

2 고조파 전류를 이용한 Modular Multi-Level Converter의 셀 캐패시터 전압맥동 최소화

정성호, 이학준, 설승기
서울대학교 전기·컴퓨터공학부

Minimization of Cell Capacitance Voltage Ripple Using Second Order Harmonic Current on Modular Multi-Level Converter

Sungho Jung Hak-Jun Lee, and Seung-Ki Sul

School of Electrical Engineering and Computer Science, Seoul National University

ABSTRACT

본 논문에서는 Modular Multi-Level Converter(MMLC)의 셀(Cell) 캐패시터(Capacitor) 전압 밸런싱에서 전압맥동 최소화 방법을 제안한다. 암(Arm) 평균 전류를 직류성분으로만 제어할 경우 기본파 주파수와 2 고조파로 흔들리는 순시전력 항이 셀 캐패시터 전압 맥동을 만든다. 이를 억제 하기위해 암 평균 전류에 2 고조파 교류 성분을 직류성분과 함께 제어하는 방법을 제안한다. 이 방법을 통하여 전압맥동을 줄일 수 있음을 밝히고, 주입되는 2 고조파 전류의 크기와 위상각 계산 방법을 제시한다. 모의실험 결과를 통해 제안된 방법의 유효성을 검증하였다.

1. 서론

대전력 고전압 분야에서 멀티레벨 인버터/컨버터에 대한 관심이 증대 되고 있다. 현재 산업계에서 널리 사용되고 있는 전압형 멀티레벨 인버터/컨버터로는 Neutral Point Clamped (NPC), Flying Capacitors (FCs), Cascaded H-bridge (CHB) Converter가 있다. 하지만 기존의 회로 방식으로 5 레벨(Level) 이상의 멀티레벨을 구현하기에는 다소 무리가 있다. MMLC의 경우 모듈의 수를 증가시키면 쉽게 전압 레벨을 올릴 수 있고, 모듈화를 통한 고장 수리의 용이함 및 여유율(redundancy)의 증가 등으로 인해, HVDC 시스템에 적용되는 등 다른 멀티레벨 컨버터의 대안 책으로 떠오르고 있다. 하지만 저주파수 운전 영역, 고 전류 출력에서는 각 모듈에 존재하는 캐패시터에 큰 전압 맥동을 유발하므로, 시스템의 동작이 제한된다. 통상적으로 암 평균 전류를 직류로 제어할 경우 상(phase) 출력의 2 고조파 전력에 의해 각 모듈 내부 캐패시터에 큰 전압 맥동이 생긴다. 암 평균 전류에 2고조파 교류 전류를 직류전류와 함께 제어 하는 방법을 사용하면 이러한 전압 맥동을 줄일 수 있다^[1]. 순시전력의 2고조파 맥동 크기를 최소로 만들기 위한 2고조파 전류의 크기와 위상을 구하여 이를 각 암에 흘려줄 경우 전체 전압맥동이 최소화 할 수 있다. PSIM 을 이용한 컴퓨터 모의실험을 통해 제안된 방법의 타당성을 증명한다.

2. 암 평균전류 제어

2.1 MMLC시스템

MMLC 시스템의 하나의 셀은 통상 반파 인버터(half bridge inverter)와 캐패시터의 병렬 조합으로 이루어져 있으며, 셀 N 개가 모여 하나의 암을 이룬다. 상/하단 두개의 암이 하나의 레그(Leg)를 만든다. 전체 시스템을 구성하기 위해서는 6N개의

셀이 사용되며, N=4인 MMLC시스템을 그림1에 도시 하였다.

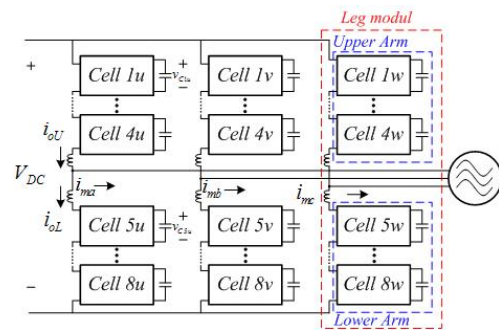


그림 1 MMLC 시스템

2.2 암 순시전력

2.2.1 암 평균전류 직류제어

상단 암과 하단 암 전류의 평균전류 i_o 를 (1)과 같이 나타낼 수 있다. 또한 출력 전류는 (2)와 같이 나타 낼 수 있다.

$$i_o = \frac{i_{oU} + i_{oL}}{2} \quad (1)$$

$$i_m = i_{oU} - i_{oL} \quad (2)$$

기존의 전압제어에 제어를 위한 레그 오프셋(offset)전압 v_o 를 상/하단 암에 공통으로 인가 할 경우, 상단 암에서 출력되는 전압은 (3)과 같고, 상단 암에 흐르는 전류는 (4)와 같다.

