

공간 벡터 PWM 방식을 이용한 유도전동기의 새로운 과변조 제어 기법

석 줄기, 실 승기
서울대학교 공과대학 전기공학과

A New Overmodulation Strategy for Induction Motor Drive Using Space Vector PWM

Jul-Ki Seok^o, Seung-Ki Sul
Dept. of Electrical Engineering, Seoul National University

Abstract - In the overmodulation region, the operation of the three phase induction motor with a current controller is characterized by a rapid deterioration of the motor torque and speed. It is desirable to use the overmodulation strategy that extends the normal operating range even in this case. In this paper, a new overmodulation strategy is proposed for the high performance motor drives and the comparison study with two conventional methods are also described. In the proposed strategy, considering the motor dynamics, a suitable voltage vector is selected in order to extend the stable operating range in the overmodulation region. With this advanced overmodulation algorithm, the normal operating range can be extended without any extra hardware.

1. 서론

최근 전력전자 기술의 비약적인 발전으로 인하여 유도 전동기를 이용한 구동 시스템은 빠른 가속속 운전을 요구하는 고성능 전동기 구동 시스템 분야에서 그 적용 범위가 확대되고 있다. 이러한 고성능 전동기 구동 시스템에서는 제어 지령치 변화에 대한 빠른 응답, 부하 변동과 외란에 대한 강인한 특성이 요구된다. 전류 제어기의 발달과 더불어 이러한 과도 상태 응답 특성을 개선하기 위한 많은 연구가 이루어져 왔다 [1-3]. 일 반적으로 과도 상태에서는 전류 제어기의 출력 전압이 큰 값을 가진다. 그러나, 실제로 인버터의 최대 출력 전압은 DC 링크 전압에 의해 제한되기 때문에 과변조시 전류 제어기의 특성은 과변조 제어 기법에 의해 많은 영향을 받는다. 특히, 고성능 전동기 구동 시스템에서의 전류 제어기 성능은 전체 시스템의 특성을 결정하므로 적절한 과변조 제어 기법의 사용은 과도 상태에서의 시스템 성능을 결정하는 중요한 요인 중의 하나이다.

일반적으로 전류 제어기는 전동기의 역기전력에 의해 많은 영향을 받는다. 그러므로, 과변조시에 전압 벡터 지령치는 전동기 역기전력을 고려해서 결정되어야 한다. 그러나, 기존의 과변조 제어 기법은 전동기의 역기전력과는 무관하게 전압 지령 벡터를 결정하므로 [4-6], 이 경우에는 전동기 출력 토크 능력을 충분히 이용할 수 없고 전동기 속도에도 불연속적인 속도 감소 현상이 나타난다. 따라서, 기존의 과변조 방식으로는 고성능 전동기 구동 시스템의 과도 상태 성능을 보장할 수 없는 경우가 발생한다.

본 논문에서는 과도 상태에서도 고성능 전동기 구동 시스템의 특성을 보장하는 새로운 과변조 제어 기법을 제안하고, 이를 기존의 방식들과 비교한다. 제안된 방법은 전동기 역기전력을 고려해서 전압 벡터 지령치를 결정하므로 전동기의 정상 운전 범위를 과변조 영역까지 확대할 수 있다.

2. 과변조 방식의 비교

2.1 전체 제어 구조

그림 1은 전체 시스템의 제어 구조를 나타내고 있다.

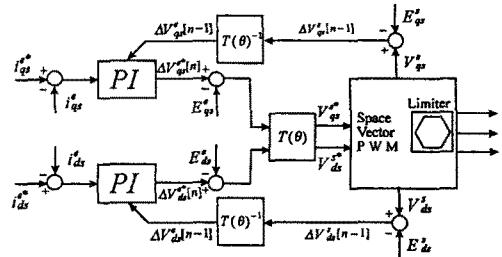


그림 1. 시스템 제어 구조

동기 좌표계에서 유도 전동기 전압 방정식은 다음과 같다.

$$V_{qs}^{**} = R_s i_{qs}^{**} + L_s \frac{di_{qs}^{**}}{dt} + E_{qs}^{*} = \Delta V_{qs}^{**} + E_{qs}^{*} \quad (1)$$

$$V_{ds}^{**} = R_s i_{ds}^{**} + L_s \frac{di_{ds}^{**}}{dt} + E_{ds}^{*} = \Delta V_{ds}^{**} + E_{ds}^{*} \quad (2)$$

