

전 영역 운전을 위한 모듈형 멀티레벨 컨버터 제어 알고리즘

정재정, 이학준, 설승기
서울대학교 전기·컴퓨터공학부

Control of the Modular Multilevel Converter for Overall Frequency Operation

Jae Jung Jung, Hak Jun Lee, Seung Ki Sul
School of Electrical Engineering and Computer Science, Seoul National University

ABSTRACT

본 논문에서는 Modular Multilevel Converter(MMC)의 전 영역 운전을 위한 제어 알고리즘을 제안한다. 이론적으로, MMC 시스템에서 셀 캐패시터 전압 맥동은 출력 주파수에 반 비례하고 출력 전류에 비례한다. 따라서 교류 전동기의 기동 토크 인가 또는 저속 운전 시에 각 셀 캐패시터의 전압 맥동이 과도하게 커져 시스템 동작이 불가능하다는 단점이 존재한다. 본 논문에서는 이를 극복하기 위한 방법을 제안하고 실험을 통해 그 유효성을 살펴보도록 한다.

1. 서론

모듈형 멀티레벨 컨버터(Modular Multilevel Converter; MMC)는 고압 대전력 전력 변환 시스템에 적용 가능한 토폴로지 회로 구성 방법 중의 하나이다. MMC는 Cascaded H bridge와 유사한 구조를 가지지만, 변압기를 필요로 하지 않으므로 시스템의 경량화가 가능하다는 장점이 있다. 또한 이는 여러 독립적인 셀로 구성된 모듈형 구조를 가지므로 셀의 수를 증가시켜 쉽게 전압 레벨을 올릴 수 있고, 고장 수리의 용이함 및 여유율(redundancy)의 증가와 같은 장점을 가지고 있다. 따라서 MMC를 HVDC 시스템에 적용하는 연구가 많이 이루어졌고, 6.6kV 이상의 배전급 교류 고전압으로 직접 구동되는 대용량 전동기의 가변속 구동 시스템에도 그 유용성이 기대된다.^[1] MMC는 낮은 출력 주파수의 정격 토크 운전에서 각 모듈의 캐패시터 전압을 일정하게 유지하기 힘들다고 알려져 있다. 이론적으로, 셀 캐패시터 전압 맥동은 동작 주파수에 반 비례하고 출력 전류에 비례한다.^[2] 따라서 교류 전동기 구동 시, 정지 혹은 저속 운전 시 토크가 필요할 때 셀 캐패시터의 전압이 맥동이 과도하게 커져 정상 동작이 불가능하다는 단점이 있다. 따라서 본 논문에서는 저속 운전 시의 셀 캐패시터의 전압 불균형을 해소하기 위해, 옵션 전압 주입과 순환전류 제어를 통한 전력 균형 제어 알고리즘을 제시한다. 또한 제어기의 절환을 통해 중·고속 정상 운전 시의 제어까지 가능하도록 하여, 전 주파수 영역에서의 모터 구동에 관한 제어 방안을 제시한다. 제안된 알고리즘의 유효성은 실험을 통해 입증한다.

2. MMC 전 영역 운전을 위한 제어 알고리즘

2.1 MMC 시스템의 구성

그림 1(a)는 MMC 시스템의 회로 구성을 보여준다. MMC는 여섯 개의 상/하단 암과 여섯 개의 암 인덕터, 그리고 직류단 전압원으로 구성되어 있다. 또한, 그림 1(b)와 같이 각 암은 직

렬 연결된 N 개의 독립된 셀로 이루어져 있다. 각 셀은 통상 두 개의 스위치와 하나의 캐패시터로 반파 인버터(half bridge inverter)의 구조를 갖는다. 순환전류는 각 레그의 상/하단 암 전류의 평균으로 정의되며, (1)과 같이 표현 될 수 있다. 또한, 출력전류는 (2)와 같이 표시될 수 있다. 여기서 x 는 u, v, w 상의 하나를 의미한다.

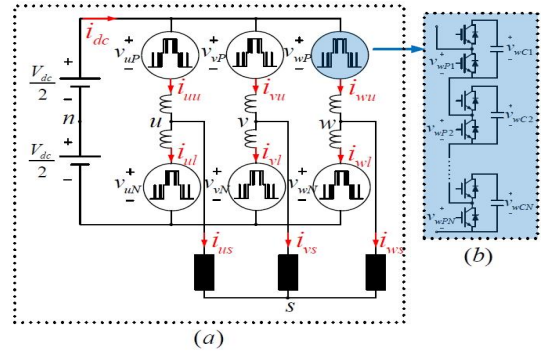


그림 1 MMC 회로 구성도

$$i_{xo} = \frac{i_{xu} + i_{xl}}{2}. \quad (1)$$

$$i_{xs} = i_{xu} - i_{xl}. \quad (2)$$

기존의 전압지령에 제어를 위한 암 인덕터 전압 지령(v_{xo}^*)을 인가할 경우, 옵션 전압(v_{sn})을 고려한 상/하단 암 전류는 (3) (4)와 같다.

