

유도 전동기 출력 토오크 향상을 위한 새로운 과변조 기법

정대웅, 설승기

A New Overmodulation Strategy for Maximizing Torque of Induction Motor

Dae-Woong Chung, Seung-Ki Sul

Abstract - 본 논문에서는 벡터 제어 유도전동기 구동 시스템에서 과변조시 출력 토오크 향상을 위한 새로운 과변조 기법을 제안한다. 제안된 과변조 기법은 인버터의 전압 제한과 유도 전동기의 전류 다이내믹스를 동시에 고려하여, 과변조시 동기좌표계 d축 전압을 감소시킴으로써 순시적으로 d축 전류를 감소시키고 q축 전류 제어를 위한 전압 여유를 확보한다. 따라서 과변조시에도 q축 전류 제어가 원활하게 수행됨에 따라 전동기의 출력 토오크를 향상시킨다. 기존의 과변조 기법과의 비교 실험에서 제안된 기법이 우수함을 증명하였다.

1. 서 론

최근에 유도 전동기를 구동하기 위한 인버터의 사용이 증가함에 따라 전압변조법(PWM, Pulse Width Modulation)의 성능 향상이 중요해졌다. 전압형 인버터의 경우 출력 전압은 직류단 전압에 의해 육각형 모양으로 제한된다. 전류 제어기의 지령 전압이 육각형을 벗어나게 되면 인버터는 지령 전압을 구현할 수 없게 되고, 인버터의 출력 전압은 육각형의 변으로 제한된다. 이러한 경우의 변조방법을 '과변조'라 한다. 벡터 제어 유도전동기 구동 시스템의 경우, 높은 대역폭을 가지는 전류 제어를 수행해야 한다. 비록 인버터의 전압 한계내에서 전류 제어의 대역폭이 만족되더라도, 과변조시 전류 제어기의 대역폭은 매우 감소하게 된다[1]. 따라서 설계된 전류제어기의 성능은 인버터의 전압 한계내에서만 보장된다. 전동기 고속 운전시 인버터가 연속적인 과변조 상태에 진입할 때에는 약제자 운전을 수행해야 하지만, 급격한 속도 지령치의 변화나 부하의 인가시에는 회전자 시정수가 이들 과도 상태보다 보통 훨씬 크기 때문에 회전자 자속을 충분히 줄이기가 어렵다. 따라서 과도 상태의 과변조 기법은 전동기 시스템의 성능을 좌우하는 중요한 요소이다.

따라서 지금까지 과변조에 관한 많은 연구가 수행되어 왔다[2~4]. 이들 연구는 유도 전동기의 다이내믹스를 고려하지 않고 단순히 기하학적인 관점(각도 유지, 크기 유지)에서 과변조시 인버터의 출력전압을 결정하므로 전동기 구동 시스템의 성능 향상을 보장하지 않는다.

본 논문에서는, 유도 전동기의 출력 토오크 향상을 위한 새로운 과변조 기법을 제안한다. 제안된 과변조 기법은 인버터의 전압 제한과 유도 전동기의 전류 다이내믹스를 동시에 고려하여, 과변조시 동기좌표계 d축 전압을 감소시킴으로써 순시적으로 d축 전류를 감소시키고 q축 전류 제어를 위한 전압 마진을 확보한다. 따라서 과변조시에도 q축 전류 제어가 원활함에 따라 전동기 출력 토오크를 향상시킨다. 기존의 과변조 기법과의 비교실험에서 제안된 기법이 우수함을 증명하였다.

2. 인버터의 전압 제한

그림 1은 인버터의 8개 출력 전압 벡터를 도시하였다. 스위칭 상태 '1'은 해당 인버터 레그의 위쪽 스위치

가 도통함을 나타낸다. 위치자 's'는 정지 좌표계상의 변수를, 't'는 변환좌표계상의 변수를, 'e'는 동기좌표계상의 변수를 각각 나타낸다.

