

3 레벨 인버터를 이용한 유도 전동기의 직접 토크 제어

박영민*,이세현*,윤재학*,박영우*,김남혜*,이교범**, 송중호**

*현대중공업, **한국과학기술연구원

Direct Torque Control of Induction Motor Fed by a Three Level Inverter

Y.M.Park*,S.H.Lee*,J.H.Yun*,Y.W.Park*,N.H.Kim*,K.B.Lee**,J.H.Song**

*Hyundai Heavy Industry, **KIST

Abstract

In this paper a Direct Torque Control(DTC) scheme for PWM three level inverter-fed induction motor drives, is presented and discussed. In order to deal with DTC scheme applied three level inverter, the selection of voltage vector is proposed to minimize switching frequency and torque ripple. The simulation results shows a validity of thi control scheme.

스위칭 소자를 GTO, 혹은 IGCT로 고려하고 스위칭 주파수를 500[Hz] 정도로 유지하기 위해선 3레벨 인버터를 구조가 적합하다. 본 논문에서는 대용량 3-레벨 인버터에 적합한 스위칭 테이블의 구성을 통해, DTC의 빠른 동적특성을 유지하면서 500[Hz]의 스위칭 주파수에서 토크리플을 저감할 수 있는 DTC 전압벡터 선택기법을 제안한다.

1. 서론

직접 토크 제어 기법은 토크와 고정자 자속을 직접 제어하는 것으로 정의할 수 있다. 복잡한 제어회로의 벡터제어기법에 비해 간단한 알고리즘으로 빠른 동특 성과 파라미터 변화에 대한 강인성, 전압벡터선택으로 원하는 토크리플의 결정 등의 장점이 있다. 특히 순시 제어값을 계산하기 위해 전동기의 고정자 파라미터만 이용하기 때문에 회전자 파라미터 대한 민감도를 현저하게 감소시킬 수 있다. 또한 자속 및 토크는 최적의 전압 벡터 선택에 따라 독립적으로 제어할 수 있다[1~5].

그러나 DTC기법은 히스테리시스 밴드를 이용하여 스위칭을 하므로 스위칭 주파수가 일정하지 않고 정상적으로 동작하기 위해서는 어느 정도 이상의 스위칭 주파수가 보장되어야 하는 단점이 있다. 대용량 인버터에서 이러한 문제점을 해결하기 위한 멀티 레벨 인버터의 새로운 전압벡터 선택기법이 제안되었다 [6].

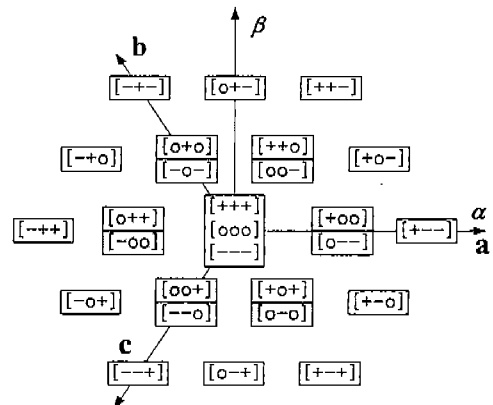
수[kV], 수[MW]의 대용량 인버터 설계에 있어서

2. 3레벨 인버터에서의 직접 토크 제어

유도전동기의 일반적인 회로방정식으로부터 공간벡터와 자속 변화사이의 관계는 고정자 저항에 의한 전압 강하를 무시하면 다음식으로 근사화 할 수 있다.

$$\Delta \lambda_s = (V_s - I_s R_s) T_s \approx V_s T_s \quad (1)$$

여기서, V_s 는 그림 1의 3레벨 공간전압벡터로 만들어지는 인버터의 출력전압이다.



- 그림 1 3레벨 공간전압벡터

즉, 고정자 자속은 인가한 공간전압벡터와 같은 방향의 성분에 비례하여 변화한다는 것을 알 수 있다.

회전자 자속과 고정자 자속과의 관계는

$$\lambda_r = \frac{L_m}{L_s} \frac{1}{1 + \sigma\tau_r} \lambda_s \quad (2)$$

여기서, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$

이다. 위의 식으로부터 회전자 자속의 공간벡터는 고정자 자속의 공간 벡터와 1차지연의 관계가 있음을 알 수 있다.

토크는 다음식과 같이 표현될 수 있다.

$$T = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \lambda_s \cdot j\lambda_r = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \lambda_s \lambda_r \sin \theta_{sr} \quad (3)$$

여기서, p 는 pole-pair이다.

식(3)으로부터 고정자 자속 벡터 크기의 변화와 고정자 자속과 회전자 자속의 이루는 각의 변화에 따라 토크의 변화가 결정됨을 알 수 있다.

토크와 고정자 자속의 크기가 한 샘플링 주기동안에 히스테리시스 폭 내에 유지되도록 전압벡터 스위칭 상태를 아래 그림 2와 같이 결정한다.