$$P_{xP} = v_{xP}^* i_{xu} = \left(\frac{V_{dc}}{2} - v_{xs}^{**} - v_{sn} - v_{xo}^* \right) \left(i_{xo} + \frac{i_{xs}}{2} \right). \quad (3)$$

$$P_{xN} = v_{xN}^* i_{xl} = \left(\frac{V_{dc}}{2} + v_{xs}^{**} + v_{sn} - v_{xo}^* \right) \left(i_{xo} - \frac{i_{xs}}{2} \right). \quad (4)$$

상/하단 암 전력의 합(5)는 레그를 통해 소비되는 전체 전력을 의미하며, 레그의 평균전력을 제어하는데 사용된다. 한편, 상/하단 암 전력의 차(6)는 상/하단 암 간의 전력 균형 제어에 사용된다.

$$P_{xP} + P_{xN} = V_{dc} i_{xo} - v_{xs}^{**} i_{xs} - v_{sn} i_{xs} - 2v_{xo}^* i_{xo}. \quad (5)$$

$$P_{xP} - P_{xN} = 0.5 V_{dc} i_{xs} - 2v_{xs}^{**} i_{xo} - 2v_{sn} i_{xo} - v_{xo}^* i_{xs}. \quad (6)$$

2.2 레그 평균 전력 제어기

레그의 전력 맥동은 고주파 맥동 성분보다 저주파 성분의 영향을 크게 받는다. 따라서 (5)에서 저주파 성분만 다시 나타내면 (7)과 같으며, 이를 식 (8)과 같이 0으로 제어하면 저주파 전압 맥동을 없앨 수 있다.

$$(P_{xP} + P_{xN})|_{low\ freq.} = V_{dc} \hat{i}_{xo} - v_{xs}^{**} i_{xs} = 0. \quad (7)$$

$$\hat{i}_{xo} = v_{xs}^{**} i_{xs} / V_{dc} \quad (8)$$

따라서 레그 평균 전압 제어를 위한 저주파 순환전류(8)은 직류와 2고조파 성분을 가진다. 한편, 정상 주파수 운전 영역에서는 2고조파의 주파수 대역이 매우 높으므로 전력 맥동에 큰 영향을 주지 않는다. 따라서 전류에 의한 도통 손실을 최소화하기 위해 순환전류를 직류로만 제어한다.

2.3 암 간 균형 제어기

마찬가지로, 상/하단 암 전력의 차의 저주파 맥동 성분은 (9)와 같고, 이를 0으로 제어해야 한다.

$$(P_{xP} - P_{xN})|_{low\ freq.} = 0.5 V_{dc} \hat{i}_{xs} - 2v_{xs}^{**} \hat{i}_{xo} - 2v_{sn} \hat{i}_{xo} = 0. \quad (9)$$

순환 전류의 저주파 성분은 레그 평균 전력 제어를 위하여 사용하였기 때문에, (9)의 $2v_{sn} \hat{i}_{xo}$ 항의 DC 성분을 이용하여 암 간 전력 차를 해소하도록 제어한다. 한편, 정상 주파수 운전 영역에서는 오프셋(offset) 전압의 여유분이 확보되지 않으므로 오프셋 전압 주입 방식을 사용할 수 없다. 따라서 순환 전류에 기본파를 주입하여 (9)의 $2v_{xs}^{**} \hat{i}_{xo}$ 항에서 DC 전력을 생성하도록 하여 전력 균형 제어를 한다.

2.4 순환 전류 제어기

레그 평균 전력 제어와 암 간 균형 제어를 위한 각 순환전류의 제어를 위해서는 해당하는 저주파 및 고주파 순환전류의 주파수 대역에서의 제어가 필요하다. 따라서 본 논문에서는 해당 주파수에서 무한대의 이득을 가지는 비례 공진 제어기를 도입하여 암 인덕터 전압 지령을 생성한다.

2.5 저속/정속 제어 모드의 전환

본 논문에서는 저속과 고속(정상) 운전의 두 가지 운전 영역 제어 모드 전환을 위해 운전 주파수에 따라 변경되는 가중치, α_W 를 사용한다. 저속 운전 모드에서는 α_W 가 1이 되며, 정상 운전 모드에서는 0이 된다. 또한, 전환 시점에서 안정적인 동작을 위해 히스테리시스 밴드(hysteresis band)를 적용하였다. 운전 주파수에 따른 셀 캐패시터 전압 맥동을 고려하여 전환 시점을 10~12Hz 사이로 설정하는 것이 타당하다. 제안된 전체 제어기는 그림 2와 같다.

