

컨버터-인버터 시스템에서 6-스텝 시 토크 리플을 줄이기 위한 가변 직류단 전압 제어 방법

최현규, 임규철, 하정익
서울대학교

DC-link Shaping Method in Boost Converter-Inverter System for Six-step Torque ripple Reduction

Hyeon-gyu Choi, Gyu Cheol Lim, Jung-Ik Ha

Department of Electrical Engineering, Seoul National University, Seoul, Korea

ABSTRACT

부스트-인버터 시스템에서 6-스텝 시 토크 리플을 줄이기 위한 방법을 제시한다. 모델 기반의 전압 방정식을 통해 필요한 직류단 전압의 크기 및 위상을 구하고 전류 전향 보상을 통해 전압을 합성한다. 이를 통해 직류단 커패시턴스를 수 μF 까지 낮출 수 있어 커패시터의 부피 및 비용을 절감할 수 있다. 이러한 최적 해 운전 시 생기는 입력 파워 리플의 문제점을 해결하기 위한 일정 파워 공급 방법을 제시하며 이를 통해 운전 영역에 따른 적절한 운전 방법의 선택을 제시한다.

1. 서론

전압형 인버터는 직류단 전압의 크기 및 이용률에 따라 운전 영역이 결정된다. 배터리 셀 당 전압의 한계로 인해 스택이 필요하게 되고 이로 인해 배터리 자체의 부피 및 주변 회로의 복잡도 역시 증가하게 된다. 이를 회로 측에서 보상하기 위한 방안으로 그림 1과 같이 부스트-인버터 구조가 주로 이용된다. 부스트-인버터 시스템에서는 인버터가 필요한 전압을 부스트 컨버터가 합성하므로 배터리 측 전압을 낮출 수 있으며, 인버터에서 필요한 전압이 배터리 전압 이상인 고속 영역에서는 항상 전압 이용률을 최대로 가져갈 수 있다. 또한 인버터 측에서 운전 영역을 넓히기 위한 방법으로 6-스텝 운전이 있다. 6-스텝의 경우 낮은 스위칭 횟수로 인해 낮은 스위칭 손실 및 최대 전압 이용률을 나타낸다. 하지만 저스위칭으로 인해 생기는 높은 고조파 특성을 나타낸다. 6-스텝 시 생기는 고조파는 합성 전압 파형에서 생기는 6고조파 및 샘플링 오차에 인한 비트 현상으로 인해 생기는 저차 고조파로 나눌 수 있다. 비트 현상에 의해 생기는 고조파는 전압 합성 타이밍에 맞추어 샘플링 시간을 가변하는 방법[1]과 DSP의 PWM clock을 이용한 방법[2] 등을 이용하여 제거할 수 있다. 6-스텝의 경우 스위칭 상태 유지 구간동안 인버터의 자유도는 0이기 때문에 전압 파형에서 생기는 6고조파 특성은 해결할 수 없다. 반면, 부스트-인버터 시스템의 경우 직류단 전압을 가변할 수 있기 때문에 인버터의 스위칭 유지 구간에서 출력 특성을 결정할 수 있다.

본 논문에서는 6-스텝 시 토크 리플을 줄일 수 있는 직류단 전압의 파형을 모델 방정식으로부터 구하고, 부스트 컨버터의 전류 제어를 통해 직류단 전압을 합성한다. 수식으로 구해진 값을 시뮬레이션을 통해 검증하고 운전점에 따른 운전 방법을 결정하여 전구간에서 효율적인 구동이 가능하도록 한다.

