

견인용 인버터를 위한 새로운 과변조 기법

A New Overmodulation Strategy for Traction Drive.

배본호*, 설승기**, 김상훈*** 이인석****, 한성수*****

Bon-Ho Bae, Seung-Ki Sul, Sang-Hoon Kim, In-Seok Lee, Sung-Soo Han

ABSTRACT

This paper proposes a new overmodulation strategy to give a better voltage utilization by tracking voltage vector along hexagon sides. This strategy enables the inverter to control both magnitude and angle of current. Therefore, the vector control using this strategy can lead to better output torque dynamics compared to the conventional slip frequency control with six-step voltage, which is widely used in the traction drive. In this strategy, the d-axis output voltage of a current controller to control the flux is conserved and the q-axis output voltage to control the torque is controlled to place the voltage vector on the hexagon boundary in case of overmodulation. The limited q-axis voltage is used for anti-windup of q-axis current controller. This paper also presents a new field weakening scheme which incorporate the proposed overmodulation strategy. In this scheme, the flux level is selected by both required current limit and the available maximum voltage along hexagon sides.

The validity of the proposed overall scheme is confirmed by the computer simulations for a typical traction drive with a 210[kW] induction motor.

* 서울대학교 박사과정, 비회원

** 서울대학교 부교수, 비회원

*** 강원대학교 전임강사, 비회원

**** 대우중공업(주) 선임연구원, 비회원

***** 대우중공업(주) 수석연구원, 비회원

1. 서 론

전압형 인버터를 사용하는 가변속 구동 시스템에서는, 동일한 용량으로 큰 토크를 얻기 위해 인버터 직류 링크 전압과 최대 출력 교류 전압의 비가 매우 중요하다. 전동차 구동에 있어서, 열차의 속도가 일정치 이상이 되었을 때 최대 전압비를 얻기 위해 6-step 전압을 발생한다[3]. 따라서 대부분의 운전조건에서 인버터는 6-step 모드나 과변조 모드에서 사용되어지고, 이 모드들에서는 출력전압벡터의 방향과 크기를 순시적으로 제어하는 것이 매우 제한적이다. 이 제한적인 전압제어 구조하에서, 전통적인 전동차구동에서는 토크 제어를 위해 슬립주파수제어가 사용되었다. 최근에 순시 토크 제어가 가능한 벡터제어 방식이 재점착 제어에 있어서 향상된 성능을 보일 수 있으므로, 전동차 구동 방식으로 관심을 끌게 되었다[4]. 벡터제어를 실현하기 위해서는 토크분 전류와 플럭스분 전류가 독립적으로 제어 되어야만 하고 이는 인버터의 출력인 전압벡터를 순시적으로 제어해야만 가능하다[5].

직류 입력전압에 의해 결정되는 육각형의 내부나 경계선에 존재하는 전압벡터는 벡터제어에서 가장 많이 사용되는 변조법인 공간벡터 변조법에 의해 합성될 수 있다. 공간벡터 변조법에서 전압벡터의 크기와 위상을 동시에 제어가능하기 위해서는 고정자 상전압의 크기가 최대치인 $v_{dc}/\sqrt{3}$ 이내에 있어야 하는데 이는 육각형의 내접원을 가리킨다 [6]. 이것은 6-step 변조방식을 사용할 때 가능한 최대 출력 전압에 비해 90.7%의 크기를 갖는다. 토크는 전압의 제곱에 비례하므로, 공간벡터 변조법에서의 토크의 크기는 6-step 변조방식에 비해 82%의 크기만을 갖는다. 이 정도의 토크 용량 손실은 구동력을 최우선으로 하는 전동차 구동에서는 벡터제어가 순시 제어가 향상된 것이라 해도 받아들여지기 어렵다.

따라서 본 논문은 전압벡터가 육각형의 변을 추종하는 새로운 과변조 방식을 제안하여 전압 이용률을 높이고자 한다. 전압벡터가 육각형의 경계선 위에서 움직이면, 전압벡터의 크기는 6-step 운전에 비해 평균적으로 95.2%에 이르며 전압크기와 위상을 동시에 제어 할 수 있어서 전동차 구동에 있어서 벡터제어를 가능하게 해 준다. 전류 고조파의 감소와 보다 정확한 약계자제어를 고려하면 토크 용량 손실은 6-step에 비해 5% 미만이라 할 수 있다. 제안된 과변조 제어방법은 과변조 제어 부분에서도 동적성능을 보장해주는 향상된 전류기 내에 포함된다. 자속 제어를 위한 d축 전압제어기는 그대로 유지되며 q축 토크 제어기는 과변조영역에서 전압벡터를 육각형의 경계에 위치시킨다. 이 q축 전압은 q축 전류제어기의 anti-windup 제어에 사용된다.

