하는 스위칭 상태는 4가지가 된다. 여러 가지 스위칭 상태가 동일한 전압 벡터를 생성하면, 수식 (11) 에서 동일한 미래 전류값 $i[k+1]$ 이 중복으로 계산되게 되므로, 표 1에서 블록된 스위칭 상태처럼 한 가지 전압 레벨에 대해 한 개의 스위칭 상태를 지정해 주어야 한다.

3.2 제안하는 스위칭 순환 방식

CHB 인버터를 위한 MPC의 특징은 표 1 에서 나타낸 것과 같이 제어를 위해 하나의 전압벡터에 한 가지 스위칭 상태만 사용할 수밖에 없다는 것이다. 멀티캐리어 기반 PWM 을 통해 CHB 인버터를 제어하면 스위칭 캐리어의 순환 및 재배치 방법을 통해 스위칭 패턴의 불균형을 해소하지만 MPC 방법에서는 하나의 전압벡터에 한 가지 스위칭 상태만 매칭되므로 그 방법을 사용할 수 없다.^{[14]-[15]} 따라서 그림 3과 같이 MPC 제어방식은 인버터 출력 전압에 따라서 스위칭 패턴이 정해지는데, 출력 전압의 레벨이 변할 때, 단계별로 하나의 셀만 스위칭 상태를 바꾼다. 예를 들어 출력 전압이 가장 높을 때 (그림에서는 출력전압이 jV_{DC} 일 때) 가장 위쪽에

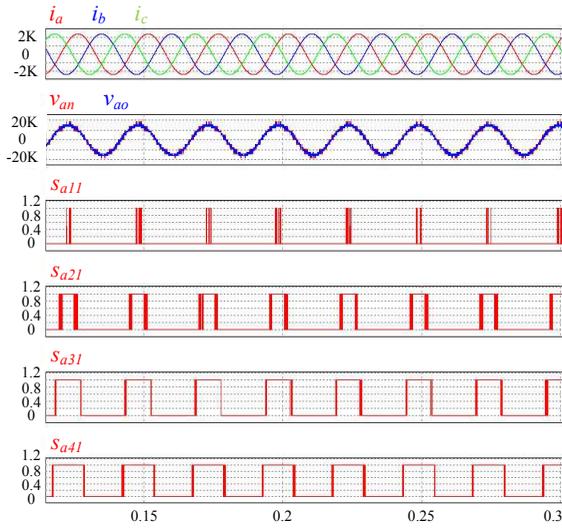


Fig. 4. Simulation wave forms of 9-level CHB inverter without switching rotation.

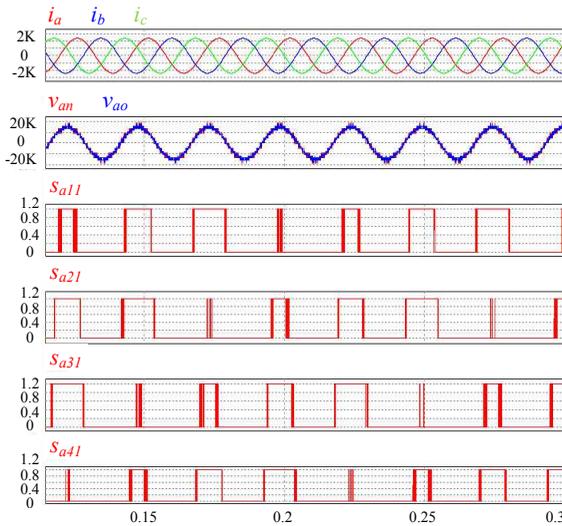


Fig. 5. Simulation wave forms of nine level CHB inverter applying proposed switching rotation method.

