

매입형 영구자석 전동기에서의 6-스텝 운전을 위한 가변시간제어

박재용, 하정익
서울대학교

Variable Time Step Control for Six-Step Operation in IPMM

Jaeyong Park, Jung-Ik Ha
Seoul National University

ABSTRACT

본 6-스텝 운전은 하드웨어의 수정 없이 운전 영역을 확장할 수 있다는 장점을 가진다. 하지만, 샘플링 주파수 대비 기본파 주파수가 크면 저주파수 전류 맥동 문제가 발생한다. 이는 시스템의 효율을 낮추고 안정성 문제를 일으킨다. 따라서, 본 논문에서는 가변 시간 제어 방법을 제안한다. 선형화과정을 통해 정확한 전달 함수를 구하고, 이를 이용하여 추가적인 약 자속 제어기나 전류 지령 생성기 없이 6-스텝 운전을 구현 할 수 있다.

1. 서론

매입형 영구자석 전동기에서 고속 운전은 크기를 줄이고 효율을 향상시킬 수 있다. 하지만, 직류단 전압의 한계로 인하여 속도의 제한이 존재한다. 이 때, 전압 제한 내에서 운전 영역을 최대로 증가시킬 수 있다는 장점으로 인해 6-스텝 운전에 대한 연구가 많이 진행되어 왔다. [1]에서는 6-스텝의 전압 합성 방법에 대해서 연구가 진행 되었다. [2]에서는 동적 성능을 증가시키기 위한 전류 제어 방법을 제안하였다. [1]-[2]의 논문들에서는 고정 샘플링 시스템을 기반으로 구현되었다. 하지만, 만약 기본파 주파수 대비 샘플링 주파수의 비율 (F_{ratio})가 21보다 작다면, 고정 샘플링 시스템에서 정확한 전압 합성이 불가능 하다. 따라서 기본파 주파수가 큰 초고속 6-스텝운전 시에 기존의 방법들은 저주파 전류 맥동 문제를 발생 시킨다. 이는 시스템의 안정성 문제를 일으키고 효율을 떨어뜨리는 단점이 있다. 그러므로 본 논문에서는 저주파 전류 맥동을 없애기 위한 가변 시간 제어를 이용한 6-스텝 운전을 제안한다. 샘플링 시간이 토크 제어를 위한 변수에 해당하며, 샘플링 주파수를 기본파 주파수의 6배로 만들으로써 저 주파수 전류 맥동 성분을 제거할 수 있다. 또한, 약 자속 제어기나 전류 지령 생성기 없이 토크 제어를 위한 1개의 PI제어기를 사용하기 때문에 시스템의 구조가 간단하며 계산 부담이 적다. 제안 하는 내용은 시뮬레이션을 통하여 그 타당성을 입증하였다.

2. 가변 시간 제어 방법

2.1 가변 시간 제어를 이용한 6-스텝 운전의 구현

6-스텝 운전은 출력 전압을 정해진 가변 시간 마다 $V_1 \sim V_6$ 의 순서대로 바꿈으로써 구현 할 수 있다. 그림 1은 가변 시간 제어 방식에서 6-스텝의 전압이 어떻게 출력되는 지를 보여준다. 6개의 전압 벡터가 전압 지령 없이 가변 샘플링 시간 t_{samp} 마다 직접적으로 출력된다.

2.2 선형화, 모델링

매입형 영구자석 전동기의 회전자 좌표계에서의 전압 식은 다음과 같다.

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \frac{v_{ds}^r(u)}{L_d} \\ \frac{v_{qs}^r(u) - \omega_r \lambda_f}{L_q} \end{bmatrix}$$

$x := \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix}$, $u := \theta_{dq}$, $v_{ds}^r = -V_s \sin \theta_{dq}$, $v_{qs}^r = V_s \cos \theta_{dq}$ (1)
 V_s 은 전압의 크기이며 6-스텝에서는 $2V_{dc}/\pi$ 이다. θ_{dq} 은 회전자 좌표계에서 전압 각이다. 그림 2가 이를 잘 나타내 준다. 토크는 전압 크기와 전압 각으로 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = \frac{3P(2L_q \omega_r \lambda_f V_s \sin \theta_{dq} + (L_d - L_q) V_s^2 \sin 2\theta_{dq})}{8\omega_r^2 L_d L_q} \quad (2)$$

V_s 가 고정되어 있기 때문에, 전압 각이 토크의 유일한 제어 변수 이다. 식 2가 전압 각의 비선형 함수 이기 때문에, 동작 지점 (x_0, u_0) 에서의 선형화가 필요하다. 1차 테일러 식을 이용하여 선형화한 식은 (3)과 같이 구해 진다.