인버터의 전압 한계 내에서는 d축, q축 출력전압이 자유로이 선택될 수 있지만, 과변조시에는 이들 전압이 해당 섹터(sector)에 따라 서로 의존하는 값을 가진다. 따라서 과변조 시에는 2개의 전압이 아닌, 하나의 전압만이 선택될 수 있으며, 이러한 현상을 나타내기 위하여 다음과 같은 변환좌표계를 도입할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V'_d \\ V'_q \end{bmatrix} = T(\Phi) \begin{bmatrix} V_d \\ V_q \end{bmatrix} \quad \text{where } T(\Phi) = \begin{bmatrix} \cos \Phi & \sin \Phi \\ -\sin \Phi & \cos \Phi \end{bmatrix},$$

$$\Phi = \frac{\pi}{3}(m-1) + \frac{\pi}{6}, m = \text{sector number.} \quad (1)$$

변환 후, 지령 전압 벡터가 위치한 섹터는 그림 2와 같이 표시되며 전압 한계는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$V'_d = \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}, |V'_q| \leq \frac{V_{dc}}{3}. \quad (2)$$

식(2)로부터 과변조시 d축 전압은 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 로 고정되어 있으며 q축 전압만이 일정 범위내에서 선택될 수 있음을 알 수 있다.

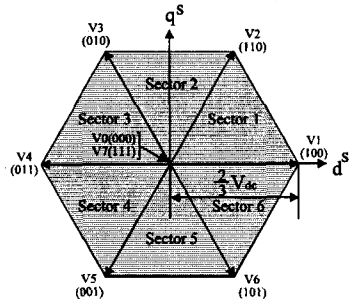


그림 1. 전압형 인버터의 출력 전압 벡터

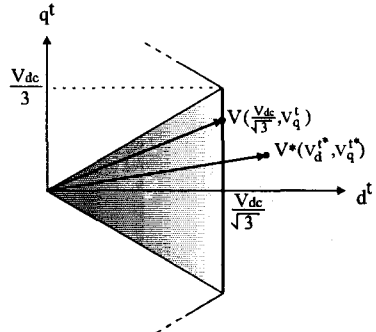


그림 2. 변환 좌표계상의 전압 한계

3. 새로운 과변조 기법

2.1 유도 전동기의 다이내믹스

벡터 제어 유도전동기의 전압 및 토오크 방정식은 다음과 같다.

$$V_{qs}^* = (r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{qs}^* + \sigma L_s \frac{di_{qs}^*}{dt} + \omega_r \sigma L_s i_{ds}^* + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^*$$

$$V_{ds}^* = (r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{ds}^* + \sigma L_s \frac{di_{ds}^*}{dt} - \omega_r \sigma L_s i_{qs}^* - r_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^*$$

$$T_e = \frac{3 P L_m}{2 L_r} \lambda_{dr}^* i_{qs}^* \quad \text{where } \lambda_{dr}^* = \frac{L_m i_{ds}^*}{1 + p \tau_r}, \tau_r = \frac{R_r}{L_r} \quad (3)$$

단, p 는 미분 연산자, R_s 는 고정자 저항, R_r 는 회전자 저항, L_s 는 고정자 자기 인덕턴스, L_r 는 회전자 자기 인덕턴스, L_m 은 상호 인덕턴스, ω_r 는 전기적 회전주파수, ω_s 는 전기적 회전자 회전 주파수, σ 는 누설계수, λ_{dr}^* 는 d축 회전자 자속, τ_r 는 회전자 시정수를 각각 의미한다.

고속 운전시에는 q축 유도 전압을 줄이기 위해, 회전자 자속을 감소시켜야 한다. 그러나, 급격한 속도 지령치의 변화나 부하의 인가시에는, 회전자 자속의 시정수가 이들 과도상태보다 일반적으로 크기 때문에 회전자 자속을 충분히 감소시키기 어렵다. 따라서 q축 전압의 상승률이 직류단 전압에 의해 제한되기 때문에, 토오크 출력이 제한된다. 과변조시 전동기의 출력토오크를 향상시키기 위해 순시적으로 d축 전류를 줄임으로써 q축 전압 제어를 위한 전압 여유를 확보하는 것이 우수한 출력 토오크 특성을 얻는데 유리하다. 이러한 과도상태는 회전자 시정수보다 훨씬 짧기 때문에 순시적인 d축 전류의 감소는 회전자 자속을 감소시키지 않으므로 결과적으로 전동기의 토오크가 증대된다[5].