있는 Cell1의 스위치들만 스위칭 하게 된다. 따라서 스위칭 불균형으로 인한 스위칭 열화량의 불균형과, 각 H-bridge 셀에서 공급하는 파워의 불균형, 스위칭 평균 주파수 불균형이 나타난다. 따라서 본 논문에서는 한 레그의 각 H-bridge셀의 스위칭 신호를 출력 전압의 기본 주파수마다 한 번씩 순환 시켜주므로써 DC 링크에서 각 H-bridge 셀로 공급하는 파워의 균형과 각 스위치의 평균 스위칭 주파수가 동일하게 하는 방법을 제안한다. 이러한 방법은 각 H-bridge 셀의 출력 전압이 순환하는 방법이므로 수식 (1)에서 본 것과 같이 CHB 인버터의 동작 특성상 각 H-bridge의 출력 전압의 합이 한 레그의 출력 전압이기 때문에, CHB 인버터의 전체적인 출력 성능 동일하게 된다.

TABLE II
THE SIMULATION RESULT OF SWITCHING FREQUENCY OF DEVICES AND CELL POWER CONSUMPTION BY SWITCHING ROTATION TECHNIQUE

Without rotation	Cell ₁	Cell ₂	Cell ₃	Cell ₄
Switching frequency(S_{a11}) [Hz]	214	459	222	261
Cell input power [MW]	0.2	2.3	2.9	3.0
With rotation	Cell ₁	Cell ₂	Cell ₃	Cell ₄
Switching frequency(S_{a11}) [Hz]	289	289	289	289
Cell input power [MW]	2.1	2.1	2.1	2.1

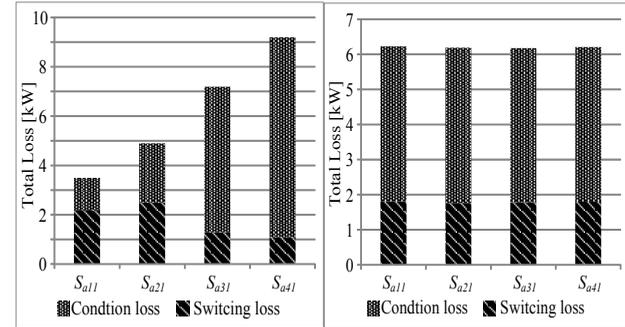


Fig. 6. Switching and conduction loss distribution between the first device of each cell.

4. 시뮬레이션

본 논문의 알고리즘을 검증하고자 3상 9레벨 CHB 기반 시뮬레이션을 구현하였다. 시뮬레이션에서 사용된 파라미터는 저항 0.5 Ω , 인덕터 19.5 mH의 3상 $R-L$ 부하와 단자 전압 21 kV와 출력 전류 2400 A, 기본 주파수 39.6 Hz에서 동작하는 대용량 CHB 인버터이다. 그림 4와 5는 9레벨 CHB 인버터를 모델 예측 제어방법을 통해 제어했을 때, 출력 전류파형과 상 전압 파형을 나타내며, 각 H-bridge 셀의 첫 번째 상단 스위치 S_{a11} , S_{a21} , S_{a31} , S_{a41} 의 입력 스위칭 신호 파형을 보여준다. 그림 4는 기존의 MPC 방법에 스위칭 순환 방식을 적용하지 않은 파형으로, 각 스위칭 신호들이 불균형하게 스위칭 되는 것을 보여주며, 그림 5는 제안된 스위칭 순환 방식을 적용한 파형으로, 스위칭 신호가 출력 전압과 전류의 기본 주기마다 한 번씩 이동하는 것을 볼 수 있다.

표 2는 9레벨 CHB 인버터의 시뮬레이션에서 스위칭 순환 방식 적용여부에 따른 각 셀의 스위칭 디바이스의 스위칭 주파수와 셀 소모 전력을 분석한 결과이며 스위칭 주파수는 a상 레그 각 셀의 첫 번째 IGBT의 스위칭 주파수를 나타낸 것이며, 셀 소모전력은 각 H-bridge 셀의 입력 전력을 나타낸 것이다. 그림 6은 이에 따른 각 셀의 첫 번째 스위치의 스위칭 손실과 전도 손실의 비교를 나타낸다. 손실 분석은 상용 IGBT 모듈 5SNA0750G650300의 데이터 시트를 바탕으로 시뮬레이션 하였으며, IGBT와 다이오드의 온 드랍 전압, 전도 전류에 관한 관계로 구할 수 있다^{[16]-[17]}. 스위칭 순환 방