여기서, R_s , L_s 는 각각 전동기 고정자 저항, 과도 인덕턴스이고, V_{qs}^{**} , V_{ds}^{**} , E_{qs}^{*} , E_{ds}^{*} , ΔV_{qs}^{**} , ΔV_{ds}^{**} 는 각각 q^* -와 d^* -축 고정자 지령 전압, 역기전력, 전류 제어기의 출력 전압이다. 이때, ΔV_{qs}^{**} , ΔV_{ds}^{**} 는 각각 $\Delta V_{qs}^{**} \equiv R_s i_{qs}^{**} + L_s \frac{di_{qs}^{**}}{dt}$, $\Delta V_{ds}^{**} \equiv R_s i_{ds}^{**} + L_s \frac{di_{ds}^{**}}{dt}$ 로 정의된다. 그러므로, 그림 2에 보인 것과 같이 전압 지령 벡터 \vec{V}^{**} 는 역기전력 전압 벡터 \vec{E}_{qs}^{*} 와 전류 제어기 출력 전압 벡터 $\Delta \vec{V}_{qs}^{**}$ 의 합으로 구성된다. 만약, 전압 지령 벡터 \vec{V}^{**} 가 DC 링크 전압에 의해 제한되는 PWM 인버터의 전압 경계인 육각형을 넘어가면 이 벡터는 육각형 변위의 한 벡터로 한정되어야 한다.

2.2 기존의 과변조 방법

A. 기존의 방법 1. [4]: 그림 2에 나타난 바와 같이 과변조시의 전압 벡터가 \vec{V}^{**} 인 경우 수정되는 벡터의 중심은 'a'점으로 정해진다. 이 때 수정된 벡터는 전류 제어기 출력 지령 벡터와 같은 각도를 유지하게 된다.

B. 기존의 방법 2. [5][6]: 그림 2에 나타난 바와 같이 과변

조시의 전압 벡터가 \vec{V}^* 인 경우 수정되는 벡터의 종점은 'b'점으로 정해진다. 이 때 수정된 벡터는 전류 제어기 출력 지령 벡터와 육각형 경계가 수직이 되도록 결정된다.

상기한 기존 방법에 의해 선택되는 전압 지령 벡터는 전동기의 역기전력과 무관하게 정해진다. 그러므로, 이러한 방식의 지령 벡터 선택은 과도 상태에서 전류 제어기에서 요구되는 전압 지령 벡터를 충분히 보상해 줄 수 없다. 결과적으로 기존의 방법들은 과변조시 전류 제어기 성능 저하를 초래해서 전동기 출력 토크 능력을 감소시키고 전동기 속도에도 불연속적인 속도 감소 현상을 유발한다.

2.3 제안된 과변조 기법

전류 제어기의 과도 상태 응답 특성을 개선하기 위해서는 PI 제어기 출력 전압 ΔV_{gd}^* 의 정보를 최대한 유지하는 것이 필요하다. ΔV_{gd}^* 의 각도를 유지하기 위해서 육각형 경계면의 'c'점이 수정된 벡터의 종점이 된다. 제안된 과변조 기법을 이용하면 선택된 지령 벡터는 전류 제어기의 전류 오차를 줄이도록 이용 가능한 전압을 최적으로 분배한다.

점 'c'를 종점으로 수정된 지령 벡터는 원래의 d^* -축 전압 지령 ΔV_{gd}^* 보다 작은 값을 선택하기 때문에 d^* -축 전류의 감소를 초래한다. 따라서, 제안된 과변조 제어 기법은 고유한 약제자 특성을 가진다.

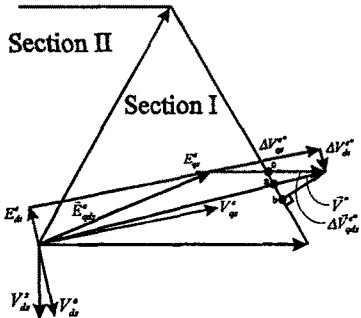


그림 2 제안된 과변조 기법과 기존 방법들과의 비교

3. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션 조건은 다음과 같고 모든 과변조 기법은 같은 이득을 가지는 동일한 속도, 전류 제어기를 사용하였다.

스위칭 주파수 : 5[KHz] DC 링크 전압 : 290[V]
 속도 지령 : 1700[rpm] at t=2[sec] 부하 : 90N-m at t=4[sec]