고속운전 영역에서는 약계자 제어가 필수적이다. 기존의 약계자 제어는 플럭스를 회전자 속도에 반비례 시켜 감소시키는 방식이었다.[7]. 또한 최대 토오크를 얻기 위한 약계자 제어 방법이 있는데[8], 이 방법은 벡터제어에서 전압의 크기를 육각형의 내접원으로 제한한다.

본 논문은 제안된 과변조법을 수행하기 위한 새로운 약계자 제어법을 보여준다. 이 약계자제어에서, 플럭스의 크기는 전류 제한치와 육각형의 변으로 제한되는 최대 전압의 크기로부터 결정된다. 제안된 전체적인 제어방식은 하나의 효과적인 제어기로 플럭스제어기, 전류제어기, 과변조 제어를 구현할 수 있다

제안된 제어방식을 증명하기 위해 전동차 구동용 210[kW] 유도기를 사용해서 컴퓨터 시뮬레이션을 수행했으며, 210kW 전동기를 이용한 시험이 진행 중이다.

2. 새로운 과변조 기법

벡터제어에서의 산업계의 표준 전류제어기는 전향 보상을 이용한 동기좌표계 비례적분(PI)제어기이다. 따라서 제안된 과변조 제어법의 유도를 동기좌표계에서 수행한다.

벡터제어에서의 유도기 고정자 전압식은 다음과 같다.

$$V_{ds}^* = (r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2})i_{ds}^* + \sigma L_s \frac{di_{ds}^*}{dt} - \omega_e \sigma L_s I_{qs}^* - r_r \frac{L_m}{L_r^2} \lambda_{dr}^* \quad (1)$$

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

여기서 ω_e 은 회전자 플럭스의 전기각속도이고 σL_s 은 고정자 과도인덕턴스, L_m 은 상호 인덕턴스이다. 여기서 d축 전압 V_{ds}^* 은 회전자 자속분 전류를 결정하고, q축 전압 V_{qs}^* 는 토오크분 전류를 결정한다. 제안된 과변조방법에서는 만약 그림 2에서와 같이 필요한 출력전압벡터 $\vec{V}_{dqs}^{*} = V_{ds}^* + jV_{qs}^*$ 가 육각형의 외부에 위치하면, 회전자 자속의 제어를 위한 V_{ds}^* 는 유지되고 V_{qs}^* 는 육각형의 변 위에 위치하게 \vec{V}_{dqs}^{**} 로 조정된다.

2.1 새로운 과변조 기법의 수행

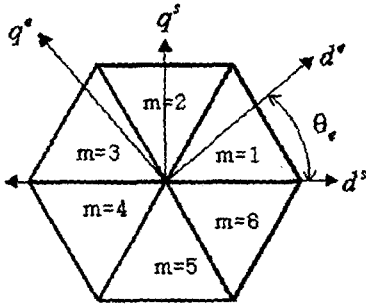


그림 1. 공간벡터와 기준좌표계.

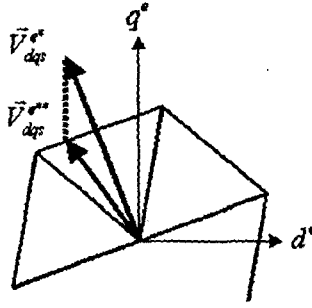


그림 2. 새로운 과변조 방법.

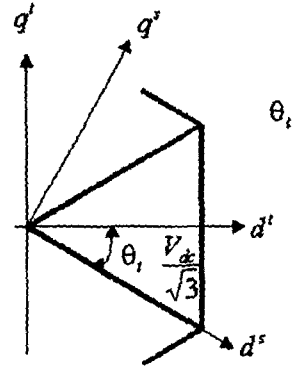


그림 3. $d^s - q^s$ 좌표계에서 $d^t - q^t$ 좌표계로의 변환

정지 좌표계에서의 전압벡터 지령치 \vec{V}_{dq}^{*s} 는 동기좌표계에서 (3)과 같이 \vec{V}_{dq}^{*s} 로 표현될 수 있다.

$$\vec{V}_{dq}^{*s} = \vec{V}_{dq}^{*s} e^{-j\theta_s} \quad (3)$$

여기서, θ_s 는 고정자 정지좌표계 d축과 회전 좌표계 d축간의 각이다.