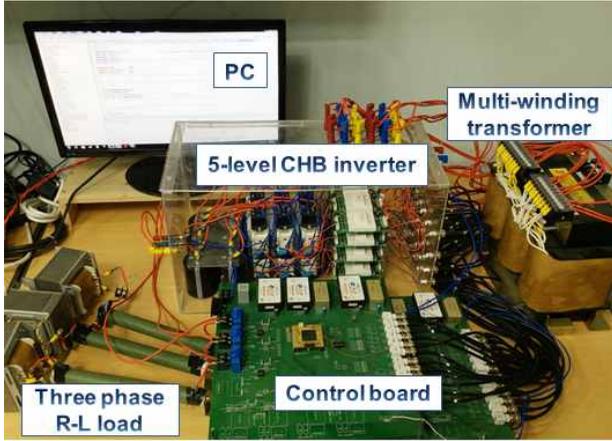


Fig. 7. Experimental set of five level CHB inverter.

TABLE III
THE EXPERIMENTAL RESULT OF SWITCHING FREQUENCY OF DEVICES AND CELL POWER CONSUMPTION BY SWITCHING ROTATION TECHNIQUE

Without rotation	Cell ₁	Cell ₂
Switching frequency(S_{aj1}) [Hz]	245	152
Cell input power [W]	28.5	61.8
With rotation	Cell ₁	Cell ₂
Switching frequency(S_{aj1}) [Hz]	205	203
Cell input power [W]	44.7	45.4

식 미 적용 시 각 H-bridge 셀의 첫 번째 스위치 S_{a11} , S_{a21} , S_{a31} , S_{a41} 의 스위칭 주파수가 서로 차이가 나는 것을 보이며, 각 dc 링크로부터 입력 받은 전력도 큰 차이가 나는 것을 볼 수 있다. 또한 각 스위치의 스위칭 손실과 전도손실이 서로 다른 것을 하지만 스위칭 순환 방법 적용 시, 각 스위치의 스위칭 주파수가 동일하게 균형을 이루는 것을 확인할 수 있으며, 각 H-bridge 셀에서 소모하는 전력도 균일한 것을 확인할 수 있다.

5. 실험

본 논문에서 제안한 벨런싱 방법을 위한 스위칭 순환을 그림 7과 같은 5 레벨 CHB 인버터 실험 세트에 검증하였다. 하드웨어 구성은 독립된 여러 개의 DC 전원을 위하여 멀티펄스 다이오드 정류기를 구현하였으며, 용량 6 kVA 변압기 코어를 사용하여 1차측 Y권선, 2차측 6개의 Y-Δ 권선을 3개씩 총 6개의 출력을 만들고 다이오드 정류기 (VUO 50-12NO3)와 500 V / 1200 F의 DC 커패시터를 사용하여 구성하였다. CHB 인버터는 Infineon 사의 4-pack power IGBT 모듈 (F4-30R06W1E3) 을 사용하였으며, Semikron 사의 게이트 드라이버 (SKHI 22b)를 사용하였다. 실험에서 사용한 파라미터 값은, DC 링크 전압을 동일하게 40 V로 사용하였으며, MPC 알고리즘의 샘플링 주기는 200 μ s

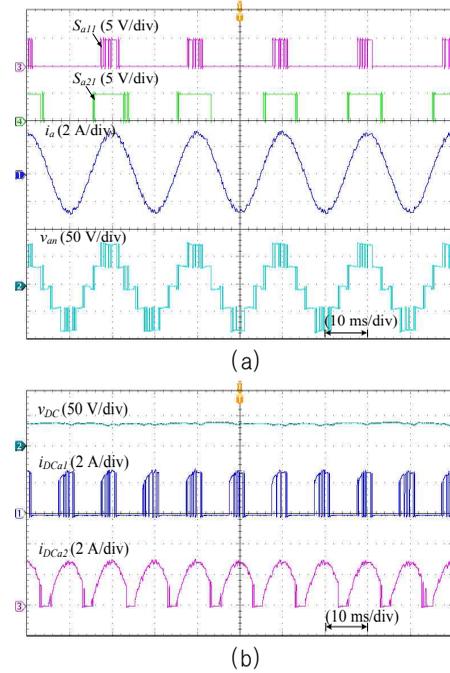


Fig. 8. Experimental wave forms of five level CHB inverter without switching rotation.