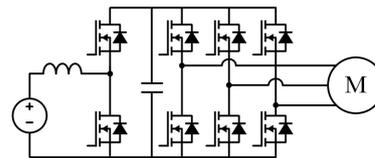


그림 1. 부스트 컨버터-인버터 구조

Fig. 1 Boost converter-inverter circuit configuration

Resistor	9 Ω
Inductance	32 mH
Back-EMF constant	65 mV/(rad/s)
Pole-pair	4

표 1. 모터 상수

Table. 1 Motor parameters

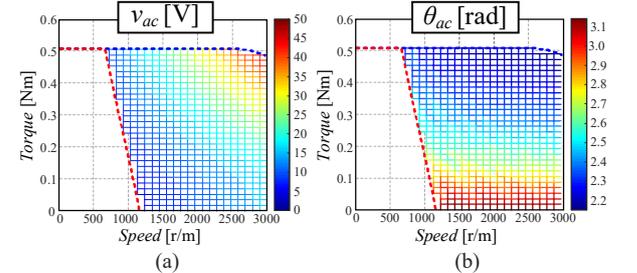


그림 2. 직류단 전압 파형의 해 (a) AC 성분 크기, (b) 위상

Fig. 2 (a) The solution of the DC link voltage (a)magnitude and (b)phase

2. 본론

2.1 직류단 전압 파형

6-스텝 운전 시 전압이 스텝으로 변하기 때문에 토크 리플을 0으로 만들기 위한 직류단 전압의 유한한 해는 존재하지 않는다. 하지만 토크 리플이 6고조파 성분이 큰 것을 고려하면 직류단 전압이 6고조파 성분을 가져야하는 것을 알 수 있다. 따라서 근사적으로 직류단 전압을 다음과 같이 DC 성분(v_{dc})과 6고조파 AC 성분(v_{ac})을 갖는 형태로 가정한다.

$$v_{dc}^{ref} = v_{dc0} + v_{ac} \cos(6\tilde{\theta} + \theta_{ac}) \quad (1)$$

이러한 직류단 전압을 이용하여 6-스텝을 할 경우 동기 좌표계에서 전압은 다음의 식에서 왼쪽 항과 같은 형태로 나타나게 되고 이를 영구자속 동기전동기 모델에 대입하면 다음과 같은 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{2}{3}v_{ac}\cos(\theta_{dq}-\tilde{\theta}) + \frac{1}{3}v_{ac}\cos(\theta_{ac}+\theta_{dq}+5\tilde{\theta}) + \frac{1}{3}v_{ac}\cos(\theta_{ac}-\theta_{dq}+7\tilde{\theta}) &= R_{i_d} + L_d\omega \frac{di_d}{dt} - \omega L_f i_q \\ \frac{2}{3}v_{ac}\sin(\theta_{dq}-\tilde{\theta}) + \frac{1}{3}v_{ac}\sin(\theta_{ac}+\theta_{dq}+5\tilde{\theta}) - \frac{1}{3}v_{ac}\sin(\theta_{ac}-\theta_{dq}+7\tilde{\theta}) - \omega \lambda_r &= R_{i_q} + L_q\omega \frac{di_q}{dt} + \omega L_f i_d \end{aligned} \quad (2)$$

위 미분방정식의 일반해의 형태는 식(3)과 같다. 6-스텝의 경우 60°마다 전압 파형이 반복되기 때문에 경계조건을 활용하면 $\alpha, \beta, c_1 \sim c_{14}$ 를 구할 수 있다. 이와 같이 구해진 수식을 통해 토크를 계산할 수 있고 컴퓨터 연산을 이용하면 해당 운전점에서 최소 토크 리플을 만드는 직류단 전압의 AC 성분 크기 및 위상을 그림 2와 같이 구할 수 있다. 이와 같이 얻은 결과를 일정한

$$\begin{aligned} i_{ds}^* &= e^{j\tilde{\theta}}(k_1 \cos \beta \tilde{\theta} + k_2 \sin \beta \tilde{\theta}) + c_1 + c_2 \cos(\theta_{dq} - \tilde{\theta}) + c_3 \sin(\theta_{dq} - \tilde{\theta}) + c_4 \cos(\theta_{ac} + \theta_{dq} + 5\tilde{\theta}) + c_5 \sin(\theta_{ac} + \theta_{dq} + 5\tilde{\theta}) \\ &+ c_6 \cos(\theta_{ac} - \theta_{dq} + 7\tilde{\theta}) + c_7 \sin(\theta_{ac} - \theta_{dq} + 7\tilde{\theta}) \\ i_{qs}^* &= e^{j\tilde{\theta}}(k_3 \cos \beta \tilde{\theta} + k_4 \sin \beta \tilde{\theta}) + c_8 + c_9 \cos(\theta_{dq} - \tilde{\theta}) + c_{10} \sin(\theta_{dq} - \tilde{\theta}) + c_{11} \cos(\theta_{ac} + \theta_{dq} + 5\tilde{\theta}) + c_{12} \sin(\theta_{ac} + \theta_{dq} + 5\tilde{\theta}) \\ &+ c_{13} \cos(\theta_{ac} - \theta_{dq} + 7\tilde{\theta}) + c_{14} \sin(\theta_{ac} - \theta_{dq} + 7\tilde{\theta}) \end{aligned} \quad (3)$$