새로운 전압지령치 \vec{V}_{dq}^{*m} 의 계산을 쉽게 하기 위해, \vec{V}_{dq}^{*s} 를 고정자 정지좌표계 $d^s - q^s$ 축과 임시 좌표축 $d^t - q^t$ 간의 각인 θ_t 만큼 회전시킨다. 육각형을 6등분한 영역에서 d^s 축은 육각형의 각 변에 수직이 된다. 그러면, 전압지령치 \vec{V}_{dq}^{*s} 는 임시좌표축에서 \vec{V}_{dq}^{*t} 로 다음과 같이 표현된다[9].

$$\vec{V}_{dq}^{*t} = \vec{V}_{dq}^{*s} e^{-j(\theta_s - \theta_t)} \quad (4)$$

여기서 $\theta_t = 30^\circ + 60^\circ(m-1)$ 이고 영역번호는 그림 1에 보여진다.

d^t 축 성분은 다음과 같이 얻어지며,

$$V_{ds}^{*t} = V_{ds}^{*s} \cos(\theta_s - \theta_t) - V_{qs}^{*s} \sin(\theta_s - \theta_t) \quad (5)$$

수정된 V_{qs}^{*m} 는 V_{ds}^{*t} 가 유지되고 V_{ds}^{*t} 는 식(5)에서 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 로 제한된다는 조건으로부터 식(6)과 같이 얻어진다. 그리고 최종 전압지령벡터 \vec{V}_{dq}^{*m} 는 식 (7)로 표현된다.

$$V_{qs}^{*m} = \frac{V_{ds}^{*s} \cos(\theta_s - \theta_t) - \frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}}{\sin(\theta_s - \theta_t)} \quad (6)$$

$$V_{ds}^{*m} = V_{ds}^*, \quad \vec{V}_{dqz}^{*m} = V_{ds}^{*m} + jV_{qs}^{*m} \quad (7)$$

수정된 q 축 전압 V_{qs}^{*m} 는 q 축 전류제어기의 anti-windup 제어기에 사용된다. 제안된 과변조법을 포함한 전체 시스템이 그림 4에 보여지며 이는 자속제어기, 전류제어기, 과변조방범을 효과적으로 하나의 제어기로 구현하였다.

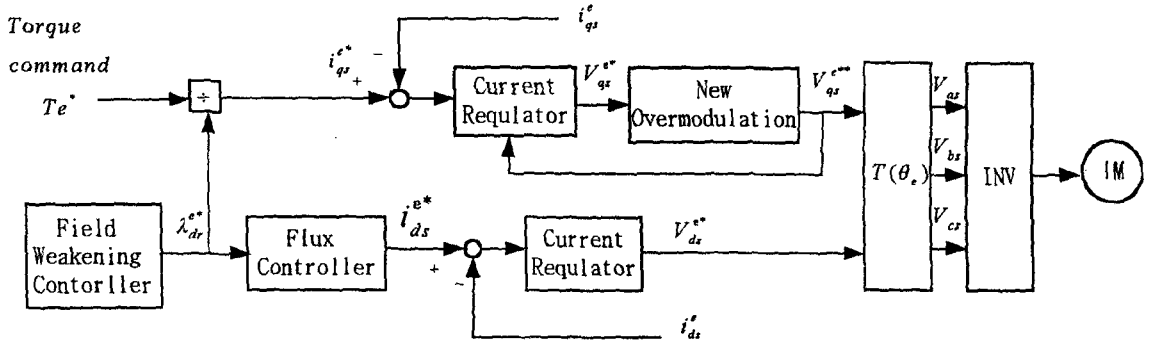


그림 4. 시스템 블록도.

고속운전영역에서는 약제자제어가 필요한데, 연구에서는 약제자제어에서 자속의 크기는 전류 제한치와 육각형의 변으로 제한되는 최대 전압의 크기로부터 결정된다

전압벡터가 육각형의 변을 따라 움직일 때 사용가능한 전압의 기본파 크기는 다음과 같다.

$$V_{s,max} = \sqrt{\frac{2}{\pi\sqrt{3}}} V_{dc} \quad (8)$$

다음에 주어진 $V_{s,max}$ 로부터, 최대 토오크를 얻기 위한 플럭스 지령치는 다음과 같이 2개의 서로다른 약제자 영역에서 계산된다[8].

$$\lambda_{dr1}^* = L_m \sqrt{\frac{(V_{s,max} / \omega_s)^2 - (\sigma L_s I_{s,max})^2}{L_s^2 - (\sigma L_s)^2}} \quad (9)$$

$$\lambda_{dr2}^* = \frac{L_m V_{s,max}}{\omega_s L_s} \quad (10)$$

여기서 L_s 는 고정자 인덕턴스이다.