$$v_{CU} = \frac{V_{dc}}{2} - v_m - v_o \quad (3)$$

$$i_{oU} = i_o + \frac{i_m}{2} \quad (4)$$

i_o 를 직류로 제어할 경우 정상 상태에서 각 암의 순시 전력은 기본파로 흔들리는 성분과 2 고조파로 흔들리는 성분이 존재하게 된다. 상단 암 순시 전력의 기본파 항은 하단 암과 크기는 같지만 위상은 180도 차이가 난다. 하지만, 2 고조파 성분은 서로 같은 위상에 같은 크기 값을 가진다. 입력 전력에는 DC성분만 존재하고, 출력 순시 전력에는 직류 성분과 2 고조파 교류 성분이 존재하기 때문에 상단 암과 하단 암의 순시 전력 합이 2 고조파 성분으로 흔들린다. 즉 순시적인 전력 차이 만큼 내부 캐패시터의 에너지가 흔들리게 된다^[2].

2.2.2 2고조파 전류 주입

직류로 제어되고 있는 암 평균 전류 대신, (5)와 같이 2 고조파 교류 성분이 포함된 전류로 암 전류를 제어할 경우 상단 암 순시 전력은 (6)과 같다. 이 순시 전력에는 기본파와 2 고조

과, 3 고조파, 4 고조파 항들이 존재하게 된다.

$$i_o = I_o + i_{o2}\sin(2\omega t - \alpha) \quad (5)$$

$$P_{CV} = \frac{V_{dc}}{2} - v_m \sin \omega t + 2\omega L i_{o2} \cos(2\omega t - \alpha) \quad (6)$$

$$\times I_o + i_{o2} \sin(2\omega t - \alpha) + \frac{i_m}{2} \sin(\omega t - \phi)$$

에너지의 단위 시간당 변화량, 즉, 전력 맥동의 크기와 변화율의 역수가 캐패시터 전압 맥동의 크기를 결정하므로 3 고조파, 4 고조파 항은 분모에 상대적으로 큰 전압 변동률로 인하여 2 고조파나 기본파 전력에 비해 맥동 전압에 상대적으로 적은 영향을 줄 뿐 아니라 주로 주입된 2 고조파 전류의 크기가 3, 4 고조파 전력 항의 크기를 결정하므로 주입된 전류의 크기가 출력 전류의 크기보다 크지 않다면, 전력의 3 고조파, 4 고조파 항은 무시 할 수 있다.

동일한 주파수 항들은 하나의 정현함수로 표현 할 수 있고, 그 크기를 수식적으로 구할 수 있다. 순시전력의 기본파 성분과 2고조파 성분에 대해 이를 적용하여, 각 순시전력의 크기가 최소값을 가지도록 하는 i_{o2} 를 찾으면 된다. α 에 대한 순시전력 크기 편미분값이 0이 되는 수식에서, α 는 i_{o2} 에 무관한 값을 가지므로, α 를 먼저 구할 수 있다. 정해진 α 값에서, i_{o2} 에 따른 순시전력 크기의 편미분값이 0이 되는 조건을 찾으면 주어진 부하조건에서 순시전력크기가 최소가 되는 값이다. 순시전력의 1고조파 항보다 2고조파 항을 최소로 만드는 값을 사용할 때, 전체 전압 맥동을 최소로 하는 최적값에 근접한 값을 얻을 수 있으며, 순시 전력의 2 고조파 항을 최소로 만드는 값은 (7)과 같다. 이 방법으로 출력 전압의 크기 v_m , 출력전류의 크기 i_m 과 부하각 ϕ 에 따른 순시 전력 맥동 억제에 위한 2 고조파의 크기와 위상을 실시간으로 구할 수 있다.

$$\alpha = \phi + \tan^{-1}\left(\frac{-V_{dc}^2}{2\omega L v_m i_m \cos \phi}\right) \quad (7)$$

$$i_{o2} = \frac{-2V_{dc}\omega L v_m^2 i_m^2 \cos \phi \cos(\alpha - \phi) + V_{dc}^3 v_m i_m \sin(\alpha - \phi)}{8\omega^2 L^2 v_m^2 i_m^2 \cos^2 \phi + 2V_{dc}^2}$$

2.3 전압 맥동

제안된 방법을 이용 했을 때의 전압 맥동을, 암 평균전류를 직류로 제어 할 경우와 비교한 %비율을 그림 2에 나타내었다. 성능 비교를 위해 최소 전압 맥동을 위한 최적값 사용 시의 캐패시터 전압 맥동 비율도 같이 도시하였다. 부하각이 0도 이면서 출력전압의 크기가 정격치 부근일 때는 항상 50%정도의 전압 맥동 감소 효과를 얻을 수 있음을 알 수 있다. 이는 HVDC와 같이 출력 전류의 크기에 상관없이 항상 전압 변조 지수(MI)가 큰 시스템에 효과적으로 적용 가능하다. 전압 맥동 감소율은 부하각이 0일때 가장 작으며, $\pm\pi$ 부근에서 가장 크다.