직류단 전압을 갖는 6-스텝과 비교하여 그래프로 나타내면 그림 3와 같다. 사용된 모터는 SPMSM으로 파라미터는 표 1과 같다. 그림3(b)에서 보듯이 직류단 전압을 사인 형태로 합성하였을 때 합성되는 전류의 파형은 일정 직류단 전압 시 6-스텝에 비해 일정 토크 곡선에 더 가까운 개형을 나타내는 것을 알 수 있다. 6-스텝 운전 구간에서 토크 리플의 크기를 일정 직류단 전압의 경우와 비교하면 그림 4와 같이 나타낼 수 있다.

1.2 직류단 전압 합성 방법

일반적인 부스트 컨버터의 경우 전압 제어기의 대역폭은 수십 Hz미만이므로 앞서 제시한 6고조파와 같은 높은 주파수의 전압을 합성하기 힘들다. 그림 5와 같이 일반적인 전압-전류 2중 루프를 갖는 제어기에서 전류 제어기에 전향보상을 통해 이러한 6고조파를 합성해줄 수 있다. 앞서 구한 v_{ac} 및 θ_{ac} 를 이용하면 식 (4)와 같이 필요한 컨버터 입력 전류를 계산할 수 있다. 이를 그림 4와 같이 전류 제어 입력에 전향 보상하면 원하는 직류단 전압을 합성할 수 있다. 단, 바깥 루프인 전압 제어기가 이러한 전류 전향 보상에 반응하지 않기 위해 센싱된 전압에 6고조파에 해당하는 노치 필터를 추가해주어야 한다.

$$I_{FF} = -3C_{dc}\omega_r v_{ac} \frac{v_{ac} \sin(12\tilde{\theta} + 2\theta_{ac}) + 2v_{dc0} \sin(6\tilde{\theta} + \theta_{ac})}{v_{in}} \quad (4)$$

만약 전류 제어 대역폭이 충분하지 않아 6고조파 합성을 할 수 없다면 식 (5)와 같이 전류 제어 대역폭에 의한 감쇄 및 위상 지연을 고려하여 전향보상한다.

$$I_{FF}^* = \frac{-3C_{dc}\omega_r v_{ac}}{v_{in}} \left[\begin{aligned} &v_{ac} \sin\left(12\tilde{\theta} + 2\theta_{ac} + \tan^{-1}\left(\frac{6\omega_r}{\omega_{cc,bst}}\right)\right) \sqrt{\frac{36\omega_r^2 + \omega_{cc,bst}^2}{\omega_{cc,bst}}} \\ &+ 2v_{dc0} \sin\left(6\tilde{\theta} + \theta_{ac} + \tan^{-1}\left(\frac{12\omega_r}{\omega_{cc,bst}}\right)\right) \sqrt{\frac{144\omega_r^2 + \omega_{cc,bst}^2}{\omega_{cc,bst}}} \end{aligned} \right] \quad (5)$$

1.3 일정 파워 공급 구간

1.2절과 같이 직류단 전압을 합성할 경우 토크 리플을 크게 줄일 수 있다는 장점이 있지만 식 (4)와 같이 부스트 컨버터의 입력측 전류 리플이 커지는 단점이 있다. 이러한 리플이 커질 경우 높은 전류 정격의 스위칭 소자가 필요하게 되며, 인덕터에 의한 코어 손실 및 동손이 커지게 되어 효율이 떨어지게 된다. 따라서 모든 구간에서 위에서 구한 해를 통해 구동할 수는 없다. 6-스텝의 경우 스위칭 특성으로 인한 6고조파 파워 리플이 생기므로 이를 이용하면 1.2절에서와 같은 효과를 나타낼 수도 있다. 이 때 생기는 직류단 전압의 리플은 직류단 캐패시터의 크기를 이용하여 조정할 수 있다. 그림 6은 6-스텝 시 생기는 파워 리플로 인한 직류단 전압의 파형을 직류단 캐패시턴스의 크기에 따라 나타낸 결과이다. 캐패시턴스가 작아질수록 파란선으로 나타낸 1.2절의 해에 직류단 전압 모양이 가까워지는 것을 알 수 있다. 즉, 부스트 컨버터는 일정 파워를 공급하고, 6-스텝에서 생기는 6고조파 파워 리플에 의해 흔들리는 직류단 전압으로 토크 리플을 줄일 수 있다. 즉, 토크 리플과 입력 전류의 trade-off에 의한 효과를 볼 수 있다. 식 (4)에 의해 계산된 입력 전류를 특정값 이하로 고정한다면 1.2절에 제시된 방법으로 구동할 수 있는 영역이 제한될 것이고 나머지 영역에서는 1.3절에서 제시된 일정 파워 공급 운전을 하면 입력 전류 크기를 제한하면서 토크 리플을 줄일 수 있는 효과를 거둘 수 있다.