본 연구에서의 약제자는 제안된 과변조법으로부터 기존의 공간벡터변조법에 비해 더 많은 전압 여유치를 갖기에 약제자영역에서도 더 많은 토오크를 낼 수 있다.

2.2 시뮬레이션 결과

제안된 과변조법을 증명하기 위해 210[kW], 4 극 유도기로 시뮬레이션을 수행했다.

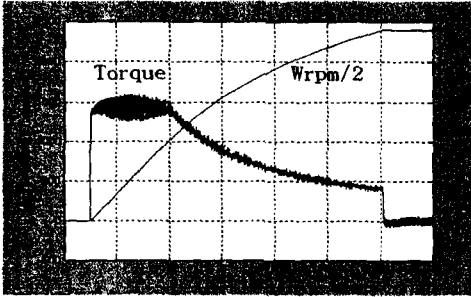


그림 5. 토오크와 전동기 회전속도

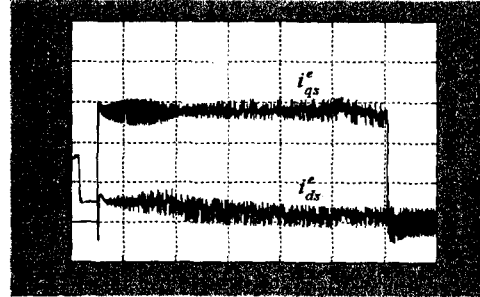


그림 6. $d^* - q^*$ 좌표계에서의 전류

그림 5는 4800[rpm]로 가속할 때의 토오크와 속도를 보여준다. 그림 6은 전체전류가 $\sqrt{i_{ds}^{e2} + i_{qs}^{e2}}$ 인 d,q 축 전류가 약계자나 과변조에 관계없이 제한치인 280A로 잘 제어됨을 보여준다.

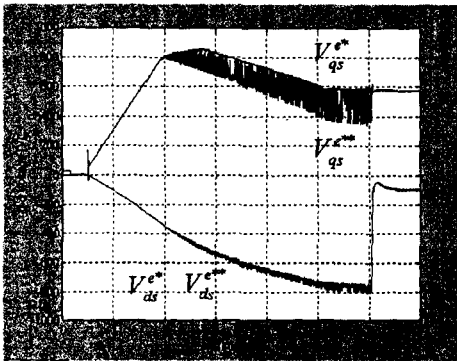


그림 7. 동기좌표계에서의 전압

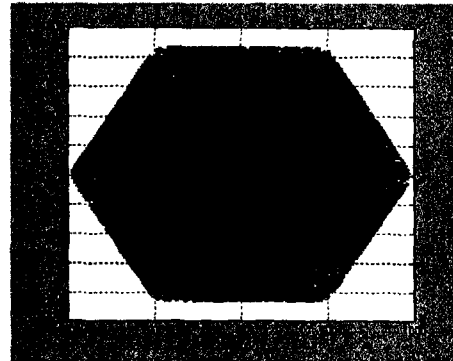


그림 8. 전압 벡터의 궤적

그림 7과 8에서 볼 수 있듯이 전체 가속영역에서 전압벡터의 궤적이 육각형의 전 영역을 사용하고 있다.