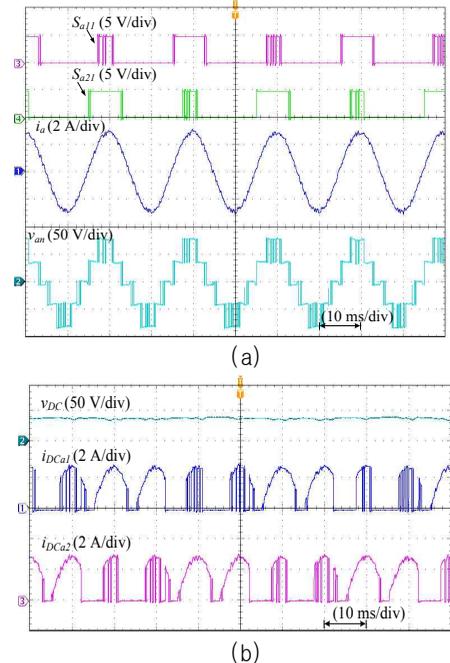


Fig. 9. Experimental wave forms of five level CHB inverter with proposed switching rotation method.

로 구현하였고, 각각 20 Ω 과 15 mH의 R-L 부하를 사용하여, 기준전류 3A에서 제어를 하였다. MPC 알고리즘 및 제안된 스위칭 순환 방식을 수행하기 위한 제어기는 TI (Texas Instrument) 사의 DSP TSM320F28335 모듈을 사용하여 구성하였다.

그림 8 (a)는 스위칭 순환방법을 적용하지 않은 파형으로 첫 번째 셀의 첫 번째 스위치 (S_{a11})의 패턴과 두

번째 셀의 첫 번째 스위치 (S_{a21})의 스위칭 패턴, a 상 부하 출력 전류, a 상 인버터 출력 상 전압을 나타내며, 그림 8. (b) 는 dc링크 전압과 dc링크로부터 각 셀에 입력되는 dc전류를 나타낸다. 그림 9은 그림 8과 동일한 조건에서 제안한 셀 밸런싱 방법을 적용하여 나타낸 파형이다. 제안된 밸런싱 방법을 적용하지 않은 파형에서는 S_{a11} 의 스위치가 더 많이 스위칭하며, 첫 번째 셀의 dc전류 i_{DCa1} 이 더 작은 것을 볼 수 있으며, S_{a21} 의 스위칭 개수는 적으며 도통되어 있는 시간이 길어서 더 많은 셀 전류 i_{DCa2} 가 흐르는 것을 볼 수 있다. 또한 그림 7의 스위칭 순환 방법이 적용된 파형을 보면, S_{a11} 과 S_{a21} 이 출력 전압의 주기마다 한번씩 교대로 스위칭 패턴이 바뀌어 출력 전류와 스위칭 개수가 밸런싱 된 것을 확인 할 수 있다. 표 3은 실험 결과로부터 얻은 각 셀의 스위칭 디바이스의 스위칭 주파수와 셀 소모 전력을 나타낸 것으로 제안된 스위칭 순환 방식을 적용하였을 때, 각 셀의 스위칭 주파수와 셀 입력 전력이 균형을 이루는 것을 확인할 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 멀티레벨 CHB 인버터에 모델 예측제어를 적용 시 각 H-bridge셀의 분균형을 해소할 수 있는 밸런싱 방법을 제안하였다. 멀티레벨 CHB 인버터의 모델 예측 제어기의 스위칭 순서를 출력 전압의 기본 주기 마다 스위칭 신호를 순환 시켜 주는 방법을 이용하여 모델 예측 제어 기반 제어에서 스위칭 디바이스의 평균 스위칭 주파수와 손실을 균일하게 하였다. 이로 인하여, 각 H-bridge 셀의 dc 링크로부터 공급받는 파워를 일정하게 하였으며, 셀 소모 전력이 균형을 이루도록 하였다. 제안된 밸런싱 방법을 검증하기 위하여, 시뮬레이션을 통해 9 레벨 CHB 인버터를 구현하였으며, 5 레벨 CHB 인버터의 실험을 통해 검증하였다.

