

교류전동기의 저속운전을 위한 공간벡터 변조기법

박 희정, 윤 명중

한국과학기술원 전기 및 전자공학과

Space Vector Modulation Method for Low-Speed AC Drive

Hee-Jhung Park, Myung-Joong Youn

Dept. of Electrical Engineering, KAIST

Abstract

일반적인 전동기부하는 저속에서 큰 토크를 필요로 하지 않으므로, 인버터로 전동기를 구동하고자 할 때는 낮은 평균전압이 필요하다. 그러나 전력전자 소자의 제한된 스위칭 주파수, 단락 방지를 위한 데드타임 그리고 스위치와 다이오드의 도통전압 등으로 인하여, 전류제어 루프 내에는 비선형성이 존재한다. 이러한 비선형성은 디지털 방식의 PWM에서 저전압을 합성할 때 현저하게 나타나는데 결과적으로 교류전동기의 저속운전을 어렵게 한다. 본 논문에서는 기존 디지털방식 PWM의 비선형성을 모델링 하고 그 비선형성을 감소시킬 수 있는 공간벡터 변조기법을 제시하였다.

1. 서론

역기전력이 정현파 인 브러시리스 직류전동기는 우수한 토크제어 특성으로 인하여 공작기계와 같은 고정밀 위치제어 응용에 널리 사용되어 왔다.

브러시리스 직류전동기의 저속운전 제한요인은, 전동기의 구조상 발생하는 맥동토크[1-2], 속도측정 그리고 PWM 전력증폭기의 비선형성[3-8]이 있다.

지금까지의 데드타임에 관한 연구는 대부분이 센서리스 응용[8]을 위한 Open-Loop 전압제어에서, 스위칭소자의 전압이나 전류를 측정[4]하거나 아니면 데드타임을 미리 예측하여, 인버터 출력전압을 정확하게 합성 하는것 이었다.

일반적으로 Linear Regulator 아날로그 전류제어기 [10-11]는 디지털 방식의 전류제어기에 비하여 저전류제어 특성이 매우 우수한 것으로 알려져 왔다. 그러나 디지털화가 용이한 공간전압 PWM 방식은 그 가격경쟁력으로 인하여 보편적인 응용분야에 많이 적용되고 있다.

공간벡터 전압변조의 한계점은, PWM에서 저전압을 합성할 때 발생하는 Pulse Dropping[5] 그리고 스위칭소자와 다이오드의 도통전압에 기인한다. 반면 스위칭소자의 단락방지를 위한 데드타임은 전구간에서 일정하게 나타나며 전류루프가 있으므로 큰문제는 아니다.

본 논문에서는 교류전동기의 저속운전에 영향을 미치는 Zero Current Cramp(or Pulse Deletion or Pulse Dropping) 을 동기좌표계에서 모델링 하고 그 문제점을 보상할 수 있는 공간벡터 전압변조 방식을 제시하고자 한다.

2. PWM에 의한 맥동토크의 발생

2-Level DC/AC 3-Phase Voltage Source PWM 인버터는 현재까지 많은 제어방식이 연구가 되어왔는데, 전류제어기가 가장 빠른 동적 특성을 가지고 있으며 가장내부의 피드백루프 이므로 제어의 관점에서는 가장 중요한 기능[11]을 가지고 있다.

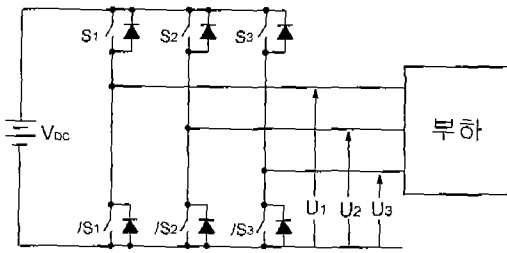


그림.1 3상 인버터의 개략도

그림.1 은 직류전원을 입력으로 하여 임의의 3상 교류전원을 유도성 부하에 공급하는 이상적인 스위칭 소자 (S1, S2, S3) 로 구성된 인버터의 개략도 이다.