2.2 새로운 과변조 기법

동기좌표계와 변환좌표계상의 전압 관계식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{pmatrix} V_{ds}^* \\ V_{qs}^* \end{pmatrix} &= T(\theta_s) \begin{pmatrix} V_{ds}^* \\ V_{qs}^* \end{pmatrix} = T(\theta_s) T(-\Phi) \begin{pmatrix} V_{ds}^* \\ V_{qs}^* \end{pmatrix} \\ &= \begin{pmatrix} \cos(\theta_s - \Phi) & \sin(\theta_s - \Phi) \\ -\sin(\theta_s - \Phi) & \cos(\theta_s - \Phi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{ds}^* \\ V_{qs}^* \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (4)$$

where $\theta_s = \int_0^t \omega_s dt$.

과변조시 동기좌표계의 전압왜곡을 살펴 보면 다음과 같다.

$$\begin{pmatrix} \Delta V_{ds}^* \\ \Delta V_{qs}^* \end{pmatrix} \equiv \begin{pmatrix} V_{ds}^* - V_{ds}^* \\ V_{qs}^* - V_{qs}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta_s - \Phi) & \sin(\theta_s - \Phi) \\ -\sin(\theta_s - \Phi) & \cos(\theta_s - \Phi) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta V_{ds}^* \\ \Delta V_{qs}^* \end{pmatrix}$$

where $\Delta V_{ds}^* = V_{ds}^* - \frac{V_{ds}^*}{\sqrt{3}}$, $\Delta V_{qs}^* = V_{qs}^* - V_{qs}^*$. (5)

과변조시 동기좌표계 d축 전류를 순시적으로 감소시키기 위해 동기좌표계 d축 전압을 감소시켜야 한다. 본 방식에서는 지령 전압이 인버터의 전압 제한을 벗어난 크기만큼 동기좌표계상 d축 전압을 감소시킨다. ΔV_{ds}^* 가 지령 전압 벡터와 전압 제한 사이의 거리를 의미하므로, ΔV_{ds}^* 를 다음과 같이 설정한다.

$$\Delta V_{ds}^* \equiv \Delta V_{ds}^* \quad (6)$$

식(5)와 (6)으로부터, 변환 좌표계상 q축 전압은 다음과 같이 결정된다.

$$V_{qs}^* = \frac{1 - \cos(\theta_s - \Phi)}{\sin(\theta_s - \Phi)} \left(\frac{V_{ds}^*}{\sqrt{3}} - V_{ds}^* \right) + V_{qs}^* \quad (8)$$

제안된 방식은 그림3과 같이 구현된다.

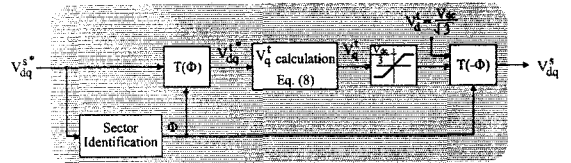


그림 3. 제안된 과변조 기법 구현 방식

3. 실험

3.1 실험 장치 구성

22kW 유도전동기를 간접 벡터 제어방식으로 구동하였으며, 전동기 상수는 표1에 도시하였다. 인버터의 직류단 전압을 공급하기 위해 다이오드 정류기를 사용하였다. 과변조를 실험하기 위해 전동기의 속도 지령치를 1700r/min에서 2200r/min으로 급가변하였으며, 이때 q축 전류 지령치는 최대값이 된다. 참조문헌[2]와 [3]의 기존 방식을 비교 실험하였으며 공정한 평가를 위해 속도제어기 및 전류제어기는 모두 동일하게 설정하였다. 전류제어기의 제어주기 및 대역폭은 각각 167μsec, 2000rad/s이며, 속도제어기는 각각 1msec, 210rad/s이다. 모든 전류제어기는 과도 상태시 인버터의 가능한 한 모든 전압을 사용하므로 성능의 차이는 단지 과변조 기법에서 기인한다.