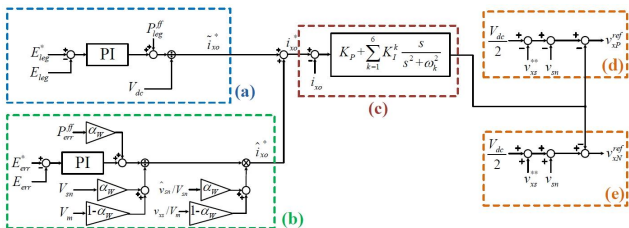


그림 2 전 영역 운전을 위한 제안된 제어 블록도: (a) 레그 평균 전력 제어기, (b) 암 간 균형 제어기, (c) 순환 전류 제어기, (d)(e) 각 암 전압 지령.

3. 실험 결과

2개의 셀이 한 암을 이루는 시스템을 구성하여 실험하였다. DC 입력 전원은 310V이며, 따라서 하나의 셀 캐패시터의 평균 전압은 155V이다. 셀 캐패시터는 4400 μ F, 각 암 인덕터로 2mH의 인덕터를 사용하였다. PWM은 레벨 천이(shift) 방식을 이용하였으며, 스위칭 주파수는 5kHz이다. MMC는 11kW, 8극 표면 부착형 영구자석 동기기에 연결되어 있으며, 이는 부하기인 유도기에 직결되어 있다. 실험 결과는 그림 3에 도시하였다. 그림 3(a)는 1Hz(15r/min)로 동기기를 구동하고 유도기에 부하

토크를 20N·m 인가 시 셀 캐패시터 전압과 순환전류 및 상전류를 도시하고 있다. 셀 캐패시터 전압 맥동은 약 18V(12%)로 잘 제어됨을 알 수 있다. 순환전류는 6개의 주파수 성분을 가지고 있으며, 특히 2고조파와 주입 고주파(180Hz) 성분이 두드러지게 보인다. 그림 3(b)는 정상 주파수 운전 영역에서의 실험파형을 보여준다. 동기기를 1000r/min으로 구동하고, 부하 토크로 40N·m를 인가하였다. 전압 맥동은 10V 내외로 잘 제어됨을 알 수 있고, 순환전류는 직류로 제어됨을 볼 수 있다. 마지막으로 그림 3(c)는 절환 과정을 보여 주기 위해 초기 기동($t=t_0$)에서부터 정상 주파수 운전까지의 실험 파형을 나타내었다. 부하토크는 팬, 블로어, 펌프 부하를 가정하기 위하여, 그림 3(d)와 같이 초기 기동 토크 및 속도의 제곱에 비례하는 토크를 인가하였다. $t=t_1$ 에서 운전 모드의 절환이 일어나며, 정상 주파수 운전 모드로 절환 된다. 그림 3으로부터 제안된 레그 평균 전압 제어기와 암 간 균형 제어기가 전 주파수 운전 영역에서 잘 작동하여 셀 캐패시터 전압이 안정됨을 볼 수 있다.

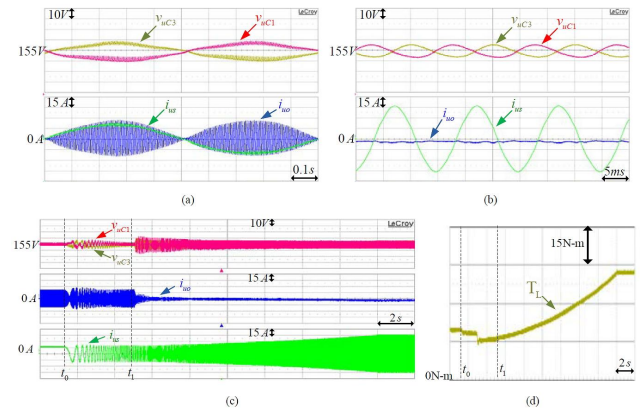


그림 3 실험 결과 파형: (a) 15r/min, 부하토크 20N m, (b) 1000r/min, 부하토크 40N m, (c) 초기 기동에서부터 1000r/min까지 속도 증가, (d) 시간에 따른 인가 부하 토크.

3. 결론

본 논문에서는 MMC 가변속 전동기 구동에 대한 제어 알고리즘을 제시하였다. MMC의 셀과 암 간의 전력 균형의 어려움을 극복하기 위해, 운전 모드를 저 주파수 운전 모드 및 정상 주파수 운전 모드로 나누었다. 두 모드의 매끄러운 전환을 위해 히스테리시스 밴드를 이용한 제어기 가중치를 도입하였다. 각 모드에 따른 레그 평균 전력 제어기, 암 간 균형 제어기, 순환전류 제어기를 고안하였다. 위 제어기를 적용하여 셀 캐패시터 전압 맥동을 평균 전압의 12% 이내로 줄일 수 있음을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] J. Kolb, F. Kammerer, and M. Braun, "Straight forward vector control of the Modular Multilevel Converter for feeding three phase machines over their complete frequency range," IECON 2011 37th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, pp. 1596 1601, Nov. 2011.
- [2] M. Hagiwara, K. Nishimura, and H. Akagi, "A Medium Voltage Motor Drive with a Modular Multilevel PWM Inverter," IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 7, pp. 1786 1799, Jul. 2010.