스위치 $S_k(k=1,2,3)$ 는 0 또는 1 이며, S_k 에 따라서 출력전압 $U_k(k=1,2,3)$ 는 V_{dc} 또는 0 이 된다. S_k 에 따른 출력전압 U_k 을 복소수 평면상에 정의하면 다음과 같이 된다.

$$V = \frac{2}{3} \left(U_1 + U_2 e^{j\frac{2}{3}\pi} + U_3 e^{j\frac{4}{3}\pi} \right) \quad (1)$$

$$= V_a + jV_b \quad (2)$$

스위치 S_k 의 조합에 따라서 출력전압 V 는 6개의 유효한 벡터와 2개의 영벡터로 표현되는데(그림.2), 정현파 변조가 가능한 범위내의 (Normalized)전압지령 γ 은 인접한 2개의 전압벡터(V_a, V_b)의 합(그림.2)으로 표현이 가능하다. 이것을 정규화한 (Normalized) 수식으로 나타내면 다음과 같이 된다.

$$V^* = \frac{1}{T_s} (T_a V_a + T_b V_b) \quad (3)$$

$$= D_a V_a + D_b V_b \quad (4)$$

여기서

T_s : Sampling Period

D_a, D_b : Duty Ratio

이다.

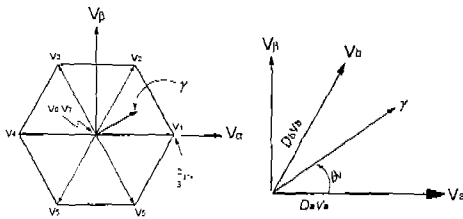


그림.2 복소수 평면상의 공간벡터 전압

그리고 구간 $(0 - 60^\circ)$ 범위내의 T_a, T_b 그리고 영벡터 인가시간 T_z 는 다음과 같다.

$$T_a = T_s \gamma \sin(\pi/3 - \theta_v) \quad (5)$$

$$T_b = T_s \gamma \sin(\theta_v) \quad (6)$$

$$T_z = T_s - T_a - T_b \quad (7)$$

각스위치를 도통하는 시간 T_a, T_b 이 스위치의 ON Time, OFF Time 그리고 스위치 보호용 스너버 회로에 따라 결정되는 최소의 도통시간 (Pulse Dropping Time) T_{pd} 보다 작으면 스위치는 그전의 상태를 유지하게 된다. 이러한 Pulse Dropping 은 전압지령의 크기가 작을 수록 ($\gamma < 0.1$) 현저하게 나타나는데, 그림.3 는 Pulse Dropping 이외의 다른 조건은 이상적인 조건에서의 전압 U_1 이다.

그림.4에서 보면 스위칭 주파수가 높지않고(10Khz) 전압지령이 정현파 최대 변조치의 10% 정도이지만 Pulse Dropping 현상은 60° 간격마다 무시할 수 없는 정도로 나타난다.

V_a 를 회전 좌표계(Rotatory Frame)에서 표현하면 지령한 값 γ 와, Pulse Dropping 에 의한 에러 전압 γ_e 의 합으로 표현할 수 있다.

$$V_a^r = \gamma - \gamma_e \quad (8)$$

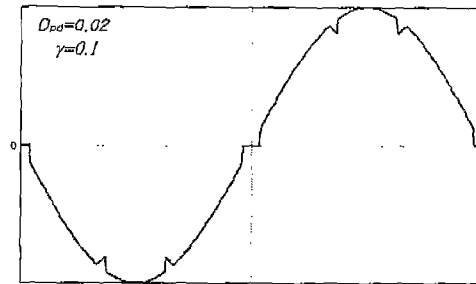


그림.3 Pulse Dropping이 발생할 때의 전압 출력

전압지령의 위상각이 $(-30^\circ - +30^\circ)$ 의 범위에 있을 때 에러전압 γ_e 는 다음과 같이 표현이 된다.

$$\gamma_e = -\frac{\gamma}{\sqrt{3}} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} - \sin\left(\frac{\pi}{3} + 2\theta\right) \right] \quad (9)$$

if $(-\theta_{PD} \leq \theta \leq 0)$

$$= \frac{\gamma}{\sqrt{3}} \left[\frac{\sqrt{3}}{2} - \sin\left(\frac{\pi}{3} - 2\theta\right) \right]$$

$$\text{if } (0 \leq \theta \leq \theta_{PD}) \quad (10)$$

$$\theta_{PD} = \sin^{-1} \left(\frac{D_{PD}}{\gamma} \right) \quad (11)$$

$$D_{PD} = T_{DT} / T_s \quad (12)$$

다음으로 평균 전압 γ 에 대한 평균 에러전압 γ_e 의 비율을 d_{DT} 라 하고 그 값을 구한다.