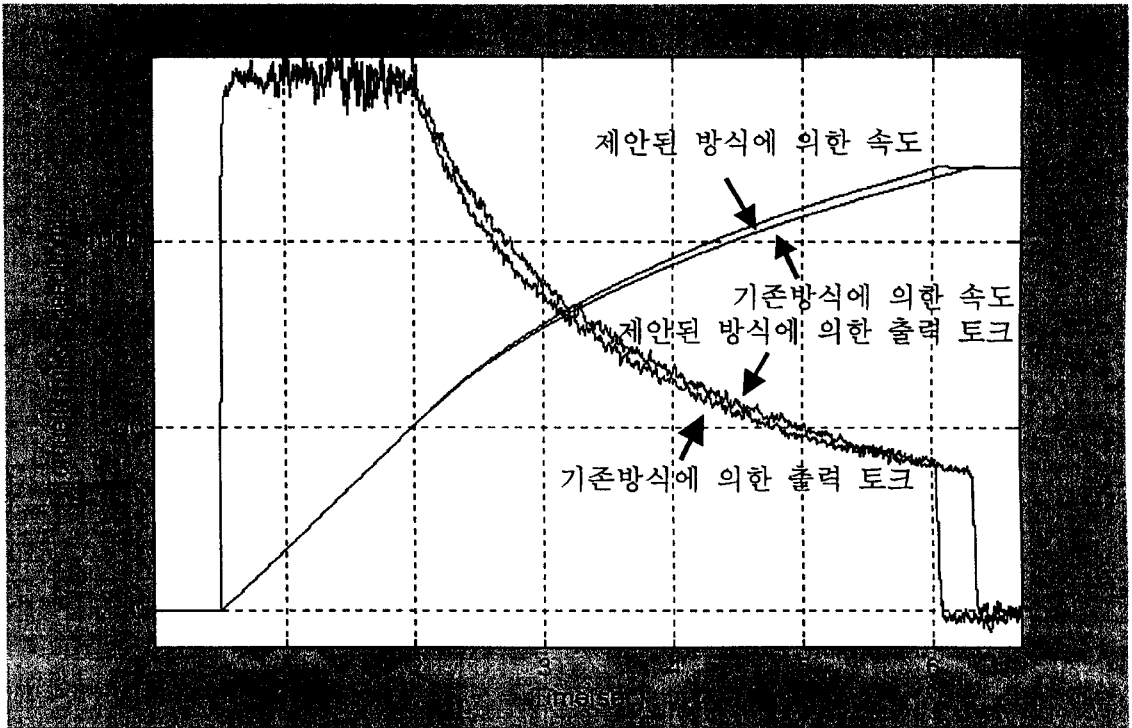


Fig. 9 Torque and speed of the proposed scheme and those of conventional SVPWM.

그림 9는 육각형의 내접원만을 전압벡터로 사용하는 기존의 방법과 제안된 방법의 토크 용량과 속도를 비교하고 있으며, 제안된 방법이 더 많은 토크를 낼 수 있음을 보여준다. 따라서 제안된 방식의 가속시간이 기존의 가속시간에 비해 짧음을 알 수 있다.

3. 결론

상대적으로 높은 전압이용률과 전류의 크기 및 위상을 제어하는 새로운 과변조법을 제안하였다. 따라서 이 방식을 사용한 벡터제어는 전동차 구동에 있어서 보다 나은 동적출력토크를 얻을 수 있다. 또한 이 논문은 제안된 과변조방법과 함께 사용되는 새로운 약계자제어도 보여준다. 이러한 구조에서, 자속의 크기는 전류 제한치와 육각형의 변으로 제한되는 최대 전압의 크기로부터 결정된다. 이 연구는 컴퓨터 시뮬레이션으로 기존의 방식보다 보다 많은 토크를 얻을 수 있음이 증명되었다.

REFERENCES

- [1] Kouji Yasuda, Kiyoshi Nakada, Yoshio Tsutsui, Kiyoshi Kakamura, "PWM Control Method of a High Frequency Two-level Inverter for Trains", in *proc. IPEC-Yokohama*, pp1066-1070, 1995
- [2] Takamasa Kanzaki, Ikuo Yasuoka, Gorge Yamamoto, "Direct Digital Controlled PWM GTO Inverter for DC1500V Electric Cars", in *proc. IPEC-Tokyo*, pp1587-1598, 1983
- [3] Mikio Ohta, Atsushi KAGA, Mitsuo Muneyuki, Eiji Akagawa, "AC Propulsion System for Kumamoto Municipal Transportation Bureau" in *proc. IPEC-Tokyo*, pp.1575-1586, 1893
- [4] Ikuo Yasuoka, Takuma Henmi, Yooske Nakazawa, Ikuya Aoyama, "Improvement of Re-adhesion for Commuter Trains with Vector Control Traction Inverter", in *Proc. Power Conversion Conference*, pp.51-55, 1997
- [5] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector control and Dynamics of AC Drives*, New York: Oxford University Press., ch. 7, 1996.
- [6] J. Holtz, W. Lotzkat, and A. Khambadkone, "On continuous control of PWM inverter in the overmodulation range including the six-step mode." In *IEEE-IECON Conf. Rec.*, 1992, pp 307-312
- [7] R. Joetten and H. Schierling, "Control of the Induction Machine in the Field Weakening Range", in *Proc. IFAC*, pp297-304, 1983.
- [8] Sang-Hoon Kim, Seung-Ki Sul, "Maximum Torque Control of an Induction Machine in the Field Weakening Region," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 31, No. 4, July/August, pp. 787~794, 1995.
- [9] Jul-Ki Seok, Joohn-Sheok Kim, Seung-Ki Sul, "Overmodulation Strategy for High-Performance Torque Control", *IEEE Trans. Power Electron.* vol.13, no. 4, pp.786-792, 1998