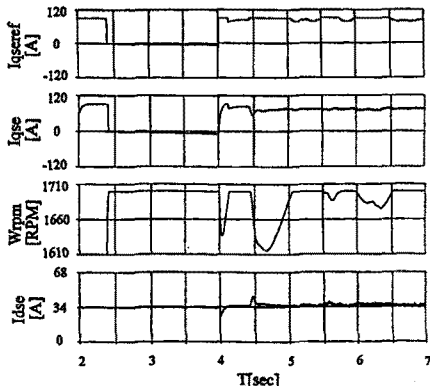


그림 3. 기존 방법 1의 q^* 축 전류 지령, 전동기 q^* 축 전류, 속도, d^* 축 전류

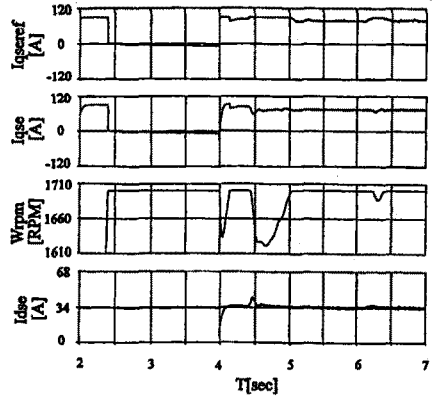


그림 4. 기존 방법 2의 전동기 q^* 축 전류 지령, 전동기 q^* 축 전류, 속도, d^* 축 전류

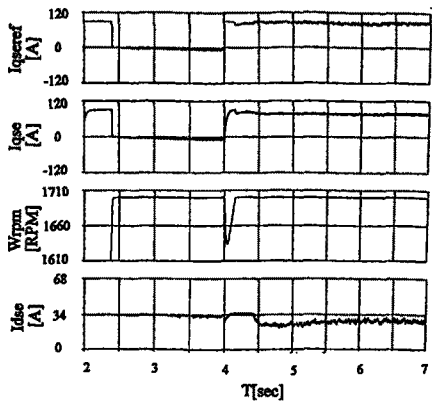


그림 5. 제안된 과변조 방법의 q^* 축 전류 지령, 전동기 q^* 축 전류, 속도, d^* 축 전류

그림 3, 4와 5는 모두 전동기 속도가 1700[RPM] 일때 부하가 90(N-m)인 경우에 대한 시뮬레이션 파형이다.

그림 3과 4에 나타난 바와 같이 전동기의 역기전력을 고려하지 않은 과변조 기법은 과변조시 전류 제어기 성능 저하를 초래해서 전동기 속도에 불연속적인 속도 감소 현상을 유발한다.

그림 5에서의 제안된 방법은 전동기의 역기전력을 고려했기 때문에 과변조시에도 속도 응답이 안정됨을 볼 수 있다. 그리고, 상술했던 바와 같이 과변조시의 고유한 약제자 특성에 의해 d^* 축 전류가 줄어들음을 알 수 있다.

4. 실험 결과

실험을 위한 시스템의 구성을 그림 6에 보았다.

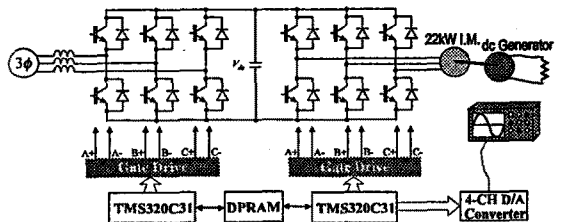


그림 6 실험 시스템의 구성

실험에 사용된 시스템은 AC-DC-AC 전력변환 시스템으로 DC 링크 전압은 370[V]로 제어되고 있다. 스위칭 주파수는 5[KHz]이고 샘플링 주기는 100[μsec]이며, 데드타임은 6.3[μsec]이다. 주처리기로는 TMS320C31 DSP를 사용하였다. 이것은 33.33MHz 클럭을 사용하며 32비트 실수 연산 능력을 갖고 있다. 모든 제어 알고리즘은 DSP를 이용하여 소프트웨어로 구현되었다. 아날로그 신호는 변환 시간이 3[μsec]이고 해상도가 12비트인 두개의 A/D 변환기를 이용하여 디지털 값으로 변환하였다. DSP의 모든 변수는 4채널 12비트 D/A 변환기를 이용하여 보여질 수 있다.

표 1에 실험에 사용한 전동기의 상수를 나타내었다.

표 1. 실험에 사용한 유도전동기의 상수

정격	22 [kW], 4 극, 1750[rpm]
전동기 관성 모멘트	$J = 0.122 [Kg-m^2]$
고정자 저항	$R_s = 0.04 [\Omega]$
과도 인덕턴스	$L_\sigma = 0.011 [mH]$
상호 인덕턴스	$L_m = 13.24 [mH]$
회전자 저항	$R_r = 0.021$

그림 7과 8은 기존의 과변조 방법에 대한 실험 파형이다. 시뮬레이션에서 이미 나타난 바와 같이 전동기의 역기전력을 고려하지 않은 과변조 기법은 과변조시 전류 제어기 성능 저하를 초래해서 전동기 속도에 불연속적인 속도 감소 현상을 유발한다.