$$d_{DT} \equiv \frac{\frac{1}{\theta_{PD}} \int_0^{\theta_{PD}} \gamma_e d\theta}{\gamma} \quad (13)$$

$$d_{DT} = \frac{1}{2} + \frac{(D_{PD}/\gamma)^2}{2 \sin^{-1}(D_{PD}/\gamma)} \left[\frac{1}{\sqrt{3}} - \sqrt{\left(\frac{\gamma}{D_{PD}}\right)^2 - 1} \right] \quad (14)$$

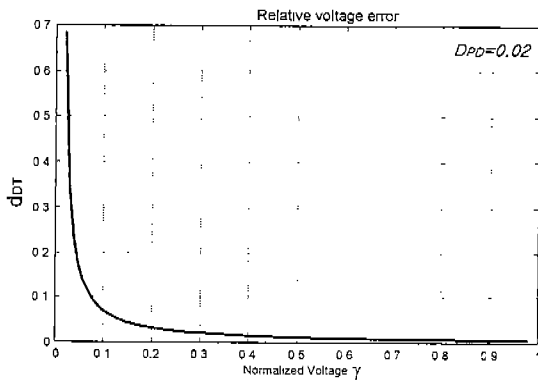


그림.4 Unipolar PWM 의 Voltage Gain Error

전압지령이 10% 이면 전압이득이 7% 의 오차를 가지며, 4% 정도의 전압지령에 대하여는 20% 의 전압이득 오차가 나타나며, 전압지령이 커질수록 전압이득 에러는 지수 함수적으로 감소한다. 전압지령이 10% 이하에서는 전압이득이 급격히 증가하기 때문에 전류제어 루프만으로 전압이득 오차를 보상하기에는 그 에러가 너무 크다. 그림.4 는 Pulse Dropping 만 에 의한 효과를 표시하였는데, 전력스위치 및 다이오드의 도통전압에 의한 에러도 지령전압이 낮을수록 크게 나타난다.

그러나 역기전력이 정현파인 브러시리스 전동기는 대부분 위치제어용으로 사용되기 때문에 인버터 운용구간 가운데 대부분(>80%)은 낮은 전압 범위 (<25%)에서 동작된다. 따라서 저전압영역 에서는 전압이득 보상이 필요한데 [7]에서는 평균값이 Zero 인

대칭적인(Symmetrical) 보상전압을 영전류 부근에서 투입하여 Pulse Dropping을 해결하였다. 그러나 이 방법은 전동기의 전류가 설정된 값 이하로 내려갈 때 보상 전압을 인가하므로, 보상전압을 인가하는 부근에서 제어기의 성능이 급격히 변하는 단점이 있다.

저전압 지령 영역에서 스위치의 ON Pulse Duration 이 짧아져서 Pulse Dropping 의 효과가 상대적으로 증가하여 전압이득 에러가 증가하므로, 저전압 지령에서 ON Pulse Duration을 증가시켜서 Pulse Dropping 의 효과를 감소시키는 방법을 다음 절에서 제시하고자 한다.

3. 맥동 토크 없는 공간벡터 PWM

지금까지 서술한 공간벡터 전압변조는 인접한 2개의 벡터와 영벡터를 사용하는데, 이러한 Unipolar PWM 에서는 전압 지령에 비례하는 스위치의 도통시간((5),(6))이 필요하였다. 저전압 지령에서는, 스위치 도통시간이 Pulse Dropping 시간 이하로 내려가는 비율이 상대적으로 증가하여 전압이득 에러에서 비선형성이 증가(그림.4) 하였다.