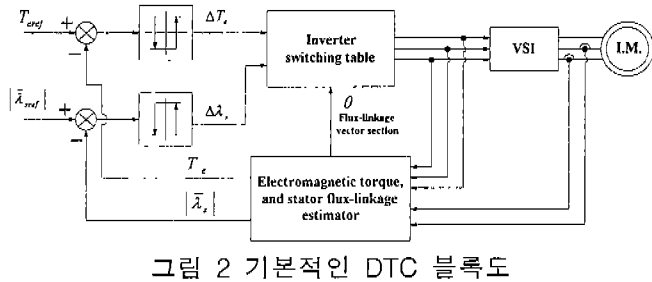


그림 2 기본적인 DTC 블록도

고정자 자속과 토크는 다음식과 같이 추정되어진다.

$$\bar{\lambda}_s = \int_0^t (\bar{U}_s - \bar{I}_s R_s) dt \quad (4)$$

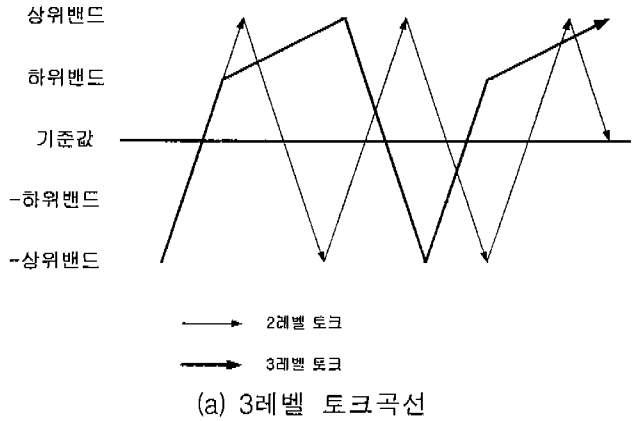
여기서, \bar{U}_s 는 인버터의 스위칭 상태로 결정되는 전압이다.

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\bar{\lambda}_s \times \bar{I}_s) = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{as} I_{\beta s} - \lambda_{\beta s} I_{as}) \quad (5)$$

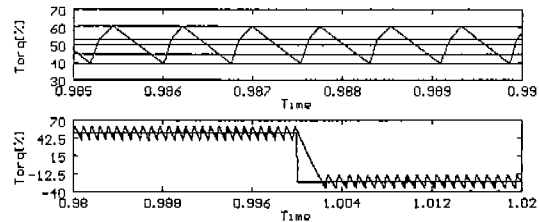
3. 3레벨 인버터-DTC 스위칭

유도전동기의 3레벨-DTC기법을 적용하기 위해서 전압벡터의 선택시 작은 전압벡터의 선택과 토크 히

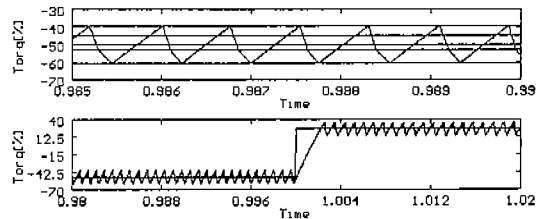
스테리시스 밴드폭 설정등을 고려한다. 그림 3의 (a)와 같이 토크 히스테리시스 밴드를 상위밴드와 하위밴드로 나눈다.



(a) 3레벨 토크곡선



(b) 정방향



(c) 역방향

그림 3 3레벨 토크곡선과 시뮬레이션 결과

작은 전압벡터 선택으로 (a)와 같은 토크 곡선을 얻을 수 있고 정방향과 역방향에 따른 토크응답은 (b),(c)와 같다. 정방향 운전시 토크가 증가하는 방향의 큰 전압벡터를 인가하여 토크를 증가시키다가 [하위밴드]에서 같은 방향의 작은 전압벡터를 선택한다. 역방향에서도 마찬가지로 토크를 증가시키다가 [-하위밴드]에서 같은 방향의 작은 전압벡터를 인가한다. 작은 전압벡터의 선택에 있어서 발생하는 전압 불균형은 그림 1에서처럼 상, 하 작은 전압벡터를 교대로 사용하여 감소시킨다[7].

v_α 전압벡터를 인가하여 고정자 자속벡터를 정지시킴으로써 회전자 자속벡터와 이루는 각(θ_{sr})의 크기를 줄여 토크를 감소시킨다(그림 4 참조). 그러나 저

속영역의 경우 회전자 자속벡터의 회전속도가 느려서 v_o 전압벡터의 인가만으로는 원하는 토크감소 효과를 얻을 수 없다. 이러한 점을 보완하기 위해서 v_o 전압 벡터를 인가하는 대신에 유효 전압벡터 v_{k-1}, v_{k-2} 를 인가하여 준다[3]. 속도응답을 향상시키는 반면에 토크리플 및 스위칭 손실이 많은 단점을 가진다. 이 경우 큰방향 전압벡터를 인가하는 대신에 작은 전압 벡터를 인가하여 주면 토크리플저감의 효과를 얻을 수 있다.