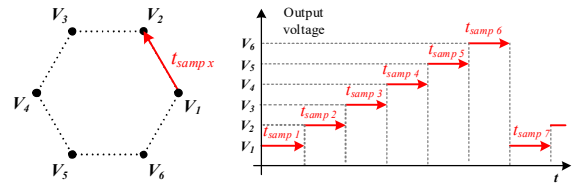


그림 1. 가변제어방법에서 인버터 출력 전압

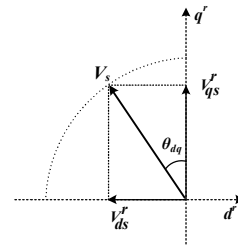


그림 2. V_s 와 θ_{dq}

$$\Delta \dot{x} = A \Delta x + B \Delta u$$

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} -\frac{V_s \cos \theta_0}{L_d} \\ -\frac{V_s \sin \theta_0}{L_q} \end{bmatrix}$$

$$\Delta x := \begin{bmatrix} \Delta i_{ds}^r & \Delta i_{qs}^r \end{bmatrix}^T = \begin{bmatrix} i_{ds}^r - i_{ds,0}^r & i_{qs}^r - i_{qs,0}^r \end{bmatrix}^T \quad (3)$$

$$\Delta u := \Delta \theta_{dq} = \theta_{dq} - \theta_0$$

이를 이용하여 $\Delta \theta_{dq}$ 에서 Δi_{dq} 까지의 전달함수는 다음과 같이 구해진다.

$$P_1(s) = \frac{\Delta i_{ds}^r}{\Delta \theta_{dq}} = \frac{-\frac{V_s}{L_d} \cos \theta_0 (s + \frac{R_s}{L_q} + \omega_r \tan(\theta_0))}{(s^2 + R_s (\frac{1}{L_d} + \frac{1}{L_q}) s + \frac{R_s^2}{L_d L_q} + \omega_r^2)} \quad (4)$$

$$P_2(s) = \frac{\Delta i_{qs}^r}{\Delta \theta_{dq}} = \frac{-\frac{V_s}{L_q} \sin \theta_0 (s + \frac{R_s}{L_d} - \omega_r \tan(\frac{\pi}{2} - \theta_0))}{(s^2 + R_s (\frac{1}{L_d} + \frac{1}{L_q}) s + \frac{R_s^2}{L_d L_q} + \omega_r^2)} \quad (5)$$

정상상태에서 샘플링 시간 t_{samp} 은 $(\pi/3)/\omega_r$ 이므로 $\Delta \theta_{dq}$ 대비 T_e 의 전달 함수는 식 (6)와 같이 구해진다.

$$\frac{T_e}{\Delta \theta_{dq}} = \frac{3P}{2} \frac{\omega_r}{\pi/3} \frac{1}{s} \left\{ P_1(s) \cdot \lambda_f + (L_{ds} - L_{qs}) \cdot (P_1(s) i_{ds,0}^r + P_2(s) i_{qs,0}^r) \right\} \quad (6)$$

2.3 페루프 토크 제어기 디자인과 안정도 분석

그림 3은 제안하는 시스템의 블록 다이어그램이다. 제어 자유도가 1이기 때문에 $\Delta \theta_{dq}$ 이 유일한 제어 변수이다. 한 개의 PI 제어기가 토크 제어를 위해 사용되며, 제어기 출력 값은 $\Delta \theta_{dq}$ 이다. 샘플링 시간 $t_{samp} = (\pi/3 - \Delta \theta_{dq})/\omega_r$ 와 같이 구해진다.

그림 4는 토크 제어 루프의 pole-location을 보여준다. 시스템 파라미터들은 표 1과 같다. 그림 4(a)는 K_p 가 0.001일 때 K_I 에 따른 pole의 변화를 보여준다. K_I 가 0일 때, 모든 pole은 왼쪽 면에 있으며, K_I 가 증가함에 따라, 한 셋의 pole이 오른쪽 면으로 이동한다. K_I 가 특정 값 이상이면 시스템이 불안정해 짐을 알 수 있다. 그림 4(b)는 K_I 가 0.1일 때 K_p 에 따른 pole의 변화를 보여준다. K_p 가 0일 때 pole이 오른쪽 면에 존재하기 때문에 비례 제어가 없는 제어가 불안정하다. K_p 가 증가함에 따라, 한 셋의 pole이 특정 값 이상에서 오른쪽으로 이동한다. 즉 시스템을 안정적으로 제어하기 위해서는 적절한 K_I 와 K_p 값을 선정해야 한다. 여기서 K_I 은