본 연구는 2014년도 정부(미래창조과학부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행되었습니다(2014R1A2A2A01006684).

References

- [1] J. S. Lai and F. Z. Peng, "Multilevel converters—a new breed of power converters," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 32, No. 3, pp. 509–517, May/June 1996.
- [2] J. Rodriguez, J. S. Lai, and F. Z. Peng, "Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 4, pp. 724–738, Aug. 2002.
- [3] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galvan, R. C. P. Guisado, Ma. A. M. Prats, J. I. Leon, and N. Moreno-Alfonso, "Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: a survey," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 53, No. 4, pp. 1002–1016, Jun. 2006.
- [4] T. A. Meynard, H. Foch, P. Thomas, J. Courault, R. Jakob, and M. Nahrstaedt, "Multicell converters: basic concepts and industry applications," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 5, pp. 955–964, Oct. 2002.
- [5] P. Cortes, A. Wilson, S. Kouro, J. Rodriguez, and H. Abu-Rub, "Model predictive control of multilevel cascaded h-bridge inverters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 57, No. 8, pp. 2691–2699, Aug. 2010.
- [6] H. Sun, M. Park, J. Park, H. Kim, T. Chun, and E. Nho "Novel h-bridge multi-level Inverter with dc-link switches," *ICPE(ISPE)*, pp. 1734–1741, Sep. 2011.
- [7] L. M. Tolbert and T. G. Habetler, "Novel multilevel inverter carrier-based PWM method," *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 35, No. 5, pp. 1098–1107, Sep/Oct. 1999.
- [8] V. G. Agelidis and M. Calais, "Application specific harmonic performance evaluation of multicarrier PWM techniques," *29th Annual IEEE, Power Electronics Specialists Conference*, Vol. 1, pp. 172–178, May 1998.
- [9] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, "Model predictive control – A simple and powerful method to control power converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 6, pp. 1826–1838, May 2009.
- [10] J. Rodriguez, J. Pontt, C. A. Silva, P. Correa, P. Lezana, P. Cortes, and U. Ammann, "Predictive current control of a voltage source inverter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 54, No. 1, pp. 495–503, Feb. 2007.
- [11] J. C. Park, C. B. Park, J. H. Baek, and S. S. Kwak, "Optimal zero vector selecting method to reduce switching loss on model predictive control of VSI," *Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 20, No. 3, pp. 273–279, Jun. 2015.
- [12] S. Kwak and J. Park, "Switching strategy based on model predictive control of VSI to obtain high efficiency and balanced loss distribution," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 9, pp. 4551–4567, Sep. 2014.
- [13] S. Kwak, U. Moon, and J. Park, "Predictive-control-based direct power control with an adaptive parameter identification technique for improved AFE performance," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 29, No. 11, pp. 6178–6187, Nov. 2014.
- [14] X. Shi, Z. Wang, L. M. Tolbert, F. Wang, "A

comparison of phase disposition and phase shift PWM strategies for modular multilevel converters,” *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE* pp. 4089–4096, Sep. 2013.

- [15] M. Angulo, P. Lezana, S. Kouro, J. Rodriguez, and W. Bin, “Level-shifted PWM for cascaded multilevel inverters with even power distribution,” *2007 Power Electronics Specialists Conference(PESC) IEEE*, pp. 2373–2378, Jun. 2007.
- [16] F. Blaabjerg, U. Jaeger, S. M. Nielsen, and J. K. Pedersen, “Power losses in PWM-VSI inverter using NPT or PT IGBT devices,” *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 10, No. 3, pp. 358–367, May 1995.
- [17] I. G. Kim, C. B. Park, J. H. Baek, and S. S. Kwak, “Simulation based comparative loss analysis and output characteristic for 25MW class of high power multi-level inverters,” *Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 20, No. 4, pp. 337–343, Aug. 2015.



김이김(金이김)

1987년 4월 30일생. 2013년 중앙대 전자전기공학부 졸업. 2015년 8월 동 대학원 전자전기공학부 졸업(석사). 2015년 8월~현재 LG이노텍 연구원.



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 부교수. 당 학회 JPE 편집위원.