각각의 전압 벡터당 반대되는 2개의 스위칭벡터를 지정하고 그벡터의 차이(Difference)를 사용하여 전압 벡터를 합성하면 각 벡터의 유효길이를 증가시킬 수 있으므로 Pulse Dropping 의 영향을 상대적으로 감소시킬 수 있다. 또한 영벡터를 사용하지 않고 유효 벡터만 사용하기 때문에 스위치나 다이오드의 도통전압에 의한 효과를 최소화할 수 있다.

$$(D_a - D_b)T_s = T_s \gamma \sin(60^\circ - \theta) \quad (15)$$

$$(D_c - D_d)T_s = T_s \gamma \sin(\theta) \quad (16)$$

$$D_a + D_b + D_c + D_d = 1 \quad (17)$$

$$\frac{D_b}{D_a} = \frac{D_d}{D_c} \quad (18)$$

스위칭 벡터를 인가하는 순서는 $V_d \rightarrow V_a \rightarrow V_b \rightarrow V_c \rightarrow V_d$ 로 하고 Center Based PWM[9] 과 차동 공간벡터 변조를 비교하면 다음을 알 수 있다.

(가) 벡터를 합성하는데 2가지 방법이 모두 6번의 스위칭이 필요하다.

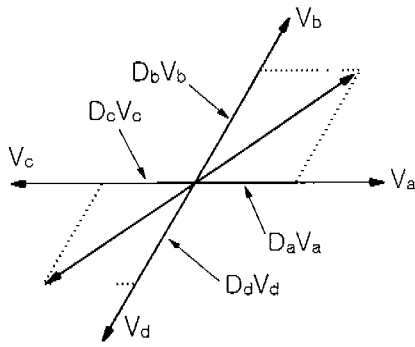


그림.5 차동 공간벡터 변조

(나) 차동 공간벡터 변조는 계산량이 많고 Center Based PWM 과 호환성이 없다 .

4. 결론

본 논문에서는 브러시리스 전동기의 저속구동에서 문제가 되는 Pulse Dropping 현상을 해석하고 Pulse Dropping을 해결할 수 있는 펄스폭 변조방법을 제시하였다.

제시된 펄스폭 변조방법은 Pulse Dropping을, PWM방법 자체에서 제거할 수 있기 때문에 응답속도가 매우 빠르고 PWM제어가 전구간에서 이루어지므로 제어의 특성이 매우 부드럽다. 또한 차동 PWM방법은 아날로그 방식의 전류제어기인 Linear Regulator와 대등한 성능을 가지고 있음을 알 수 있다. 따라서 제시된 PWM방법은 고성능을 요구하는 교류전동기의 전류 제어기또는 고성능 인버터에 응용될 수 있다.

참고문헌

[1] Jahns, T., and W. Soong, "Pulsation torque minimization techniques for permanent magnet AC motor drives--A review," IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. 43, no. 2, pp.321-330, April 1996.
 [2] Holtz, J., "Identification and compensation of torque ripple in high-precision permanent magnet motor drives," IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. 43, no. 2, pp.309-320, April 1996.
 [3] Raymond B. Sepe and Jeffrey H. Lang, "Inverter Nonlinearities and Discrete-Time Vector Current Control," IEEE Applied Power Elec. Conf.

Rec., pp.494-501, 1992.

[4] Y. Murai, T. Watanabe, and H. Iwasaki "Waveform distortion and correction circuit for PWM Inverters with switching lag-times," IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 23, no. 5, pp.881-886, Sept./Oct. 1987.

[5] Mutoh, M., K. Sakai, et al., "Stabilizing methods at high frequency for an induction motor drives driven by a PWM inverter," EPE Europ. Conf. Power Electronics and Appl., Florence, pp. 2/352-358, 1991.

[6] Y. Murai, A. Riyanto, H. Nakamura and K. Mutsui, "PWM Strategy for High Frequency Carrier Inverters Eliminating Current-Clamps during Switching Dead-Time," IEEE IAS'92, pp. 317-322, 1992.

[7] J. Choi, S. Yong, and S. Sul, "Inverter output voltage synthesis using novel dead time compensation," Proc. IEEE Applied Power and Electronics Conf., pp. 100-106, 1994,

[8] M. Elloumi, et al, "Survey of Speed Sensorless Controls for IM drives," Conf. Rec. IEEE IECON'98, pp. 1018-1023, 1998.

[9] H. W. Van Der Broeck, H-C Skudelny, G. V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors", IEEE Trans. on Ind. Appl., Vol. 24, no. 1, Jan./Feb., pp. 142-150, 1988.

[10] W. Leonhard, "Control of Electric Drives," Springer-Verlag, 1996.

[11] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation for electronic power conversion," Proc. IEEE, Vol. 82, pp. 1194-1214, Aug. 1994.