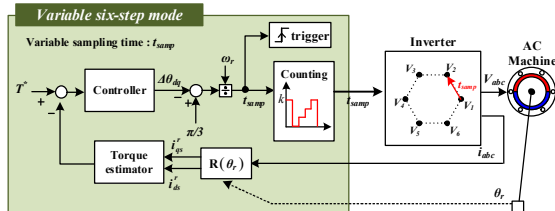


그림 3. 가변 샘플링 제어의 블록다이어그램

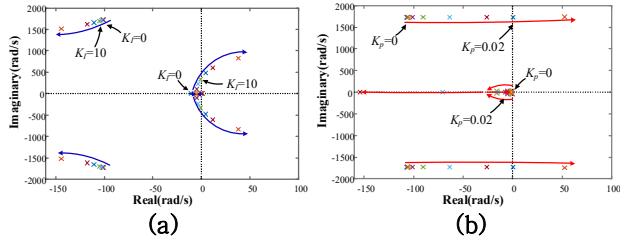


그림 4. (a) K_I (b) K_p 의 변화에 따른 pole 위치

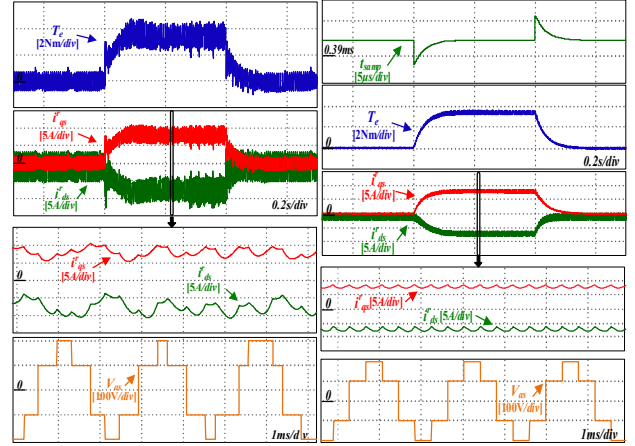


그림 5. (a)기존의 방식 (b)가변 시간 제어 방식의 시뮬레이션 결과

P	3	R_s	0.55 Ω	λ_f	0.078 mV/(rad/s)
L_q	6.55 mH	L_d	4.27 mH	V_{dc}	300V

표 1. 파라미터 값

0.01에서 10, K_p 은 0.001에서 0.02 범위의 값이 적절하다.

2.4 실험결과

시뮬레이션에서 사용된 파라미터들은 표 1과 같다. 제어기 gain은 $K_p=0.001$, $K_I=0.1$ 로 정하였다. 그림 (a)은 6-스텝운전이 기존의방식을 이용하여 구현되었을 때, 토크, d-q 축 전류 그리고 확대 파형이다. 기본과 주파수와 샘플링 주파수는 각각 0.425kHz, 6.7kHz 이다 ($F_{ratio}=15.8$). d-q 축 전류는 저 주파수 리플을 포함하는 것을 볼 수 있다. A 상 전압 파형을 보면 각각의 전압이 같은 시간을 유지 못하기 때문에, 전류 리플이 발생함을 알 수 있다. 그림 5(b)은 가변 시간 제어 방법을 이용한 6-스텝 구현 시에 샘플링 시간, 토크, d-q 축 전류 그리고 확대 파형이다. 기본과 주파수는 0.425kHz 이다. F_{ratio} 가 항상 6이기 때문에 샘플링 주파수는 2.55kHz 이다. 그림 5(b)을 보면 제어 변수인 t_{samp} 가 토크를 제어하기 위해서 변하는 것을 확인 할 수 있다. 또한 저주파 전류 맥동이 제거 된 것을 확인 할 수 있다. A 상 전압 파형을 통해 각각의 전압이 같은 시간을 가지는 것을 알 수 있다.

3. 결론

본 논문에서는 가변 시간 제어를 이용한 6-스텝 제어를 제안하였다. 샘플링 시간을 가변함으로써 저주파 전류 리플을 줄일 수 있다. 제안하는 제어기가 약 자속 제어기와 일반적인 토크 제어기의 역할을 동시에 하기 때문에 시스템의 구조가 간단하고 계산 부담이 적다. 그러므로 이 방법은 낮은 비용의 디지털 제어기 사용에 적합하다. 제안하는 방법들은 시뮬레이션을 통해 입증되었다.

참고 문헌

- [1] M. K. Modi and G. Narayanan, "Improved single-zone overmodulation algorithm for space vector modulated inverters," in *Proc. IEEE PEDES*, 2014, pp. 16-19.
- [2] Y. C. Kwon, S. M. Kim and S. K. Sul, "Six-step operation of PMSM with instantaneous current control," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 50, no. 4, pp. 2614-2625, July/Aug. 2014.