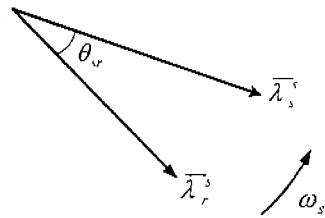


그림 4 자속각 관계

4. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션은 C언어를 통하여 구현하였고 10마력, 220[V]정격의 전동기의 사용하였다. 토크와 자속 지령치에 따른 전동기의 토크 및 자속 응답 특성과 저속영역에서의 응답을 동일한 조건에서 시뮬레이션하였다. 전류를 측정하고 인버터의 스위칭 상태로부터 전압을 구하여 자속과 토크값을 구한다. 실제 하드웨어에 적용하기 위해 직접토크제어 알고리즘을 100 [μs]의 시간 주기로 수행하였다.

그림 5는 고속영역 저속영역에 따른 각각의 속도의 지령치에 대한 속도와 토크응답곡선이다. 그림 5에서 저속영역에서 역방향 전압벡터 인가로 인해 다소 리플이 커졌음을 볼 수 있다. 그림 6은 상전류와 고정자 자속의 파형이고, 그림 7은 상전압의 파형이다. 고정자 자속은 거의 정현파의 파형은 나타냄을 볼 수 있다. 그림 8은 2초에 부하를 인가했을 때의 속도와 토크의 응답이다.

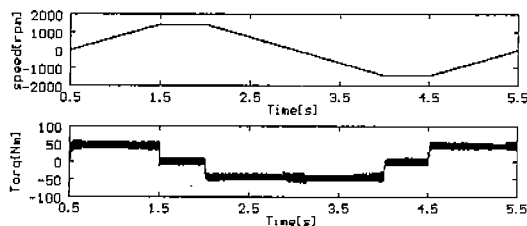


그림 5 정,역방향 속도응답

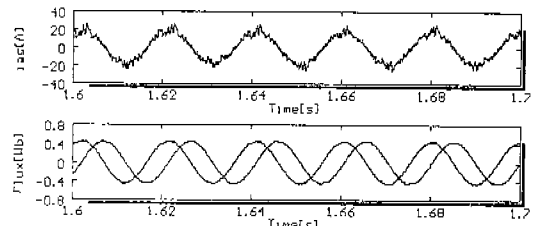


그림 6 상전류와 자속

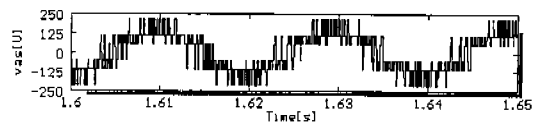


그림 7 상전압

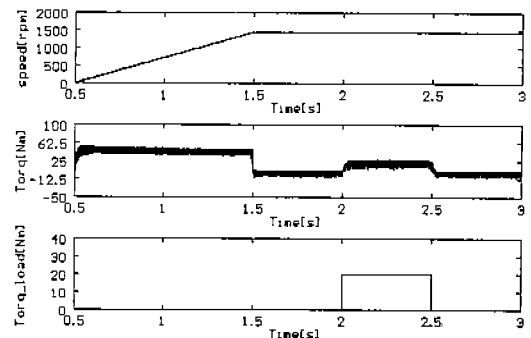


그림 8 부하인가에 대한 속도응답

5. 결론

대용량 3레벨 인버터를 이용한 유도전동기의 직접 토크제어의 전압벡터 선택기법을 제안하였다. 토크레벨을 상위, 하위레벨로 구분하고 정,역방향 회전자 각각 작은 전압벡터를 상위밴드와 하위밴드사이에 사용하였다. 제안된 전압벡터의 선택이 500[Hz]부근의 낮은 스위칭 주파수에서 DTC제어기법의 특징인 빠른 동적 특성의 성질을 유지한 상태에서 동작함을 시뮬레이션을 통하여 확인하였다.

참고문헌

- [1] I. Takahashi and Y. Ohmori, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motors," *IEEE Trans. IA*, vol. IA-22, no. 5, pp. 820-827, 1986.
- [2] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra and A. tani, "Effect of Flux and Torque Hysteresis Band

- Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines," *IECON '94*, pp. 299-304, 1994.
- [3] Marian P. Kazmierkowski and Andrzej B. Kasprowicz, "Improved Direct Torque and Flux Vector Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives," *IEEE Trans. IE.*, vol. 42, no. 4, pp. 344-350, Aug., 1995.
- [4] James N. Nash, "Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder," *IEEE Trans. IA.*, vol. 33, no. 2, pp. 333-341, Mar./Apr., 1997.
- [5] Peter Vas, "Sensorless Vector and Direct Torque Control," *Oxford Science Publication*, 1998.
- [6] C. A. Martins, T. A. Meynard, X. Roboam and A. S. Carvalho, "An Improved DTC Strategy for Induction Motor Control Fed by Multi-Cell Voltage Source Inverter for High Power Applications," *PESC '98*, pp. 1004-1010, 1998.
- [7] Y. Tadros, S. Salama, R. Hof, "Three level IGBT Inverter," *IAS '92*, pp. 46-52, 1992.