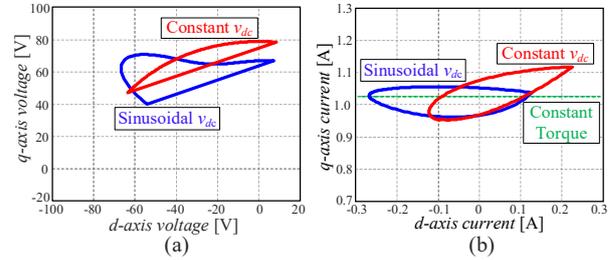


그림 3. 동기 좌표계 (a) d-q 전압 지령 및 인가 전압 개형, (b)d-q 전류 파형
Fig. 3 (a) Reference voltage and the output voltage and (b) current trajectory

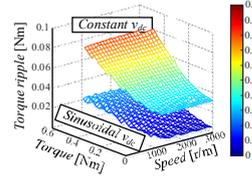


그림 4. 토크 리플
Fig. 4 Torque ripple

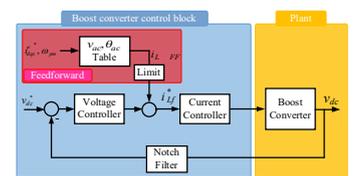


그림 5. 부스트 컨버터 전압 제어 블록도
Fig. 5 Voltage control block diagram

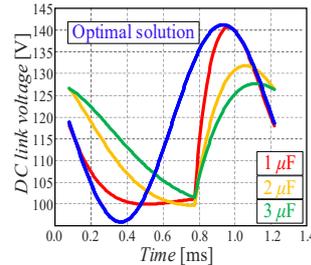


그림 6. 캐패시턴스에 따른 직류단 전압
Fig. 6 DC link voltage by capacitance

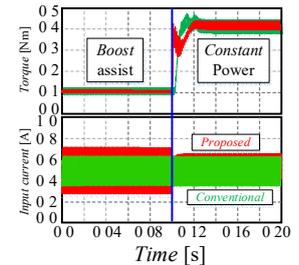


그림 7. 시뮬레이션 파형
Fig. 7 Simulation waveform

1.4 시뮬레이션

표 1.의 파라미터를 이용하여 2200 r/m, 0.1 Nm 운전점에서 0.4 Nm로 스텝 토크를 인가하였을 때의 시뮬레이션 파형을 그림 7에 나타냈다. 초록색 파형은 일정한 직류단 전압을 갖는 6-스텝 운전 시의 결과를 나타낸다. 0.1 Nm에서 컨버터가 직류단 전압을 합성하므로 토크 리플이 매우 작아진 것을 확인할 수 있다. 이후 0.4 Nm 구간에서는 입력 리플이 커지게 되어 컨버터가 일정한 파워를 공급하게 된다. 이전에 비해 토크 리플은 커지게 되나, 여전히 일정 직류단 전압에 비해 낮은 토크 리플을 나타내며, 입력 전류는 일정하게 나타나게 된다.

3. 결론

부스트-인버터 시스템에서 6-스텝 구동 시 토크 리플을 저감하기 위한 방안으로 직류단 합성 방안을 제시하였다. 입력 전류 리플이 커지는 단점을 보강하기 위하여 일정 파워 공급 구간을 설정하였고 해당 구간별로 동작하기 위한 방법을 제시하였다. 이를 통해 입력 전류의 크기와 출력 토크 리플 간의 trade-off를 가능하게 하였다.

참고 문헌

[1] Park, J., et al. (2017). "Variable Time Step Control for Six-Step Operation in Surface Mounted Permanent Magnet Machine Drives." IEEE Transactions on Power Electronics PP(99): 1-1.
[2] Ke, Z., et al. (2017). "Low-Frequency Current Oscillation Reduction for Six-Step Operation of Three-Phase Inverters." IEEE Transactions on Power Electronics 32(4): 2948-2956.