표1. 유도 전동기 상수

22kW,	220V,	4pole,	60Hz,	1765r/min
$R_s:0.041\Omega$	$R_r:0.024\Omega$	$L_s:13.35mH$		
$L_r:13.65mH$	$L_m:13.25mH$	$J_m:0.12Kg\cdot m^2$		

3.2 실험 결과

그림 4, 5는 기존 과변조 방식으로는 인버터가 모든 전압을 사용하더라도 전류제어 특성이 만족스럽지 못함을 보여준다. 실험 파형에서 동기좌표계상 전압 왜곡 (ΔV_{ds}^* , ΔV_{qs}^*)이 0이 아닌 것은 과변조임을 나타낸다. 동기좌표계상 d축 전압 왜곡 (ΔV_{ds}^*)을 살펴 보면, 기존의 방식은 과변조시에도 ΔV_{ds}^* 이 평균적으로 0을 유지함으로써 d축 전류제어는 잘 수행됨에 반해 q축 전류제어 즉, 토오크 제어는 만족스럽지 않다.

이에 반해, 제안된 과변조 기법은 빠른 q축 전류 제어 특성을 보여준다. 제안된 기법은 과변조시 d축 전압을 줄여줌으로써 d축 전류를 순시적으로 감소시킨다. 따라서 q축 전류제어를 위한 전압 마진이 확보되고 q축 전류가 원활히 수행된다. 실험에 사용된 유도전동기의 회전자 시정수는 0.57sec이기 때문에 과변조 구간에서 d축 전류가 감소함에도 불구하고 회전자 자속은 거의 감소하지 않는다. 따라서 빠른 q축 전류제어는 빠른 토오크 제어와 일치하게 된다. 실험 결과로부터, 제안된 방식의 토오크 제어 성능이 기존 방식보다 우수함을 알 수 있다.

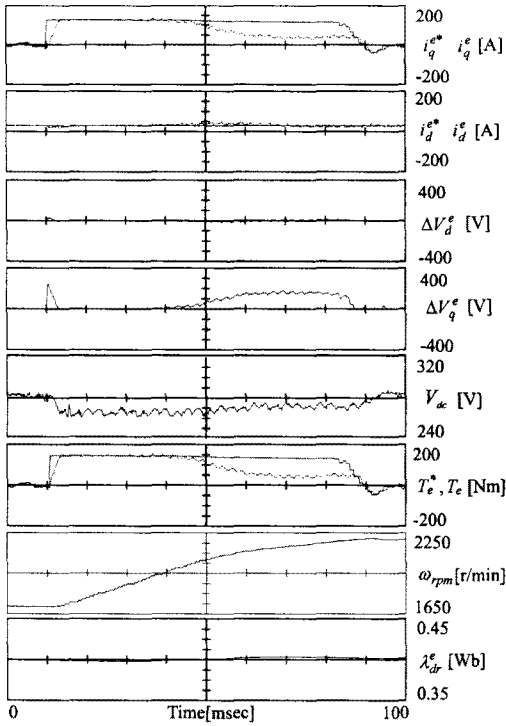


그림 4. 참고문헌 [2,3]의 과변조 기법
(위로부터, q축 지령 및 실제 전류, d축 지령 및 실제 전류, d축 전압 왜곡, q축 전압 왜곡, 직류단 전압, 지령 및 실제 토크, 전동기 속도, 회전자 자속)