3. 모의 실험 결과

그림 1과 같이 4개의 셀이 한 암을 이루는 시스템을 모의하였다. 시뮬레이션 툴은 PSIM을 사용하였으며, Pulse Width Modulation (PWM) 방법으로는 Carrier Shifted PWM 방식을 사용하였다. 전압 평균값 제어기, 암 전압 불균형 억제 제어기, 셀 제어를 구현하여 사용 하였다^[3]. 직류단 전압은 310V로 일정하다고 가정 했으며, 각 셀 캐패시터 전압이 85V로 유지되도록 전압 평균값 제어기가 동작하고 있다. 셀 캐패시터는 2mF를 사용했으며, 각 암 인덕터로 1mH를 사용했다. MI를

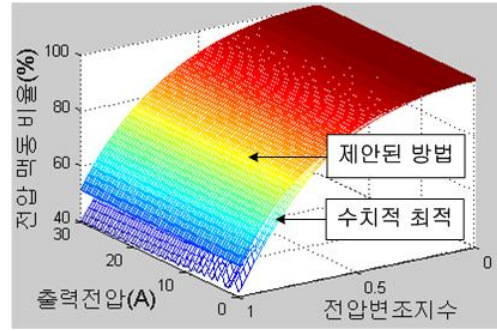
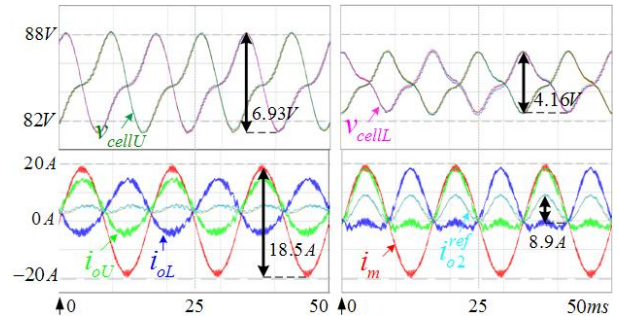


그림 2 ϕ 가 0일 때 출력 전류/전압에 따른 전압맥동 (8)과 같이 정의 할 때, MI가 1인 출력전압 조건에서 출력전류가 13.1Arms일 경우에 대해 모의실험을 진행 하였다.

$$MI = \frac{2v_m}{V_{dc}} \quad (8)$$

i_o 를 직류로 제어했을 때와 2 고조파 교류 전류를 포함하여 제어했을 경우의 모의실험 파형을 그림 3에 도시하였다. 그림(가)에서는 2고조파 전류가 0의 값을 가지지만, 그림(나)에서는 4.45A 정도의 크기를 가진다. 캐패시터 전압맥동이 제안된 방법에서 40%감소 효과를 보였으나, 그림2에서 예상한 50%의 효과와는 조금 차이가 존재한다. 이는 시스템의 전압 제어기에 의한 영향이다.



(가) i_o 직류 전압 제어 (나) 제안된 방법
그림 3 상/하단 셀의 전압맥동과 출력전류 i_m , 각 암 전류 및 추가된 2고조파 전류 지령 i_{o2}^{ref} 값에 대한 모의실험 파형

4. 결론

본 논문에서는 암 평균 전류에 2 고조파 교류 성분을 함께 제어 할 경우 부하 조건에 상관없이 MMLC의 각 셀 전압 맥동을 최대 50%정도 줄일 수 있음을 보였다. 2고조파 전류의 크기와 위상각을 수식적으로 제시했으며, 이 값을 전압 리플을 최소한으로 줄일 수 있는 최적 값에 근접함을 보였다. MMLC 시스템의 시뮬레이션을 통한 그 값의 타당성을 검증하였다.

참고 문헌

- [1] S.P.Engel, and R.W.De Doncker."Control of the Modular Multi-Level Converter for Minimized Cell Capacitance", Conf. Rec. of EPE, pp. 1-10, 2011
- [2] M.W. Winkelkemper. A.Korn, and P.Steimer, " A Modular Direct Converter for Transformerless Rail Interities", Conf. Rec. of ISIE, pp.562-567, 2010
- [3] M. Hagiwara, R. Maeda, and H. Akagi, " Control and Anlysis of the Modular Multilevel Cascade Converter Based on Double-Star Chopper-Cells," IEEE Trans. Power Electron. Vol. 26, No. 6, 1649~1658, June 2011.