그림 9는 제안된 과변조 제어 기법에 대한 실험 파형이다. 제안된 방법은 전동기의 역기전력을 고려했기 때문에 과변조시에도 속도 응답이 안정됨을 볼 수 있다. 그리고, 시뮬레이션에서 나타난 바와 같이 과변조시의 고유한 약제자 특성에 의해 d^e 축 전류가 줄어듦을 확인할 수 있다.

5. 결론

본 논문에서는 전동기의 역기전력을 고려한 새로운 과변조 기법이 제안되었고 기존의 두 가지 방법과 이를 비교하였다. 제안된 방법은 전동기 역기전력을 고려해서 전압 벡터 지령치를 결정하므로 전동기의 정상 운전 범위가 과변조 영역까지 확대되어 시스템 과도 상태 성능을 향상시킬 수 있음을 보였다. 시뮬레이션과 실험을 통해 본 논문에서 제안된 과변조 제어 기법의 우수성을 입증하였다.

6. 참고 문헌

- [1] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation - A Survey", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, vol. 39, No. 5., 1992, pp.410-420.
- [2] J. Holtz, W. Lotzkat, and A. Khambadkone, "On Continuous Control of PWM Inverters in the Overmodulation Range including the Six-Step Mode", *IECON, 18th Ann. Conf. Rec., IEEE Ind. Electronics Soc.*, 1992, pp.307-312.
- [3] T. M. Rowan, R. J. Kerkman and T. A. Lipo, "Operation of Naturally Sampled Current Regulators in the Transition Mode", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. IA-23, No. 4., 1987, pp.586-596.
- [4] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, and L. M. Tolbert, "Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation", *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 28, No. 5., 1991, pp.1045-1053.
- [5] H. Mochikawa, T. Hirose, and T. Umemoto, "Overmodulation of Voltage Source PWM Inverter", *JIEE Ind. Soc. Ann. Conf. Rec.*, 1991, pp.466-471. (In Japanese)

- [6] D. R. Seidl, D. A. Kaiser, and R. D. Lorentz, "One-Step Optimal Space Vector PWM Current Regulation Using a Neural Network", *IEEE-IAS, Ann. Meet., Conf. Rec.*, 1994, pp.867-874.

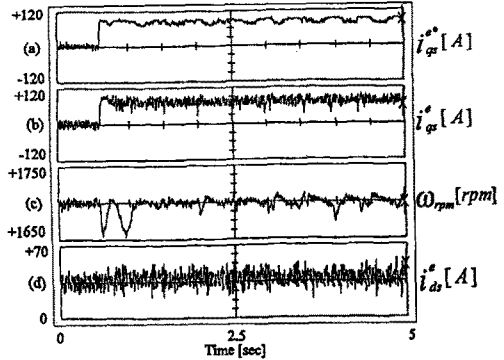


그림 7. 기존 방법 1.의 과변조시 응답 특성
(a) q^e 축 전류 지령 (b) q^e 축 전류
(c) 속도 (d) d^e 축 전류

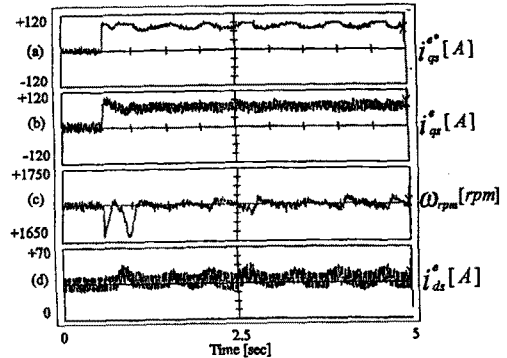


그림 8. 기존 방법 2.의 과변조시 응답 특성
(a) q^e 축 전류 지령 (b) q^e 축 전류
(c) 속도 (d) d^e 축 전류

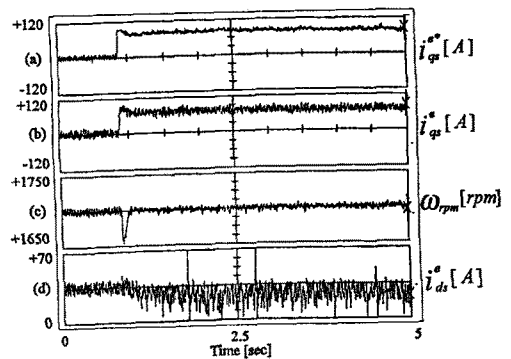


그림 9. 제안된 방법의 과변조시 응답 특성
(a) q^e 축 전류 지령 (b) q^e 축 전류
(c) 속도 (d) d^e 축 전류