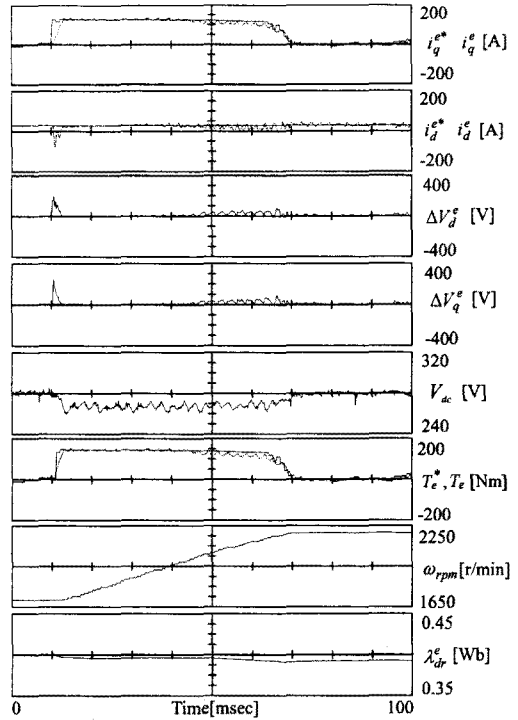


그림 6. 제안된 과변조 기법

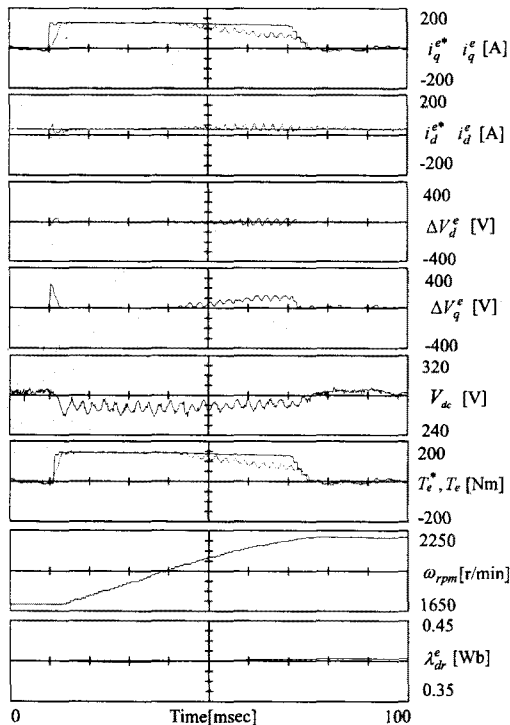


그림 5. 참고문헌 [4]의 과변조 기법

3. 결 론

본 논문에서는 벡터 제어 유도전동기의 과변조시 출력 토크 향상을 위한 새로운 과변조 기법을 제안한다. 제안된 과변조 기법은 인버터의 전압 제한과 유도 전동기의 전류 다이내믹스를 동시에 고려하여, 과변조시 동기 좌표계 d축 전압을 감소시킴으로써 순시적으로 d축 전류를 감소시키고 q축 전류 제어를 위한 전압 마진을 확보한다. 따라서 과변조시에도 q축 전류 제어가 원활하게 수행됨에 따라 전동기의 출력 토크를 향상시킨다. 비록 본 논문에서는 유도전동기에 적용하였지만, 제안된 방식은 모든 종류의 3상 전동기에 적용 가능하다. 기존의 과변조 기법과의 비교실험에서 제안된 기법이 전류 및 토크 제어 성능이 우수함을 증명하였다.

[참 고 문 헌]

- [1] T.M. Rowan and R.J. Kerkman, "A new synchronous current regulator and an analysis of current-regulated PWM inverters", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.22, no.4, pp.678-690, Jul./Aug., 1986.
- [2] H. Mochikawa, T. Hirose and T. Umemoto, "Overmodulation of voltage source PWM inverter", JIEE Ind. Soc. Ann. Conf. Rec., 1991, pp.466-471.
- [3] T.G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L.M. Tolbert, "Direct torque control of induction machines using space vector modulation," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol.28, no.5, pp.1045-1053, 1991.
- [4] D. R. Seidl, D. A. Kaiser and R. D. Lorentz, "One-step optimal space vector PWM current regulation using a neural network", in Conf. Rec. of IAS'92, pp.570-577, 1992.
- [5] J.W. Choi, H.W. Kim and S.K. Sul, "New current control concept : Minimum time current control in induction machine drive", in Conf. Rec. of IECON'95, pp.311~316, 1995